

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

**SPECIALITE : COMMANDE DES SYSTEMES ELECTRIQUES**

**Proposé et dirigé par : Mr ROUBACHE Toufik**

**Présenté par : CHOUIDIRA Messaoud**

**Thème :**

**Commande tolérante aux défauts de la machine à induction sans  
capteur de vitesse**

**Résumé :**

Dans l'industrie, la continuité de service d'une machine asynchrone exige des degrés de sûreté de fonctionnement et fiabilité élevés. De cette raison, la machine asynchrone nécessite des éléments robustes pour éviter de tomber dans les défauts. Mais l'apparition des défauts, c'est inévitable. Il est donc obligé de résoudre ce problème, par l'élaboration d'une technique de commande qui peut garantir la continuité de fonctionnement en présence des défauts.

La technique de commande par linéarisation entrée-sortie, basée sur la théorie de la géométrie différentielle et de topologie, telles que la dérivée de Lie, le crochet de Lie, le difféomorphisme, la distribution, et l'involutivité, assure la stabilité du système sain, et capable de compenser certains types de perturbation comme couple de charge.

Enfin, le dernier objectif est de supprimer le capteur de vitesse et en introduisant respectivement, la méthode de système adaptatif à modèle de référence MRAS, et un observateur de type Mode glissant. Une exploitation d'une commande tolérante aux défauts a pour but de compenser les défauts.

**Mots clés :** Machine Asynchrone, commande par linéarisation entrée-sortie, MRAS-Observateur, commande tolérante aux défauts.

**Numéro d'ordre : CSE\_213**

## REFERENCES

### Références

[BAG 1999]	L.BAGHLI ,« Contribution à la commande de la machine asynchrone, utilisation de la logique floue, des réseaux de neurones et des algorithmes génétiques » ,Thèse de doctorat, université Henri Poincaré, Nancy, 14 janvier 1999.
[BEG 1997]	R. Beguenane, M. H. Benbouzid, M. Tadjine, A. Tayebi, «Speed and rotor time constant estimation via MRAS strategy for induction motor drives», <i>IEEE Conference, Electric Machines and Drives</i> , pp. 18-21, May 1997.
[BAG 2003]	L.Baghli , « Modélisation et commande de la machine asynchrone », courtes de commande IUFM de lorraine 2003/2004.
[BEL 2005]	F. Belazoui and all , « Nonlinear Feedback Controls of the Induction Motor » IEEE, Power Electrical Systems, vol.2, pp. 208-221, March , Souse-Tunisia-2005.
[BEN 1998]	A. BENCHAIB, « Application des modes de glissement pour la commande en temps réel de la machine asynchrone », <i>Automatique</i> , Décembre1998.
[BEN 2001]	M. Benyahia , « Commande non linéaire et prédictive application à la machine asynchrone », Mémoire de magister, Université de Batna, 2001.
[BEN 2003]	K. BENCHAIBA, « Commande de la machine asynchrone par mode de glissementApport de la logique flou pour la réduction du phénomène chattering », Mémoire demagister, soutenue à l’université de Batna en 2003.
[BEN 2009]	M. Benbaha, « Commande Robuste Tolerante Aux Defauts :Application à la Machine à Courant Alternatif » , Mémoire de magister, Université de Batna, 2009.
[BAN 2013]	Omar Benzineb, Mohamed Tadjine, Mohamed Benbouzid, Demba Diallo ,«Sur la commande tolérante aux défauts des machines asynchrones : Une approche implicite», <i>Européen Journal of Electrical Engineering</i> , 2012, 15 (6), pp.633-658. <hal-00780768>. 2013
[BOU 2001]	Boumegoura, « Recherche de signature électromagnétique des défauts dans une machine asynchrone et synthèse d’observateurs en vue de diagnostic» , Thèse Doctorat, Ecole centrale de Lyon ,2001.
[BOU 2008]	Bouzida, « Diagnostic de défauts de la machine asynchrone a cage par la technique des ondelettes», Mémoire de magister, Spécialité Electrotechnique, ENP, Alger, 2008.
[CAN 2000]	C. Canudas, « Commande des moteurs asynchrones : Optimisation, Discrétisation et Observateurs » , Vol. 2, Hermès Science publications, Paris, 2000.
[CAS 2005]	Casimir, « Diagnostic des défauts des machines asynchrones par reconnaissance des formes » , Thèse doctorat, Ecole centrale de Lyon, 2003.
[CHA2005]	S. CHAOUCH « Commande vectorielle robuste d’une machine a induction sans capteur de vitesse » , Thèse de doctorat, Université de Batna, Décembre 2005.
[DAI 2007]	Y.Daili , « Contrôle de la fréquence de commutation des hystérésis utilisés dans dans les commandes d’une machine asynchrone » , Mémoire de magister en électrotechnique, Université de Batna,2007.
[FIS 1996]	Fiser, R., Ferkolj, S., « Modelling of dynamic performance of induction machine with rotor faults». In <i>Proceedings ICEM Vigo</i> , Spain, Vol. 1, pp. 17-22,1996.

## REFERENCES

[GAR 1998]	S. G Garcia ,«Etude et Mise en OEuvre d'estimateurs et d'Observateurs Robuste de Flux et de Vitesse pour une Machine à Induction à Cage Commandée Vectoriellement» Thèse de Doctorat, Paris sud, France, 1998.
[GRI 2001]	G. Griva., F. Profumio, R. Bojoi., V. Boston., M. Cuibus, C. Ilas., « General adaptation law for MRAS high performance sensorless induction motor drives» <i>IEEE Conference on Power Electronics Specialists</i> , Vol. 2, pp. 1197-1202, Jun 2001.
[ISE 1997]	Isermann , R., Ballé, P., «Trends in the application of model-based fault detection and diagnosis of technical processes », <i>Control Engineering Practice</i> ,5(5), 709-719,1997.
[ISO 1989]	A.Isodori , « Nonlinear Control Systems: Communication and Control» Engineering Serie, Berlin, Springer Verlag, second edition, 1989.
[JER 2007]	Jerome C., , « 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.
[KAN 2004]	Kanev ,S., « Robuste Fault-Tolerant Control »,Phd Thesis, University of Twente, The Netherlands ,2004
[LAL 2004]	Laleg, T.M, « Contribution aux Méthodes de Diagnostic à Base d'Observateurs et à la Commande Tolérante aux Défauts Application à la Machine Asynchrone et au Robot SCARA », PFE, Spécialité Automatique, ENP, Alger, 2004.
[MAR 1993]	R. Marino, S. Peresada, P. Valigi, « Adaptative Input-Output Linearizing Control of Induction Motors », <i>IEEE Transactions on Automatic Control</i> , vol.38, N°.2, pp. 208-221, February, 1993.
[MEK 2009]	MEKKI, Hamza, « commande tolérante aux défauts application à la MAS », Mémoire de magister, ENP, 2009.
[MES 2012]	B. Messaoud, «Commande par DTC de la Machine à Induction Sans Capteur de Vitesse Utilisation du Filtre de Kalman pour l'estimation de la vitesse», Mémoire de Magister Université Batna 2012.
[MIC 2005]	Mickaël Rodrigues, « Diagnostic et commande active tolérante aux défauts appliqués aux systèmes décrits par des multi-modèles linéaires », Thèse de doctorat, université Henri Poincaré, Nancy 1,2005.
[MUE 2009]	Muenchhof M et al,«Fault-tolerant actuators and drives—Structures, fault detection principles and applications», <i>Annual Reviews in Control</i> , 2009.
[OLI 2005]	Olivier Ondel, « Diagnostic par reconnaissance des formes :application a un ensemble convertisseur –machine asynchrone », Thèse de doctorat l'école de lyon,2005
[RAZ 2003]	Razik , H., Didier, G., « Notes de cours sur le diagnostic de la machine asynchrone », Université Henry Poincaré, Nancy 1, 2003.
[SCH 1989]	C. Schauder, «Adaptive Speed Identification For Vector Control Of Induction Motors Without Rotational Transducers», <i>IEEE Conference IAS Annual Meeting</i> , pp. 493-499, 1989..
[REZ 2009]	Rezgui salah eddine,« Commande de la machine asynchrone:Commande Vectorielle Sans Capteurs Mécaniques SVPWM, Mode Glissant, MRAS», Mémoire de magistère Université de Constantine,2009
[ZAI]	S. Zaidi, « Commande non linéaire d'un moteur à induction », Mémoire de magistère Université de Batna, 2006

## REFERENCES

---

[ZAN 2005]	Zanardelli .W.G., « Methods to identify intermittent Electrical and Mechanical Faults in Permanent Magnet AC drives Based on Time-Frequecy Analysis », Ph .D thesis, Michigan State University, 2005.
[REZ 2009]	Rezgui salah eddine, « Commande de la machine asynchrone:Commande Vectorielle Sans Capteurs Mécaniques SVPWM, Mode Glissant, MRAS», Mémoire de magistère Université de Constantine,2009
[TAM 2006]	H.Tamrabet, «Robustesse d'un contrôle vectoriel de structure minimale d'une machine asynchrone » Mémoire de magister en électrotechnique, Batna. Mai 2006
[ZHA 2008]	Zhang Y. et al, « Bibliographical review on reconfigurable fault-tolerant control systems », <i>Annual Reviews in Control</i> , vol. 32, pp. 229-252, 2008.

## Annexe B

Dans cette annexe, nous donnons des notions de la géométrie différentielle en vue de les utiliser dans la théorie de retour d'état linéarisant.

On considère le système :

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

Avec :

$$f = (f_1, f_2, \dots, f_i)^T$$

$$g = (g_1, g_2, \dots, g_i)^T$$

$$x = (x_1, x_2, \dots, x_i)^T$$

### **B.1- DIFFEOMORPHISME**

Une fonction  $\emptyset$ :

$$\emptyset : \Omega \rightarrow \mathcal{R}^n$$

$$(x_1, x_2, \dots, x_i)^T \rightarrow (z_1, z_2, \dots, z_i)^T$$

définie dans une région  $\Omega$  est un difféomorphisme local si :

1.  $\emptyset(x)$  est un bijection
2.  $\emptyset(x)$  et  $\emptyset(x)^{-1}$  sont différentiables

Si ces conditions sont vérifiées pour tout  $x \in \mathcal{R}^n$  ( $\Omega \in \mathcal{R}^n$ ), le Difféomorphisme est dit globale.

### **B.2-CHAMP DE VECTEURS**

Un champ de vecteur  $f$  est une application qui assigne à chaque point  $p$  dans une région  $\Omega, p \in \mathcal{R}^n$  une fonction  $f_p$  dans  $\mathcal{R}^n$ :

$$f: \Omega \rightarrow \mathcal{R}^n$$

$$p \rightarrow f_p$$

### **B.3-GRADIENT**

Etant donné une fonction scalaire  $h(x)$  de l'état  $x$ . Le gradient de  $h$  est donné par :

$$\nabla h = \frac{\partial h}{\partial x} \quad (\text{B. 2})$$

$\nabla h$  représente un vecteur colonne d'éléments:

$$\nabla h_i = \frac{\partial h}{\partial x_i}$$

## B.4-JACOBIEN

Le jacobien d'un champ de vecteur  $f(x)$  est donné par :

$$\nabla f = \frac{\partial f}{\partial x} \quad (\text{B. 3})$$

$\nabla f$  représente une matrice d'éléments :

$$\nabla f_{ij} = \partial f_i / \partial x_j$$

## B.5-DERIVEE DE LIE

On considère une fonction scalaire  $h : \mathcal{R}^n \rightarrow \mathbb{R}$  et deux champs de vecteurs :  $f, g : \mathcal{R}^n \rightarrow \mathcal{R}^n$ . La dérivée de Lie de  $h$  suivant le champ de vecteur  $f$  est une fonction scalaire définie par:

$$L_f h = \nabla h f = \sum_{i=1}^n \frac{\partial h(x)}{\partial x_i} f_i(x) \quad (\text{B. 4})$$

Les dérivées de Lie d'ordre supérieur sont données par :

$$L_f^0 h = h \quad (\text{B. 5})$$

$$L_f^i h = (L_f^{i-1} h) = \nabla (L_f^{i-1} h) f \quad i = 1, 2, \dots$$

La dérivée de la fonction  $L_f h$  suivant le champ de vecteur  $g$  est donnée par :

$$L_g L_f h = \nabla (L_f h) g = \sum \frac{\partial (L_f h(x))}{\partial x_i} g_i(x) \quad (\text{B. 6})$$

## B.6-CROCHET DE LIE

Soit  $f$  et  $g$  deux champs de vecteurs dans  $\mathcal{R}^n$ . Le crochet de Lie de  $f$  et  $g$  est un troisième champ de vecteur défini par :

$$ad_f g = [f, g] = \nabla f g - \nabla g f \quad (\text{B. 7})$$

Le crochet de lie d'ordre supérieur est défini comme suit :

$$\begin{aligned} ad_f^0 g &= g \\ ad_f^i g &= [f, ad_f^{i-1} g] \quad i = 1, 2, \dots \end{aligned} \tag{B.8}$$

Le crochet de Lie a les propriétés suivantes :

## 1. Bilinéarité

$$[a_1 f_1 + a_2 f_2, g] = a_1 [f_1, g] + a_2 [f_2, g] \tag{B.9}$$

$$[f_1, a_1 g_1 + a_2 g_2] = a_1 [f_1, g_1] + a_2 [f_1, g_2]$$

Avec:

$a_1, a_2$  : Des constantes réelles

$f_1, g_1$  : Des champs de vecteurs ( $i=1,2$ ).

## 2. Anti-commutativité

$$[f, g] = -[g, f] \tag{B.10}$$

## 3. Identité de Jacob

$$L_{ad_f g} h = L_f L_g h - L_g L_f h \tag{B.11}$$

## C.7-DISTRIBUTION

Une distribution  $D$  est espace ou sous-espace vectorielle engendrée par une base formé par les champs de vecteurs  $f_1, f_2, \dots, f_d$

$$D = \text{span} \{f_1, f_2, \dots, f_d\}$$

## C.8-INVOLUTIVITE

La distribution  $D$  est dite involutive si est seulement si elle est stable par crochet de Lie :

$$\forall x, y \in D : [x, y] \in D.$$

Annexe A

**Paramètres du moteur à induction**

*A.1 Paramètres électriques*

$R_s = 12.75 \Omega$  Résistance du stator

$R_r = 5.1498 \Omega$  Résistance du rotor

$L_s = 0.4991 H$  Inductance du stator

$L_r = 0.4331 H$  Inductance du rotor

$M = 0.4331 H$  Inductance mutuelle

$p = 2$  Nombre de pair de pôles

$P = 1.08 Kw$  Puissance électrique

$V_s = 220/380V$  Tension du stator

*A.2 Paramètres mécaniques*

$j = 0.0035 Kg.m^2$  Moment d'inertie

$f = 0.0001 SI$  Coefficient de frottement

$C_n = 5 N.m$  Couple nominal

# **ANNEXE**

### Conclusion générale

Le travail présenté dans ce mémoire s'inscrit dans le cadre de la commande tolérante aux défauts sans capteur de vitesse sous contraintes avec prise en considération de la dégradation de performances.

Notre objective est de proposer une amélioration de la commande, pour répondre aux exigences à la continuité de fonctionnement des systèmes d'entraînement électriques.

Dans un premier temps, un premier chapitre a traité les points suivants:

- Recensement non exhaustive des différents défauts qui peuvent affecter le moteur asynchrone.
- Un bref état de l'art sur la commande tolérante aux défauts.

Dans le deuxième chapitre, nous avons présenté :

- La modélisation de l'ensemble convertisseur-moteur et commande pour les deux cas: sain et défaillant.
- La simulation qui a montré la validité de notre modèle mathématique de l'ensemble pour révéler les signatures des défauts de l'ensemble.

Ensuite, dans le troisième chapitre:

- nous avons présenté la technique de commande par linéarisation entrée-sortie pour notre ensemble. Cependant cette technique de commande, peut s'avérer très limitée et induire des comportements non désirés de l'ensemble à commander, voire à l'instabilité de ce dernier, en présence de défauts capteur de vitesse. Néanmoins, elle reste robuste pour certaines perturbations.

En fin, le quatrième chapitre traite:

- Le but d'éliminer le capteur de vitesse, et après avoir cité des commandes sans capteurs mécaniques, nous avons choisi la *MRAS* et le mode glissant, car ils sont classés parmi les meilleures techniques. Les performances des deux méthodes envisagées ont été mises en évidence par des changements de consigne, et application de perturbation de charge. La vitesse estimée par la *MRAS* a montré un bon suivi des consignes, avec des écarts satisfaisants même en basse vitesse.
- Les résultats de simulation ont montrés une grande efficacité de l'approche active tolérante aux défauts vis-à-vis le défaut moteur, elle préserve les performances de l'ensemble ainsi que sa stabilité

# **Conclusion générale**

## IV.1 Introduction

La commande et la supervision d'un système dynamique requièrent souvent la connaissance des grandeurs physiques. En pratique, la connaissance de ces grandeurs appelées variables d'état du système se fait grâce à des capteurs. Généralement, certaines variables sont inaccessibles par mesure directe, certaines d'autres sont accessibles mais l'installation d'un capteur est coûteuse et nécessite un soin particulier à cause de sa fragilité [ROU 2004]. D'où la nécessité d'introduire un système dynamique capable de déterminer les variables d'état non mesurables à partir des mesures effectuées.

Dans notre étude, sur les machines asynchrones, les algorithmes de certaines lois de commande, nécessitant la connaissance des états du système (grandeurs de sortie), se posent un problème majeur qui est la nécessité d'emploi des capteurs mécaniques ou électriques. Ce problème est posé à cause de ces grandeurs de sortie qui sont souvent difficilement accessibles pour des raisons techniques (flux,...) ou pour des problèmes de coût (vitesse, position ...). Il faut donc les déterminer sans utiliser de capteurs dédiés. Pour cela et pour des raisons économiques et/ou des raisons de robustesse, les chercheurs travaillent depuis plusieurs décennies sur l'estimation de ces grandeurs (vitesse, flux,...) au lieu d'en effectuer une mesure directe à l'aide des capteurs mécaniques.

Ce chapitre fera l'objet d'une étude d'observateur par mode glissant de la machine asynchrone. Les résultats de simulation, seront exposés au fur à mesure.

## IV.2 Notion sur les observateurs

La figure ci-dessous montre bien le principe de l'observateur qui est à partir uniquement des données accessibles, c'est-à-dire les entrées imposées et les sorties mesurées, l'observateur permet de reconstituer les états internes d'un système.

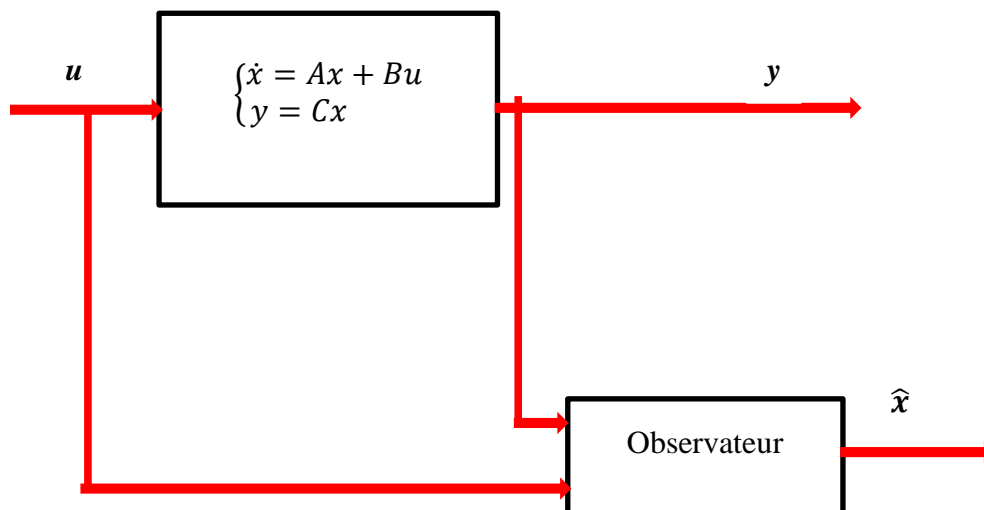


Figure (IV.1) : Principe de l'observation.

L'observation se fait en deux phases. La première est une étape d'estimation et le second est une étape de correction. L'estimation se fait par le calcul des grandeurs d'état à l'aide de modèles proches du système (estimateur) et la correction se fait par l'addition ou la soustraction de la différence entre les états estimés et ceux mesurés (erreur d'estimation) que l'on multiplie par un gain. Ce gain régit la dynamique et la robustesse de l'observateur. Son choix est donc important et doit être adapté aux propriétés du système dont on veut effectuer l'observation des états (figure IV.2).

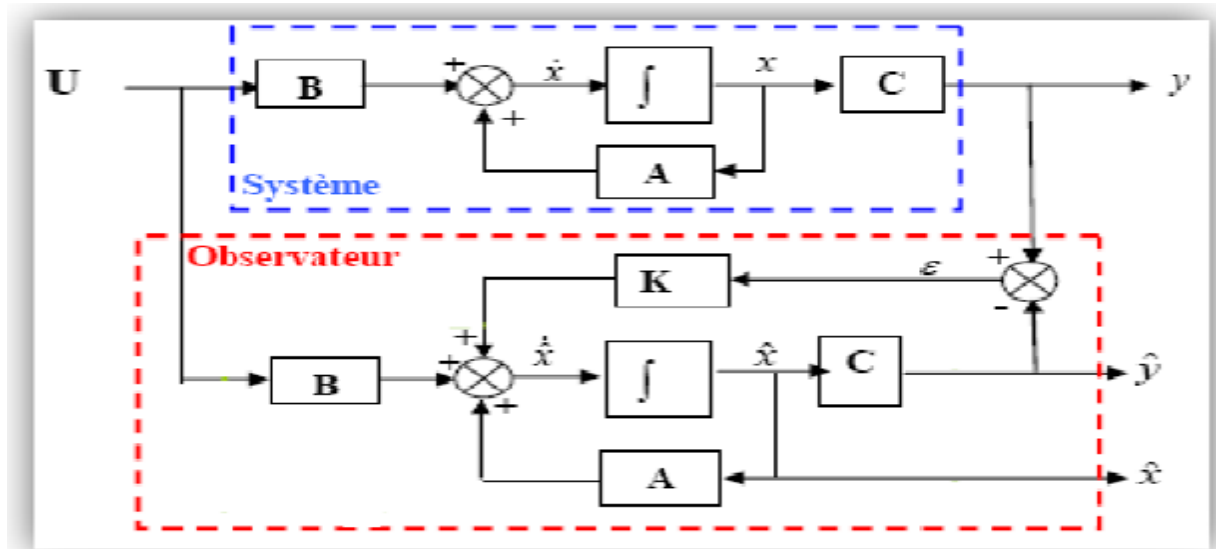


Figure (IV.2) : Schéma fonctionnel d'un observateur d'état.

### V.2.1. Classification des observateurs

Il existe de nombreuses techniques d'observation. Elles diffèrent en fonction de la nature du système considéré (linéaire ou non linéaire), de l'environnement considéré (déterministe ou stochastique) et, en fin, de la dimension du vecteur d'état à estimer (complet ou réduit).

En fonction de la nature du système considéré, ces observateurs peuvent être classés en deux grandes catégories [GAR 1998].

- **Observateurs pour les systèmes linéaires** : ce sont les observateurs dont la construction du gain est basée sur une matrice " A " du système qui est linéaire et invariant dans le temps. L'observateur de Luenberger et mode glissant se basent sur cette approche.

- **Observateurs pour les systèmes non linéaires** : les systèmes peuvent être non linéaires. Dans ce cas, des observateurs ont été développés pour pallier cette difficulté. On peut citer par exemple:

- Observateurs où les gains de correction sont calculés à partir d'une analyse par la méthode de Lyapounov.

- Observateurs à structure variables (modes glissants).
- Observateurs à grand gain.
- Observateur par Backstepping

En fonction de l'environnement considéré, deux grandes familles d'observateurs se distinguent [MES 2012]:

- **Observateurs des types déterministes** : Ces observateurs qui ne prennent pas en compte les bruits de mesures et les fluctuations aléatoires des variables d'état : l'environnement est déterministe. Parmi ces observateurs nous pouvons citer l'observateur Luenberger.

- **Observateurs des types stochastiques** : Ces observateurs donnent une estimation optimale des états en se basant sur des critères stochastiques. Leurs observations se basent sur la présence de bruit dans le système. L'algorithme du filtre Kalman illustre bien cette application.

En fin, en fonction de la dimension du vecteur d'état [MES 2012]:

- **Observateurs d'ordre complet** : Ces observateurs donnent les informations sur l'ensemble des variables d'état du système. Remarquons que ces observateurs nécessitent un temps de calcul long.

- **Observateurs d'ordre réduit** : Ces observateurs donnent les informations sur les variables d'état non mesurables (flux). Ces observateurs nécessitent moins temps de calcul que ceux d'ordre complet.

Notre étude est basé sur l'utilisation d'un observateur dit filtre de Kalman du système non linéaire

### IV.3 Observateur par mode glissant

L'observation par mode glissant est réputée pour sa robustesse vis-à-vis des incertitudes paramétriques grâce à l'utilisation de grands gains de correction [CHA 2005]. Cette technique consiste à ramener la trajectoire d'état d'un système donné vers la surface de glissement choisi et de faire commuter jusqu'au point d'équilibre. La mise en oeuvre de l'utilisation des modes glissants nécessite principalement deux étapes, le choix de la surface et l'établissement des conditions de la convergence. La surface de glissement représente le comportement dynamique désiré du système. Le but est de coïncider la trajectoire d'état du système à cette surface de glissement définie par :

$$S = \{x: \delta(x, t) = 0\} \quad (\text{IV.1})$$

Pour réaliser ce but, la solution peut être calculée à partir de la condition que la quantité  $\delta(x, t) = 0$  est stable. La commande devrait être choisie telle que les dynamiques du système se convergent vers les surfaces de glissement en respectant les critères de stabilité de Lyapunov.

Notre objectif est de stabiliser la dynamique d'erreur, ceci, en respectant la méthodologie suivante proposée par [BEN 1998] :

- Définir une surface  $\delta(x, t)$  sur la quelle l'erreur d'estimation de la sortie est stable et nulle.
- Etablir les conditions de glissement c'est-à-dire le calcul des gains à fin que toutes les trajectoires du système tendant vers la surface (attraction) et restent stables (invariance).

Pour le système (II.21), un observateur à mode glissant s'écrirait de façon classique sous la forme [BEN 2003], [BEN 1998] :

$$\begin{cases} \dot{\hat{X}} = A\hat{X} + BU + G_g I_{sg} \\ \hat{Y} = C\hat{X} \end{cases} \quad (IV.2)$$

Où :

$G_g$  est la matrice gain de l'observateur, cette matrice doit être synthétisé de façon à stabiliser l'erreur  $\check{X} = X - \hat{X}$ .

Sur la base du modèle normalisé  $(\alpha, \beta)$  l'observateur de flux, qui représente une copie du système (II.21) complété par des termes additifs, est représenté comme suit :

$$\begin{cases} \dot{i}_{s\alpha} = -a i_{s\alpha} + \frac{b}{T_r} \hat{\Phi}_{r\alpha} + p b M \Omega \hat{\Phi}_{r\beta} + \frac{1}{\sigma L_s} u_{s\alpha} + g_1 I_{sg} \\ \dot{i}_{s\beta} = -a i_{s\beta} + \frac{b}{T_r} \hat{\Phi}_{r\beta} - p b M \Omega \hat{\Phi}_{r\alpha} + \frac{1}{\sigma L_s} u_{s\beta} + g_2 I_{sg} \\ \dot{\hat{\Phi}}_{r\alpha} = \frac{M}{T_r} i_{s\alpha} - \frac{1}{T_r} \hat{\Phi}_{r\alpha} - p \Omega \hat{\Phi}_{r\beta} + g_3 I_{sg} \\ \dot{\hat{\Phi}}_{r\beta} = \frac{M}{T_r} i_{s\beta} - \frac{1}{T_r} \hat{\Phi}_{r\beta} + p \Omega \hat{\Phi}_{r\alpha} + g_4 I_{sg} \end{cases} \quad (IV.3)$$

Avec :

$g_1, g_2, g_3, g_4$  Les gains de l'observateur

Le vecteur  $I_{sg}$  est donné par :

$$I_{sg} = \text{sgn}(s) = \begin{bmatrix} \text{sgn}(S_1) \\ \text{sgn}(S_2) \end{bmatrix} \quad (IV.4)$$

**Sgn** : est la fonction non linéaire classique (signe) définie comme suit :

$$\text{sgn} = \begin{cases} 1 & \text{si } (i_s - \hat{i}_s) \geq 0 \\ -1 & \text{si } (i_s - \hat{i}_s) < 0 \end{cases} \quad (IV.5)$$

Avec :

$$S = \begin{bmatrix} S_1 \\ S_2 \end{bmatrix} = \tau \begin{bmatrix} x_1 - \hat{x}_1 \\ x_2 - \hat{x}_2 \end{bmatrix} \quad (IV.6)$$

Et :

$$\tau = \frac{1}{\beta} \begin{bmatrix} \frac{b}{T_r} & -bp\Omega \\ bp\Omega & \frac{b}{T_r} \end{bmatrix} \quad \text{avec } \beta = \left[ \frac{b}{T_r} \right]^2 + b^2 + p^2 + \Omega^2$$

Mettant  $e_i = x_i - \hat{x}_i$ , la dynamique de l'erreur d'estimation est donnée par :

$$\begin{cases} \dot{e}_1 = \frac{b}{T_r} e_3 + bp\Omega e_4 - g_1 I_{sg} \\ \dot{e}_2 = \frac{b}{T_r} e_4 + bp\Omega e_3 - g_2 I_{sg} \\ \dot{e}_3 = -\frac{1}{T_r} e_3 + p\Omega e_4 - g_3 I_{sg} \\ \dot{e}_4 = -\frac{1}{T_r} e_4 + p\Omega e_3 - g_4 I_{sg} \end{cases} \quad (IV.7)$$

L'analyse de la stabilité du système précité consiste à déterminer  $g_3$  et  $g_4$  pour assurer que la surface de glissement  $S = 0$ . Par la suite,  $g_3$  et  $g_4$  sont déterminés de telle sorte que le système d'ordre réduit obtenu lorsque  $S = \dot{S} = 0$  est localement stable [BEN 2003]

Supposons que les variables d'état  $\phi_{r\alpha}$  et  $\phi_{r\beta}$  sont bornées, et considérons le système (IV.3) avec les matrices de gain suivantes [BAG 1999]:

$$[g_1 \ g_2] = \begin{bmatrix} g_{11} & g_{12} \\ g_{21} & g_{22} \end{bmatrix} = \tau^{-1} \begin{bmatrix} \delta_1 & 0 \\ 0 & \delta_2 \end{bmatrix} \quad (IV.8)$$

Et

$$[g_3 \ g_4] = \begin{bmatrix} g_{31} & g_{32} \\ g_{41} & g_{42} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} (q_1 - \frac{1}{T_r})\delta_1 & -p\Omega\delta_2 \\ p\Omega\delta_1 & (q_1 - \frac{1}{T_r})\delta_2 \end{bmatrix} \quad (IV.9)$$

Utilisons la fonction de Lyapunov :  $V = \frac{S^T S}{2}$ , où sa dérivé est donné par :  $\dot{V} = S^T \dot{S}$  et à partir de l'équation (IV.6), on a :

$$\dot{S} = \tau \begin{bmatrix} \dot{e}_1 \\ \dot{e}_2 \end{bmatrix} + \dot{\tau} \begin{bmatrix} e_1 \\ e_2 \end{bmatrix} = \tau \left[ \begin{pmatrix} \frac{b}{T_r} & bp\Omega \\ -bp\Omega & \frac{b}{T_r} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} e_3 \\ e_4 \end{pmatrix} - \begin{pmatrix} g_{11} & g_{12} \\ g_{21} & g_{22} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \text{sgn}(S_3) \\ \text{sgn}(S_4) \end{pmatrix} \right] + \dot{\tau} \begin{bmatrix} e_1 \\ e_2 \end{bmatrix} \quad (IV.10)$$

Où  $\dot{\tau} = \begin{pmatrix} a_{11} & b_{11} \\ b_{11} & a_{11} \end{pmatrix}$  avec  $a_{11} = \frac{-b}{T_r} \frac{2b^2 w \dot{w}}{\beta^2}$  et  $b_{11} = b \frac{\beta \dot{w} - 2b^2 w^2 \dot{w}}{\beta^2}$

Tenons en considération que  $\begin{bmatrix} g_{11} & g_{12} \\ g_{21} & g_{22} \end{bmatrix} = \tau^{-1} \begin{bmatrix} \delta_1 & 0 \\ 0 & \delta_2 \end{bmatrix}$

Et que :  $\tau^{-1} = \begin{bmatrix} \frac{b}{T_r} & bp\Omega \\ -bp\Omega & \frac{b}{T_r} \end{bmatrix}$

On à:

$$\dot{V} = S^T \left[ \begin{pmatrix} e_3 \\ e_4 \end{pmatrix} - \begin{pmatrix} \delta_1 & 0 \\ 0 & \delta_2 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \text{sgn}(S_3) \\ \text{sgn}(S_4) \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} a_{11} & -b_{11} \\ b_{11} & a_{11} \end{pmatrix} \begin{bmatrix} e_1 \\ e_2 \end{bmatrix} \right] \quad (\text{IV.11})$$

D'après l'équation ( IV.11)  $\dot{V}$  est négatif si les conditions suivantes sont satisfaites :

$$\begin{cases} \delta_1 > |e_3|_{max} \\ \delta_2 > |e_4|_{max} \end{cases} \quad (\text{IV.12})$$

Sur la surface de glissement  $S=0$ , on a  $\dot{S}_1 = 0$  et  $\dot{S}_2 = 0$  ou, de façon équivalente,  $\dot{e}_1 = \dot{e}_2 = 0$ . Ceci transforme les équations dynamiques de  $e_1$  et  $e_2$  en des équations algébriques suivantes :

$$\begin{pmatrix} 0 \\ 0 \end{pmatrix} = \tau^{-1} \left[ \begin{pmatrix} e_3 \\ e_4 \end{pmatrix} - \begin{pmatrix} \delta_1 & 0 \\ 0 & \delta_2 \end{pmatrix} \check{I}_{sg} \right] \quad (\text{IV.13})$$

Où le vecteur  $\check{I}_{sg}$  est donné par :

$$\check{I}_{sg} = \begin{pmatrix} \frac{e_3}{\delta_1} \\ \frac{e_4}{\delta_2} \end{pmatrix} \quad (\text{IV.14})$$

Le système d'ordre réduit de l'erreur d'observation peut être donné par :

$$\begin{cases} \dot{e}_3 = -\frac{1}{T_r} e_3 - p\Omega e_4 - g_3 \check{I}_{sg} \\ \dot{e}_4 = -\frac{1}{T_r} e_4 + p\Omega e_3 - g_4 \check{I}_{sg} \end{cases} \quad (\text{IV.15})$$

Substituons (IV.9) et (IV.14) dans (IV.15), on obtient :

$$\begin{cases} \dot{e}_3 = -q_1 e_3 \\ \dot{e}_4 = -q_2 e_4 \end{cases} \quad (IV.16)$$

La dynamique de l'erreur d'observation est stable pour :  $q_1, q_2 > 0$ .

Nous avons maintenant 4 gains à régler :  $\delta_1, \delta_2, q_1$  et  $q_2$  qui jouent respectivement le rôle de  $g_1, g_2, g_3$  et  $g_4$ .

#### IV.4 Estimateurs de vitesse bases sur(MRAS)

Le système adaptatif à modèle de référence (MRAS) est l'une des méthodes les plus utilisées pour l'observation de la vitesse de la machines asynchrone en utilisant uniquement les mesures de la tension et du courant statorique. Depuis son introduction par Schauder [SCH 1989] plusieurs travaux ont été publiés, [BEG 1997] [GRI 2001] Cet observateur est composé de deux estimateurs indépendants. Le premier basé sur l'équation (IV.16) appelé modèle de référence (modèle en tension) ne dépend pas de la vitesse. Le second, appelé modèle adaptatif basé sur l'équation (IV.18) (modèle en courant) dépend directement de la vitesse rotorique. L'erreur entre les sorties des deux estimateurs pilote un mécanisme d'adaptation générant la vitesse estimée Il est conçu pour assurer la stabilité du système. La structure MRAS est illustrée par le schéma fonctionnel suivant.

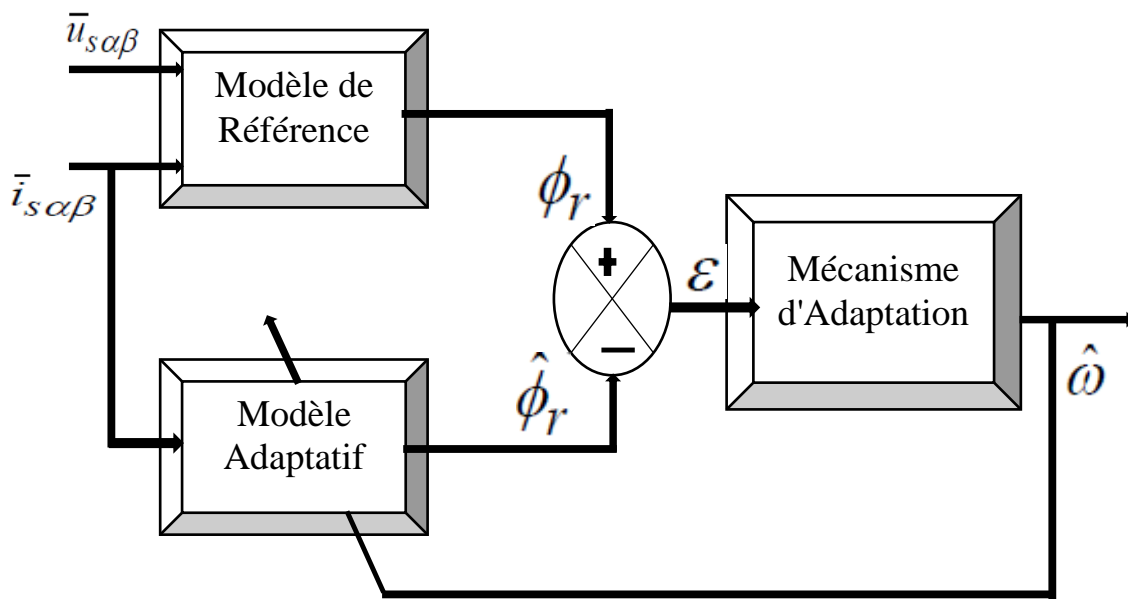


Figure (IV.3) : Structure MRAS pour l'observation de la vitesse

Il existe plusieurs structures MRAS basées sur le choix de la variable de sortie estimée, tel que le flux rotorique, la force contre électromotrice ou la puissance réactive. Pour notre cas l'observation est basée sur l'estimation du flux rotorique. L'avantage étant l'estimation de sa position qui peut être utilisée lors d'une commande vectorielle directe à flux rotorique orienté. Le modèle de référence est donné par l'équation suivante:

$$\frac{d\phi_r}{dt} = \frac{L_r}{M} \left( v_s - R_s i_s - \sigma L_s \frac{di_s}{dt} \right) \quad (\text{IV.17})$$

Soient  $\widehat{\phi}_r$  et  $\widehat{w}$  les quantités estimées du flux et de la vitesse. A partir de l'équation (IV.17) :

$$\frac{d\phi_r}{dt} = M \frac{1}{T_r} I i_s - A \phi_r \quad (\text{IV.18})$$

Avec :

$$i_s = [i_{s\alpha} \quad i_{s\beta}]^T, \quad \phi_r = [\phi_{r\alpha} \quad \phi_{r\beta}]^T$$

$$A = \begin{bmatrix} \frac{1}{T_r} & p\omega \\ -p\omega & \frac{1}{T_r} \end{bmatrix}, \quad I = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}$$

on peut définir un simple estimateur de flux par:

$$\frac{d\widehat{\phi}_r}{dt} = M \frac{1}{T_r} I i_s - \widehat{A} \widehat{\phi}_r \quad (\text{IV.19})$$

Où

$$\widehat{A} = \begin{bmatrix} \frac{1}{T_r} & p\widehat{w} \\ -p\widehat{w} & \frac{1}{T_r} \end{bmatrix}$$

La dynamique de l'erreur vectorielle  $\varepsilon = \phi_r - \widehat{\phi}_r$  est donnée par:

$$\dot{\varepsilon} = A\varepsilon + J(\omega - \widehat{w})\widehat{\phi}_r$$

Posons

$$\Delta w = \omega - \widehat{w}, \quad W = J\Delta w \widehat{\phi}_r$$

Il vient  $\dot{\varepsilon} = A\varepsilon + W$

Pour assurer une convergence asymptotique vers zéro de l'erreur d'observation et assurer que le système possède un état d'équilibre asymptotiquement stable, l'erreur d'observation doit satisfaire le critère de stabilité de *Lyapunov*.

Soit la fonction de *Lyapunov* candidate suivante:

$$V = \varepsilon^T \varepsilon + \frac{(w-\hat{w})^2}{\lambda} \tag{IV.20}$$

Avec  $\lambda$  une constante positive.

$$\dot{V} = \varepsilon^T \dot{\varepsilon} + \varepsilon^T \dot{\varepsilon} + \frac{1}{\lambda} (\Delta w)^2$$

Après simplification on trouve

$$\dot{V} = \varepsilon^T (A^T + A) + 2\varepsilon^T W + \frac{2}{\lambda} \Delta w \hat{w} \tag{IV.21}$$

Où 
$$\varepsilon^T W = [\varepsilon_\alpha \quad \varepsilon_\beta] \Delta w \begin{bmatrix} -\hat{\varphi}_{r\beta} \\ \hat{\varphi}_{r\alpha} \end{bmatrix}, A^T + A = 2 \frac{1}{T_r} I < 0$$

Ave 
$$\varepsilon = \begin{bmatrix} \varepsilon_\alpha \\ \varepsilon_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \varphi_{r\alpha} - \hat{\varphi}_{r\alpha} \\ \varphi_{r\beta} - \hat{\varphi}_{r\beta} \end{bmatrix}$$

Pour assurer la convergence de l'erreur vers zéro, (5.14) doit être définie négative, par conséquent il faut que:

$$2\varepsilon^T W + \frac{2}{\lambda} \Delta w \hat{w} = 0$$

On déduit alors:

$$\hat{w} = \lambda(\varepsilon_\alpha \hat{\varphi}_{r\beta} - \varepsilon_\beta \hat{\varphi}_{r\alpha}) \tag{IV.22}$$

Donc, la valeur estimée  $\hat{w}$  sera donnée par la loi d'adaptation suivante :

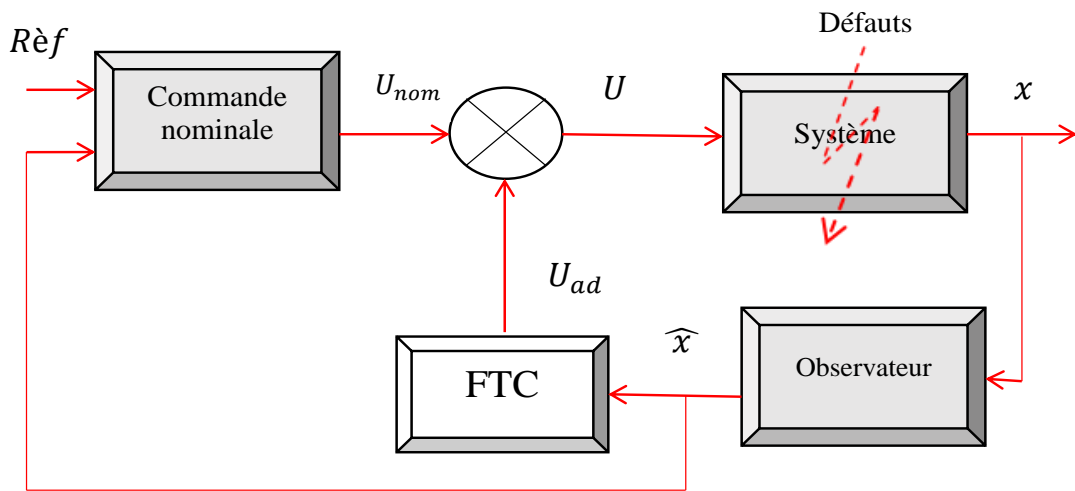
$$\dot{\hat{w}} = K_p(\varepsilon_\alpha \hat{\varphi}_{r\beta} - \varepsilon_\beta \hat{\varphi}_{r\alpha}) + K_i \int (\varepsilon_\alpha \hat{\varphi}_{r\beta} - \varepsilon_\beta \hat{\varphi}_{r\alpha}) dt \tag{IV.23}$$

### IV.5 Stratégie de la commande tolérante aux défauts

Un système à tolérance de défauts est un système capable de détecter la présence de défauts et d'être en mesure de maintenir la stabilité et de meilleures performances capacités du système [MUE 2009].

Le terme additif ( $u_{ad} = \hat{V}_d$ ) est ajouté à la commande nominale pour compenser l'effet des défauts (aspect FTC). Il suppose que les effets des défauts sur le système peuvent être adéquatement modélisés par un signal exogène à partir d'un système autonome stable appelé exosystème.

L'architecture de la FTC est illustrée dans la figure (IV.3). L'objectif de cette technique est à base d'un observateur qui génère un terme additif nul en l'absence de défauts qui est ajouté à la commande nominale pour compenser l'effet des défauts sur le système.



Figure(IV.4) : Structure de la commande tolérante aux défauts.

La différence instantanée entre la dérivée de l'état du système et le système estimé devient:

$$\dot{\tilde{z}}_x = \begin{bmatrix} \dot{\hat{x}}_1 \\ \dot{\hat{x}}_2 \\ \dot{\hat{x}}_3 \\ \dot{\hat{x}}_4 \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \\ \dot{x}_3 \\ \dot{x}_4 \end{bmatrix} \tag{IV.24}$$

$$\dot{\tilde{z}}_x = 0 \Leftrightarrow \begin{cases} (1 - a_1)\tilde{z}_{x1} - \lambda_1 \tanh z_{y1} - V_{d1} = 0 \\ (1 - a_1)\tilde{z}_{x2} - \lambda_2 \tanh z_{y2} - V_{d2} = 0 \\ -a_4 \tilde{z}_{x1} + (1 - a_5)\tilde{z}_{x3} - (\hat{\omega}_r - \omega_r)\tilde{z}_{x4} = 0 \\ -a_4 \tilde{z}_{x2} - (\hat{\omega}_r - \omega_r)\tilde{z}_{x3} + (1 - a_5)\tilde{z}_{x4} = 0 \end{cases} \tag{IV.25}$$

$$\text{Ou : } a_1 = -\left(\frac{Rs}{\sigma L_s} + \frac{M^2 Rr}{\sigma L_s L_r^2}\right), \quad a_4 = \frac{M}{T_r}, \quad a_5 = -\frac{1}{T_r}$$

L'équation (IV.23) montre que  $z_x$  converge vers zéro, comme  $t \rightarrow \infty$ , alors  $\hat{\omega}_r \rightarrow \omega_r$ .

Ainsi, le défaut est estimé par l'expression suivante:

$$\begin{cases} \hat{V}_{d1} = -\lambda_1 \tanh z_{y1} \\ \hat{V}_{d2} = -\lambda_2 \tanh z_{y2} \end{cases}$$

La fonction  $\tanh$  représente une fonction hyperbolique.  $\lambda_1$  et  $\lambda_2$  sont choisis vecteur constant et ( $z_{y1} = \hat{y}_1 - y_1, z_{y2} = \hat{y}_2 - y_2$ ) sont les erreurs d'estimation de sortie.

## IV.6 Reconfiguration de la stratégie

La structure globale de la loi de commande est donnée par:

$$u = \begin{bmatrix} u_1 \\ u_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} u_{1nom} \\ u_{2nom} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} u_{1ad} \\ u_{2ad} \end{bmatrix}$$

avec  $u_{1nom}$  et  $u_{2nom}$  sont les lois de la commande nominale, ils sont conçus en mode non-défectueux ( $V_d = 0$ ) pour diriger les erreurs de suivi à zéro et pour compenser la perturbation de charge.

$u_{1ad}$  et  $u_{2ad}$  sont des lois de commande supplémentaires (unités de compensation) qui seront conçus afin de compenser l'effet des défauts.

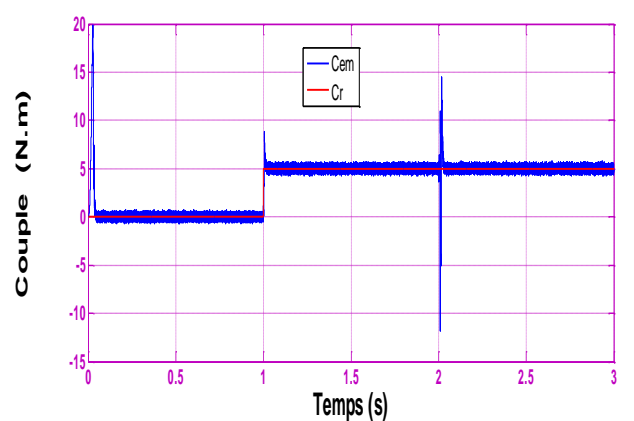
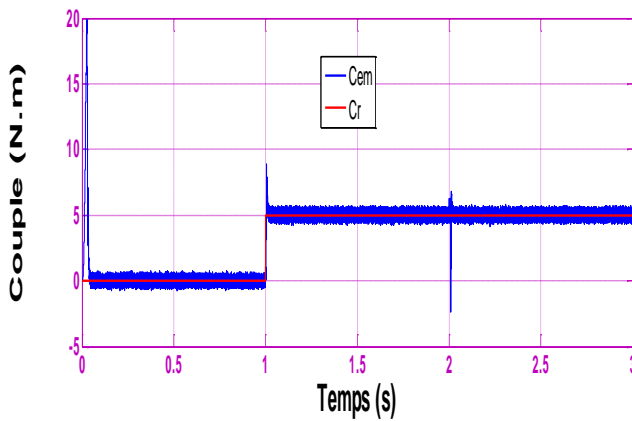
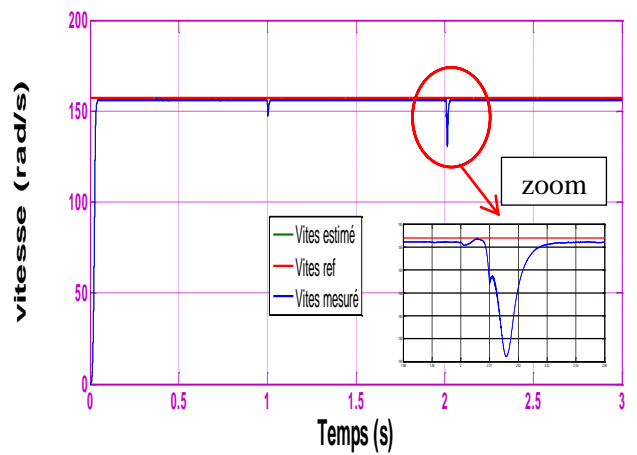
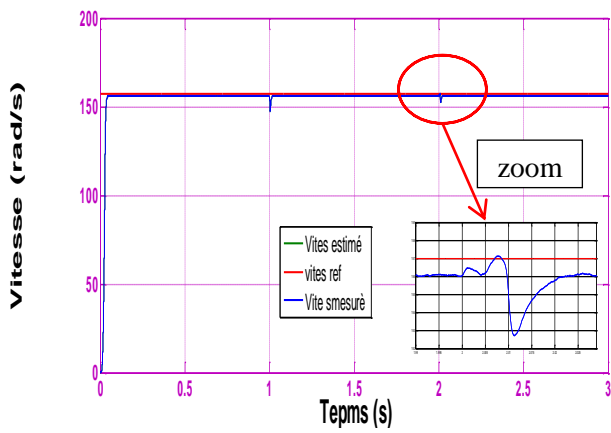
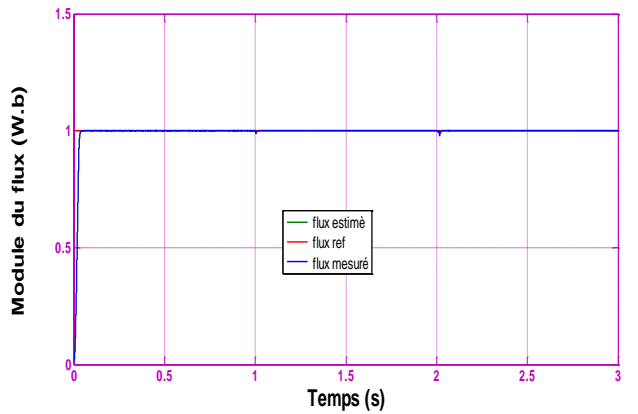
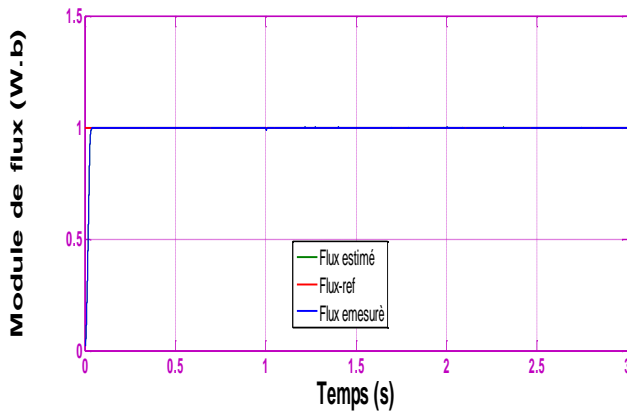
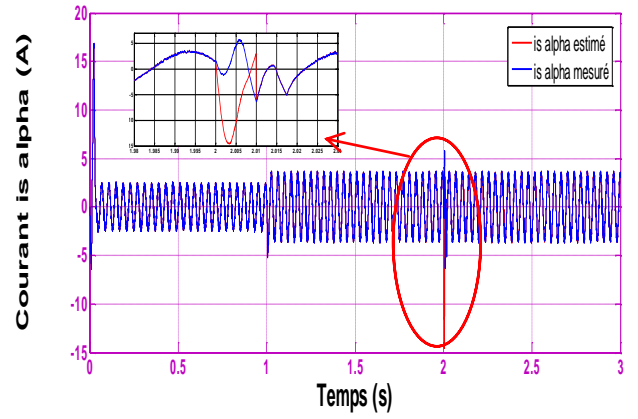
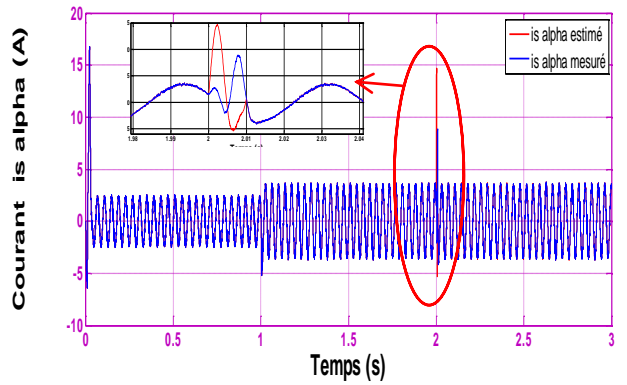
Enfin, l'objectif de la commande est obtenu en adoptant la procédure effectuée et peut compenser l'effet des défauts sur le système.

Dans le cas de reconfiguration globale de commande, la loi de commande est exprimé par:

$$\begin{cases} u_{1ad} = -\sigma L_s \hat{V}_{d1} \\ u_{2ad} = -\sigma L_s \hat{V}_{d2} \end{cases}$$

## IV.7 Résultats de simulation

D'après les résultats obtenus, il a été constaté que la commande synthétisée rejette l'effet des défauts (un seul défaut au stator, deux défauts au stator et l'autre au rotor) qui sont testés à plusieurs pourcentages, En effet, cette commande tolérante aux défauts a compensé l'effet de ces défauts introduits à l'instant ( $t=2$  s), voir figure (IV.5), (IV.6).



Figure(IV.5) : Résultats de simulation d'un seul défaut ou stator avec l'approche FTC

Figure(IV.6): Résultats de simulation de deux défauts avec l'approche FTC

## **IV.8 Conclusion**

Dans ce chapitre nous avons présenté une approche de l'estimation des défauts, où un observateur mode glissant est utilisé pour une bonne estimation des défauts. Ensuite, les lois de contrôle supplémentaires sur la base des estimations de défauts qui en résultent permettent d'éliminer l'effet des défauts. L'efficacité du système FTC proposée est vérifiée car les résultats de simulation prouvent que le régime proposé FTC peut garantir la bonne performance de suivi du système.

## **Chapitre IV :**

### ***Commande tolérante aux défauts***

## III.1 Introduction

Les modèles linéaires donnent une représentation suffisante pour un grand nombre de systèmes physiques, permettant l'analyse des lois de commande en utilisant les outils de l'automatique linéaire; cependant, ces modèles simplistes sont souvent valables dans les domaines limités et sous certaines contraintes. Donc les modèles non linéaires sont en général nécessaires pour prendre en compte le maximum de phénomènes régissant l'évolution dynamique du système [BEN 2001].  
Donc, qu'est un système non -linéaire commandé ?

Un système non-Linéaire commandé, décrit l'évolution temporelle de l'état du système, et dépend d'un nombre fini de variables indépendantes appelées entrées ou variables de commande ou, simplement commandes, que l'on peut choisir librement pour réaliser certains objectifs.

Les entrées peuvent être choisies comme des fonctions du temps (en boucle ouverte) ou en boucle fermée, comme des fonctions de variables mesurées, appelées mesures ou observations, qui rendent compte de l'état du système à chaque instant.

L'automatique non linéaire est un domaine de recherche intensif et beaucoup d'outils mathématiques ont vu leur émergence ces dernières décennies notamment la géométrie différentielle; celle-ci constitue un outil moderne et puissant d'analyse et de synthèse.

La linéarisation par retour d'état (linéarisation par bouclage) est une approche de conception de la commande non-linéaire, qui a attiré les chercheurs ces dernières années.

L'idée de base de cette approche est la manipulation algébrique de la dynamique du système non linéaire complètement ou partiellement (fully or partly) et sa transformation dans un système linéaire.

La linéarisation par retour d'état peut être utilisée dans le développement des contrôleurs robustes, aussi elle est utilisée avec succès pour adresser des problèmes de commande dans la pratique y compris le contrôle des hélicoptères, des avions à hautes performances, robots industriels et des appareils médicaux [ZAI ].

## III.2 La linéarisation entrée-sortie

Dans les deux dernières décennies, la théorie de la commande par le retour d'état a connu des développements significatifs. Cette méthode est basée sur la théorie de la géométrie différentielle pour la commande des systèmes non linéaires [ISO 1989].

Parmi les techniques développées, on peut citer tout particulièrement la méthode de linéarisation par retour d'état avec découplage entrée – sortie (input output linearization control).

### III.2.1 Principe de linéarisation entrée – sortie

Le but de cette technique est de transformer le système multi entrée non linéaire en un système

linéaire en utilisant un retour d'état linéarisant avec découplage entrée-sortie. De là, on pourra appliquer la théorie des systèmes linéaire [MAR 1993].

Soit un système d'ordre  $n$ , multi entrée et multi sortie, décrit par la représentation d'état non linéaire suivante :

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

Avec :

$u$  et  $y$  : vecteur de commande (d'entrée) , vecteur de sortie , respectivement .

$f(x)$  ,  $g(x)$  ,  $h(x)$  : champs de vecteurs .

Les éléments des champs vectoriels  $f$ ,  $g$  et  $h$  sont des fonctions lisses.

Si l'on considère le cas des systèmes avec  $m$  entrée et  $m$  sortie, on cherche un bouclage statique de la forme  $u = \alpha(x) + \beta(x)v$ , tel que le comportement entrée – sortie du système (III.1) après bouclage soit linéaire et découplé . Ainsi on obtient un ensemble de  $m$  sous-systèmes mono sortie indépendants où les entrées du sous-système  $i$  n'affectent pas la sortie  $y_i$  et réciproquement

[MAR 1993].

Avec :

$v$  : nouvelle variable de commande du système linéaire,  $v \in \mathcal{R}^m$ .

$\beta$  : Matrice non singulière de dimension  $m \times m$ .

$\alpha$  : Vecteur de dimension  $m \times 1$ .

On utilise souvent des notions de la géométrie différentielle et de topologie, telles que la dérivée de Lie, le crochet de Lie, le difféomorphisme, la distribution, et l'involutivité.

Toutes ces notions sont présentées dans l'annexe [B].

La nouvelle commande  $v$  permet de ramener le comportement entrée–sortie du système, défini par l'équation (II.1) à celui d'un système linéaire, par différentiation des sorties  $y_i$  du système jusqu'à l'apparition des anciennes commandes  $u_i$  en utilisant la dérivée de Lie.

### III.2.2 Dérivée de LIE

Etant donnée la fonction scalaire  $h_i(x)$  définie de  $\mathcal{R}^n \rightarrow \mathcal{R}$  et un champ de vecteur  $f(x)$  continu défini de  $\mathcal{R}^n \rightarrow \mathcal{R}^n$ , la dérivée de LIE de  $h_i(x)$  selon la direction du champ vectoriel  $f(x)$  est défini

comme suite

$$L_f h_i(x) = \sum_{j=1}^n \frac{\partial h_i}{\partial x_j} f_j(x) \quad (\text{III.2})$$

La dérivée de *LIE* d'ordre  $k$  est :

$$L_f^k h_i(x) = \frac{\partial (L_f^{k-1} h_i)}{\partial x} f(x) \quad (\text{III.3})$$

De la même manière, si  $g$  est un autre champ vectoriel, la fonction scalaire  $L_g L_f h_i(x)$  est donnée par :

$$L_g L_f h_i(x) = \frac{\partial (L_f h_i)}{\partial x} g(x) \quad (\text{III.4})$$

### III.2.3 Elaboration de la commande non linéaire

L'application de la dérivée de *LIE* à la sortie  $y_j$  du système (II.1), donne la première dérivée comme :  $\dot{y}_j = L_f h_j + \dot{y}_j =$

$$\dot{y}_j = L_f h_j + \sum_{i=1}^m u_i L_{g_i} h_j$$

Lorsque la première dérivée de  $y_j$  ne dépend d'aucune entrée, alors  $L_{g_i} h_j = 0$ ,  $\forall i \in \{1, \dots, m\}$  et la commande n'apparaît pas.

On continue la dérivation de  $y_j$  jusqu'à ce qu'un des coefficients de commande ne soit pas nul.

On peut écrire, dans ce cas :

$$y_j^{r_j} = L_f^{r_j} h_j + \sum_{i=1}^m L_{g_i} L_f^{(r_j-1)} h_j u_i$$

Avec,  $L_{g_i} L_f^{(r_j-1)} h_j \neq 0, \forall \Omega \in \Omega$        $\Omega$  : ensemble des états.

On appelle  $r_j$  le degré relatif de la sortie  $y_j$ ,  $r_j$  est défini comme étant le plus entier pour

lequel la commande  $u$  apparaît explicitement dans la dérivée d'ordre  $r_j$  de la sortie  $y_j$ .

En effectuant la même opération pour chaque sortie du système, on obtient:

$$\begin{bmatrix} y_1^{r_1} \\ \vdots \\ y_m^{r_m} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_f^{r_1} h_1 \\ \vdots \\ L_f^{r_m} h_m \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_{g_1} L^{r_1-1} h_1 & \dots & L_{g_m} L^{r_1-1} h_1 \\ \vdots \\ L_{g_1} L^{r_m-1} h_m & \dots & L_{g_m} L^{r_m-1} h_m \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_1 \\ \vdots \\ u_m \end{bmatrix} \quad (\text{III.7})$$

La matrice  $E(x)$  est dite matrice de découplage du système multi variable (III.1).

Le système (III.1) est découplable statiquement sur un ensemble de définition  $\Omega$  de  $\mathcal{R}^n$  si et seulement si [CAN 2000] :

$$\text{rang } E(x) = m \quad \forall x \in \Omega \quad (m = \text{nombre de sortie}).$$

Si cette condition est satisfaite, le retour d'état statique qui linéarise le système est donnée par:

$$\begin{bmatrix} u_1 \\ \vdots \\ u_m \end{bmatrix} = -E(x)^{-1} \begin{bmatrix} L_f^{r_1} \\ \vdots \\ L_f^{r_m} \end{bmatrix} + E(x)^{-1} \begin{bmatrix} y_1^{r_1} \\ \vdots \\ y_m^{r_m} \end{bmatrix} \quad (\text{III.8})$$

Le système bouclé par ce retour d'état conduit à un système différentiel linéaire entre la sortie  $y$  et la nouvelle entrée  $v$ :

$$y_j^{(r_i)} = v_j \quad 1 \leq j \leq m \quad (\text{III.9})$$

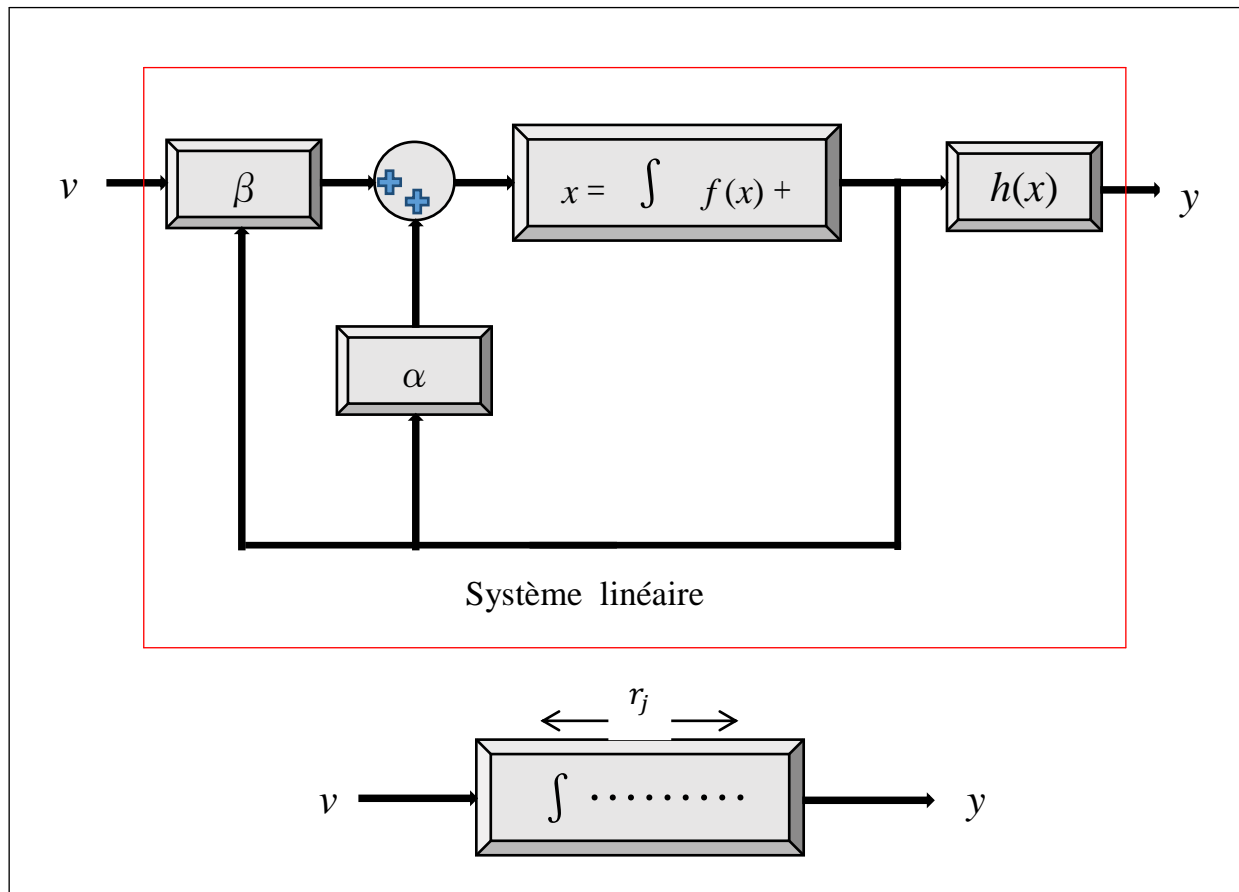
On note  $u = [u_1 \dots u_m]^T$  et  $v = [v_1 \dots v_m]^T$ , le vecteur  $v$  représente les nouvelles commandes qui sont conçues afin d'imposer une nouvelle dynamique. On peut écrire :

$$u = \alpha(x) + \beta(x)v \quad (\text{III.10})$$

avec :

$$\alpha(x) = -E(x)^{-1} \begin{bmatrix} L_f^{r_1} h_1 \\ \vdots \\ L_f^{r_m} h_m \end{bmatrix}, \beta(x) = E(x)^{-1} \quad (\text{III.11})$$

Le schéma de principe de la linéarisation entrées - sorties est montré dans la figure (III.1 )



**Figure (III.1):** Schéma du principe de linéarisation entrées – sorties

Lorsque la condition nécessaire et suffisante d'inversibilité  $E(x)$  citée précédemment est remplie, on peut choisir le changement de variable d'état d'écrit en (II.12) afin d'obtenir la forme canonique de Brunovsky.

Soit le vecteur d'état  $X = [x_{11} \dots x_{1r_1} \dots x_{21} \dots x_{2r_2} \dots x_{mr_m}]$ , le changement d'état proposé est:

$$\begin{cases} x_{11} = y_1 \\ x_{12} = \dot{y}_1 \\ \vdots \\ x_{mr_m} = y_m^{(r_m-1)} \end{cases} \quad (III.12)$$

La forme canonique s'écrit :

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \vdots \\ \dot{x}_{1r_1} \\ \vdots \\ \dot{x}_{m1} \\ \vdots \\ \dot{x}_{mr_m} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots \\ 0 & 0 & 0 \\ \vdots & & \ddots \\ & & & \ddots \\ & & & & 0 & 1 & 0 \\ & & & & \vdots & \vdots & \ddots \\ & & & & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ \vdots \\ x_{1r_1} \\ \vdots \\ x_{m1} \\ \vdots \\ x_{mr_m} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \\ \vdots \\ 0 \\ \vdots \\ 1 \end{bmatrix} v_1 + \dots + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \vdots \\ 0 \\ \vdots \\ 1 \end{bmatrix} v_m \quad (III.13)$$

On appelle  $r = \sum_{i=1}^m r_i$  le degré relatif total du système. Deux cas sont possibles suivant la valeur de  $r$ .

$$\blacksquare \sum_{i=1}^m r_i = r < n$$

Il reste  $(n - r)$  variables d'état qui ne sont pas représentées dans (III.12). On les appelle les zéros du système linéarisé. Ils sont devenus non observable pour le système (III.13).

Il faut prouver la stabilité de leur dynamique afin d'appliquer la linéarisation entrée-sortie.

$$\blacksquare \sum_{i=1}^m r_i = r = n$$

Toutes les variables d'état sont linéarisables. Le système bouclé obtenu tel le système (III.13) est linéaire commandable et observable.

### III.3 Application au modèle de la machine asynchrone

L'application de la technique de linéarisation avec découplage entrée-sortie au modèle de la MAS, permet de pouvoir commander séparément le flux et la vitesse. Avec cette technique de commande, le modèle du moteur est décomposé en deux systèmes linéaires mono variables indépendants.

Chaque sous système représente une boucle indépendante de commande d'une variable donnée (vitesse, couple, flux, etc...). La dynamique du système linéarisé est choisie par un placement de pôles.

#### III.3.1 Modélisation de la MAS commandée en tension

Pour une commande en tension de la MAS, le modèle complet correspondant dans le repère lié au stator est obtenu en considérant le vecteurs d'état :

$$x = [x_1 \ x_2 \ x_3 \ x_4 \ x_5]^T = [i_{s\alpha} \ i_{s\beta} \ \Phi_{r\alpha} \ \Phi_{r\beta} \ \Omega]^T \text{ et le vecteur de commande } u = [u_{s\alpha} \ u_{s\beta}]^T$$

Ce modèle est régi par :

$$\dot{x} = f(x) + g_\alpha u_{s\alpha} + g_\beta u_{s\beta} \quad (\text{III.14})$$

où les champs vectoriels  $f$ ,  $g_\alpha$ ,  $g_\beta$  sont :

$$f = \begin{bmatrix} -\left(\frac{Rs}{\sigma L_s} + \frac{M^2 Rr}{\sigma L_s L_r^2}\right) i_{s\alpha} + \frac{MR_r}{\sigma L_s L_r^2} \phi_{r\alpha} + \frac{pM}{\sigma L_s L_r} \Omega \phi_{r\beta} \\ -\left(\frac{Rs}{\sigma L_s} + \frac{M^2 Rr}{\sigma L_s L_r^2}\right) i_{s\beta} - \frac{pM}{\sigma L_s L_r} \Omega \phi_{r\alpha} + \frac{MR_r}{\sigma L_s L_r^2} \phi_{r\beta} \\ \frac{M}{T_r} i_{s\alpha} - \frac{1}{T_r} \phi_{r\alpha} - p\Omega \phi_{r\beta} \\ \frac{M}{T_r} i_{s\beta} + p\Omega \phi_{r\alpha} - \frac{1}{T_r} \phi_{r\beta} \\ \frac{pM}{jL_r} (\phi_{r\alpha} i_{s\beta} - \phi_{r\beta} i_{s\alpha}) - \frac{C_r}{j} \end{bmatrix} \quad (\text{III.15})$$

$$g_\alpha = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}^T, g_\beta = \begin{bmatrix} 0 & \frac{1}{\sigma L_s} & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}^T \quad (\text{III.16})$$

Posons :  $\delta = \frac{Rs}{\sigma L_s} + \frac{M^2 Rr}{\sigma L_s L_r^2}; \gamma = \frac{M}{\sigma L_s L_r}; T_r = \frac{L_r}{R_r}; a_0 = \frac{1}{\sigma L_s}; u = \frac{pM}{jL_r}$

On réécrit  $f(x)$ ,  $g_\alpha$ ,  $g_\beta$  comme suit :

$$f(x) = \begin{bmatrix} -\delta x_1 + \frac{\gamma}{T_r} x_3 + \gamma p x_4 x_5 \\ -\delta x_2 - \gamma p x_3 x_5 + \frac{\gamma}{T_r} x_4 \\ \frac{M}{T_r} x_1 - \frac{1}{T_r} x_3 - p x_4 x_5 \\ \frac{M}{T_r} x_2 + p x_3 x_5 - \frac{1}{T_r} x_4 \\ u(x_3 x_2 - x_4 x_1) - \frac{C_r}{j} \end{bmatrix} \quad (\text{III.17})$$

$$g_\alpha = [a_0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0]^T, g_\beta = [0 \ a_0 \ 0 \ 0 \ 0]^T \quad (\text{III.18})$$

### III.3.2 Choix des grandeurs de sortie

Afin d'atteindre les objectifs de contrôle qui consistent en la commande des deux grandeurs flux et vitesse, on choisit les variables de sorties suivantes :

$$Y = \begin{bmatrix} h_1(x) \\ h_2(x) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \phi_{r\alpha}^2 + \phi_{r\beta}^2 = x_3^2 + x_4^2 = \phi_r \\ \Omega = x_5 \end{bmatrix} \quad (\text{III.19})$$

### II.3.3 Calcul du degré relatif

La condition de linéarisation permettant de vérifier si un système non linéaire admet une linéarisation entrée-sortie est l'ordre du degré relatif du système [BEL 2005].

On calcule le degré relatif  $r_i$  associé à chaque grandeur de sortie  $y_i$  choisie, lequel correspond au nombre de fois qu'il faut dériver cette sortie pour faire apparaître explicitement une des grandeurs

de commande. Dans notre cas, les commandes apparaissent pour la première fois dans les dérivées secondes [BEL 2005].

$$\text{Sortie } y_1 : \begin{cases} \dot{h}_1(x) = L_f h_1(x) \\ \ddot{h}_1(x) = L_f^2 h_1(x) + L_{g_\alpha} L_f h_1(x) u_{s\alpha} + L_{g_\beta} L_f h_1(x) u_{s\beta} \end{cases} \quad (\text{III.20})$$

$$\text{Sortie } y_2 : \begin{cases} \dot{h}_2(x) = L_f h_2(x) \\ \ddot{h}_2(x) = L_f^2 h_2(x) + L_{g_\alpha} L_f h_2(x) u_{s\alpha} + L_{g_\beta} L_f h_2(x) u_{s\beta} \end{cases} \quad (\text{III.21})$$

Avec :

$$\begin{cases} L_f h_1(x) = 2 \frac{M}{T_r} f_1 - \frac{2}{T_r} \Phi_r \\ L_f^2 h_1(x) = 2 \frac{M^2}{T_r^2} f_3 - \left( 2 \frac{M\delta}{T_r} + 6 \frac{M}{T_r^2} \right) f_1 + 2p \frac{M}{T_r} x_5 f_2 + \left( \frac{4}{T_r^2} + \frac{2}{T_r^2} M\gamma \right) \Phi_r \\ L_{g_\alpha} L_f h_1(x) = 2\gamma R_r x_3 \\ L_{g_\beta} L_f h_1(x) = 2\gamma R_r x_4 \end{cases} \quad (\text{III.22})$$

$$\begin{cases} L_f h_2(x) = u f_2 - \frac{c_r}{j} \\ L_f^2 h_2(x) = p u x_5 f_1 - u \left( \frac{1}{T_r} + \delta \right) f_2 - p u \gamma x_5 \Phi_r \\ L_{g_\alpha} L_f h_2(x) = -u a_0 x_4 \\ L_{g_\beta} L_f h_2(x) = u a_0 x_3 \end{cases} \quad (\text{III.23})$$

Où :  $f_1 = x_1 x_3 + x_2 x_4$ ;  $f_2 = x_2 x_3 - x_1 x_4$ ;  $f_3 = x_1^2 + x_2^2$

Le degré relatif associé aux grandeurs de sortie  $y_1$  et  $y_2$  sont respectivement  $r_1=2$  et  $r_2=2$ .

L'ordre de la dynamique interne associé à cette linéarisation est égale à :

$$n - (r_1 + r_2) = 1$$

$n$ : étant l'ordre du système à contrôler ( $n=5$ ).

Cette dynamique interne est inobservable à partir des sorties choisies par la loi de commande. Ainsi il devient impératif de vérifier sa stabilité [BEL 2005]. Dans [MAR 1993], le choix de la position du flux rotorique par rapport au stator a été effectué comme coordonnée. La position est une grandeur bornée entre  $-\frac{\pi}{2}$  et  $\frac{\pi}{2}$  et ce qui garantit la stabilité de la dynamique inobservable.

### III.3.4 Linéarisation du système

Pour linéariser la dynamique entrée-sortie du moteur, on considère seulement les dérivées des sorties. On obtient :

$$\begin{bmatrix} \ddot{h}_1 \\ \ddot{h}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_f^2 h_1(x) \\ L_f^2 h_2(x) \end{bmatrix} + E(x) \begin{bmatrix} u_{s\alpha} \\ u_{s\beta} \end{bmatrix} \quad (\text{III.24})$$

Avec :

$$E(x) = \begin{bmatrix} L_{g\alpha} L_f h_1(x) & L_{g\beta} L_f h_1(x) \\ L_{g\alpha} L_f h_2(x) & L_{g\beta} L_f h_2(x) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 2\gamma R_r x_3 & 2\gamma R_r x_4 \\ -ua_0 x_4 & ua_0 x_3 \end{bmatrix} \quad (\text{III.25})$$

$$\text{Donc :} \quad \text{Det } [E(x)] = 2\gamma a_0 R_r \phi_r \quad (\text{III.26})$$

Le déterminant de la matrice  $E(x)$  est toujours différent de zéro, donc  $E(x)$  est une matrice inversible. Ainsi, la loi de commande pour la linéarisation et le découplage entrée-sortie par retour d'état du moteur set donnée par :

$$\begin{bmatrix} u_{s\alpha} \\ u_{s\beta} \end{bmatrix} = E(x)^{-1} \left( \begin{bmatrix} -L_f^2 h_1(x) \\ -L_f^2 h_2(x) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} v_1 \\ v_2 \end{bmatrix} \right) \quad (\text{III.27})$$

Où  $[v_1 \ v_2]^T$  représente le nouvel vecteur des variables d'entrée. Ce régulateur linéarise et découple le système tel que:

$$\begin{cases} \ddot{h}_1(x) = v_1 \\ \ddot{h}_2(x) = v_2 \end{cases} \quad (\text{III.28})$$

Le système découplé peut être représenté par deux intégrateurs d'ordre '2'.

### III.3.5 Synthèse des régulateurs

Pour assurer une parfaite régulation de flux et de la vitesse vers leurs références respective  $\phi_{ref}$  et  $\Omega_{ref}$  les variables  $v_1$  et  $v_2$  sont calculées de la manière suivante [BEL 2005].

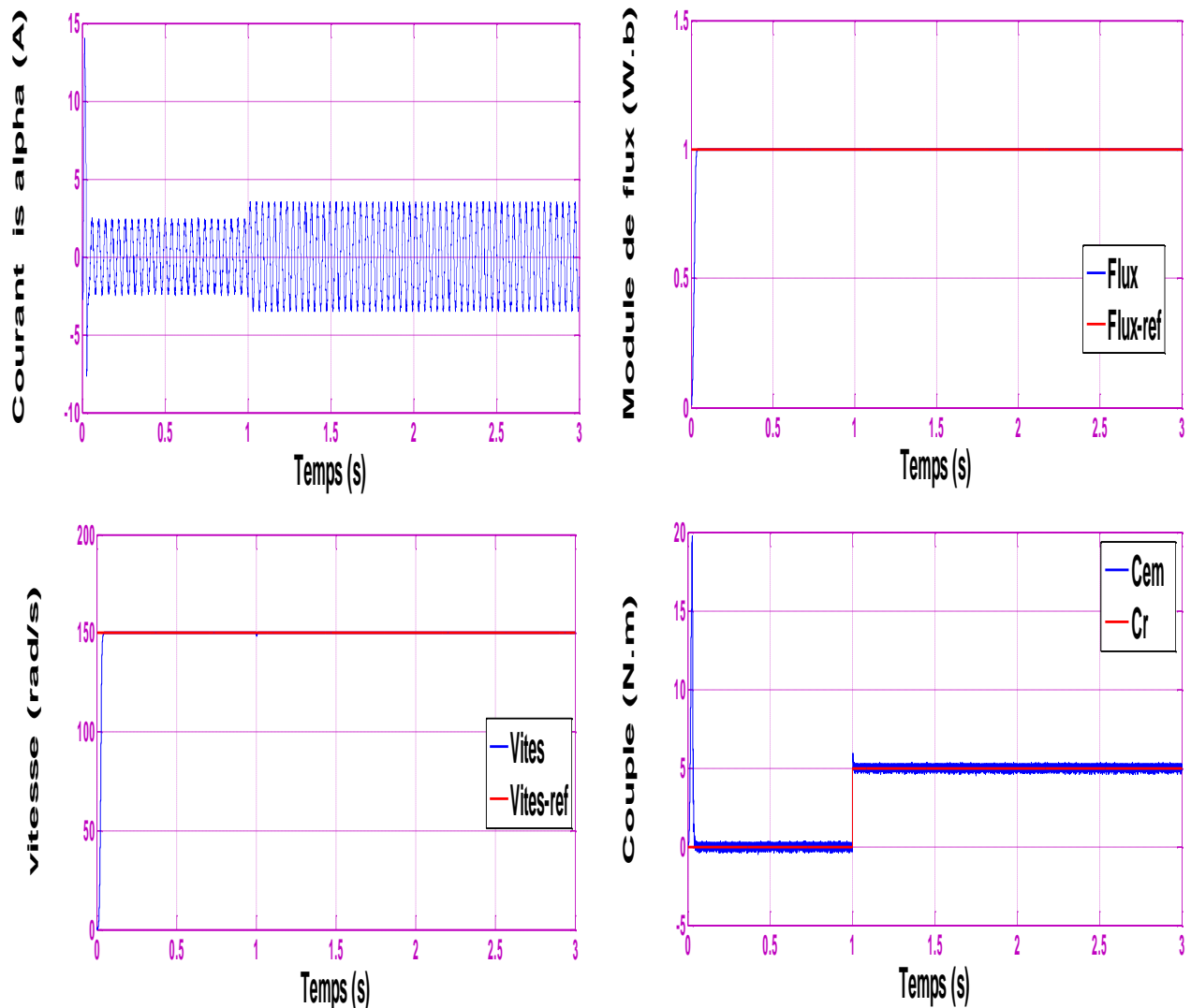
$$\frac{d^2 \phi_r}{dt^2} = v_1 = k_{\phi 1} (\phi_{r_{ref}} - \phi_r) + k_{\phi 2} \left( \frac{d\phi_{r_{ref}}}{dt} - \frac{d\phi_r}{dt} \right) + \frac{d^2 \phi_{r_{ref}}}{dt^2} \quad (\text{III.29})$$

$$\frac{d^2 \Omega}{dt^2} = v_2 = k_{\Omega 1} (\Omega_{ref} - \Omega) + k_{\Omega 2} \left( \frac{d\Omega_{ref}}{dt} - \frac{d\Omega}{dt} \right) + \frac{d^2 \Omega_{ref}}{dt^2} \quad (\text{III.30})$$

### III.5 Résultats de simulation

Les performances statiques et dynamiques de la linéarisation entrée-sortie de la machine asynchrone sont illustrées par la figure (III.2). Avec une consigne du flux rotorique constante, on a obtenu un découplage idéal vis-à-vis du couple, la vitesse est obtenue sans dépassement et sa poursuite est faite naturellement selon la dynamique exigée par la partie mécanique. Le rejet de la perturbation est aussi bien réalisé avec un retour à la consigne de vitesse. (la double intégration avec un contrôle de 2eme ordre des erreurs effacent le traînage).

On remarque que l'effet des défauts (figure (III.3) : un seul défaut au stator), (figure (III.4) : deux défauts au stator et l'autre au rotor) provoque une chute de la vitesse et de flux. aussi une augmentation de l'amplitude de courants et le couple électromagnétique de la machine asynchrone. La commande par linéarisation entrée-sortie malgré sa robustesse n'assure pas la convergence, donc ne compense pas l'effet de ces défauts.



**Figure (III-2):** Résultats de simulation de la commande LES de la MAS en charge nominale(5Nm a t=1s) après un démarrage à vide.

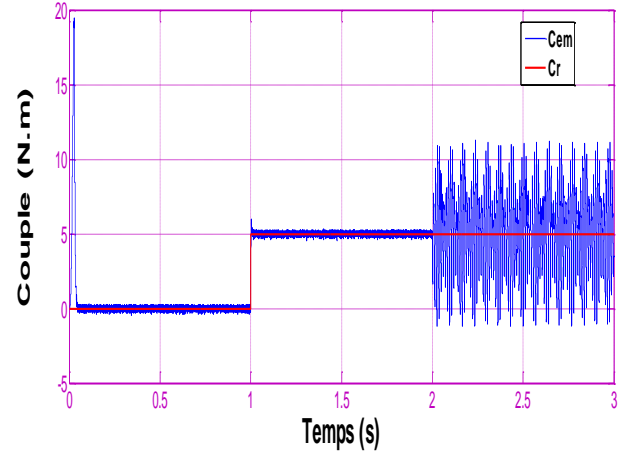
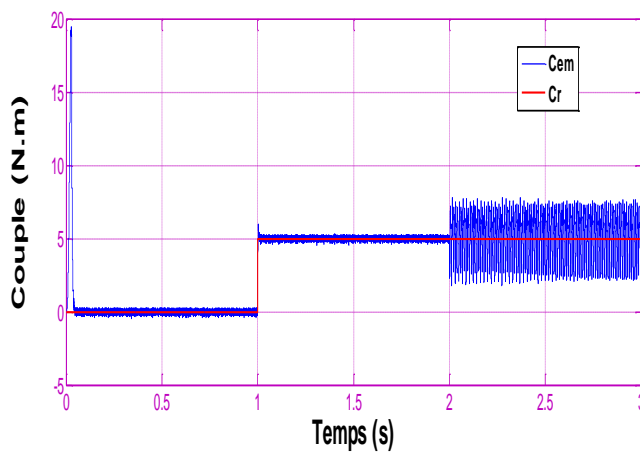
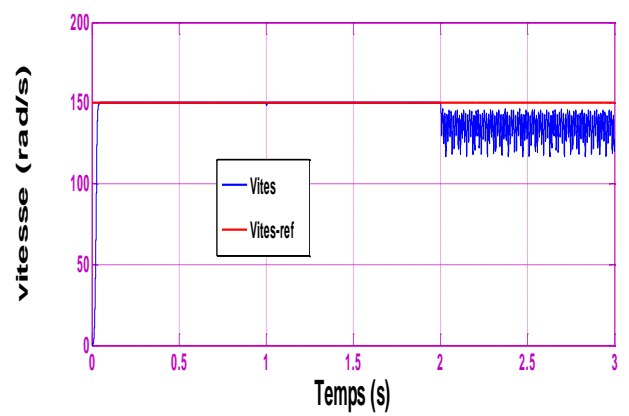
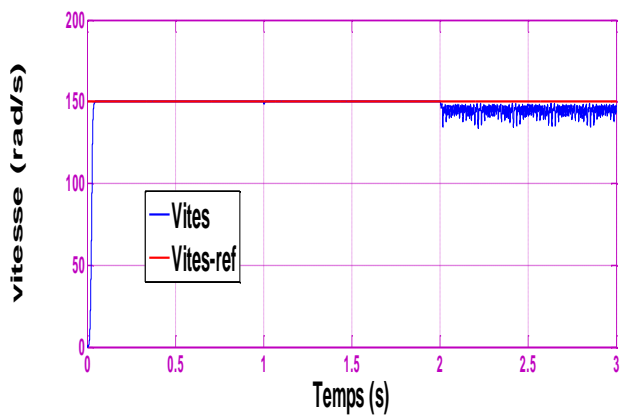
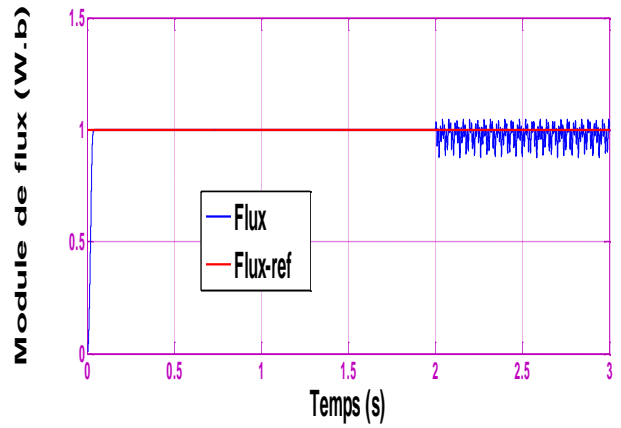
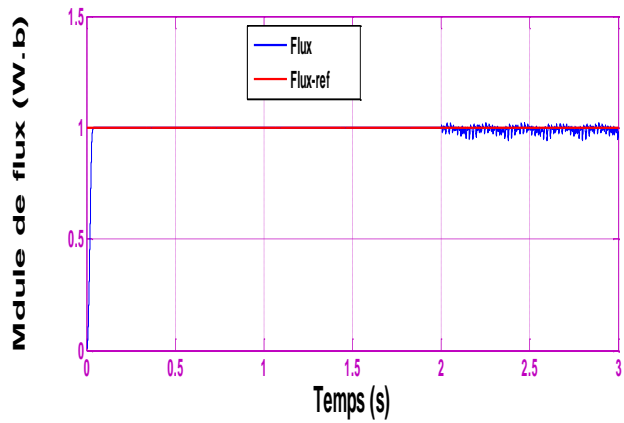
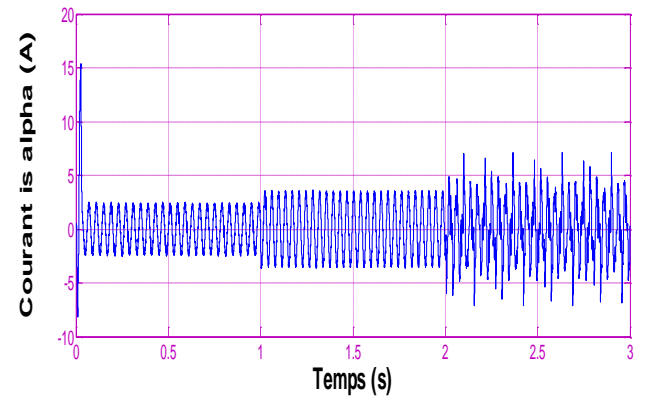
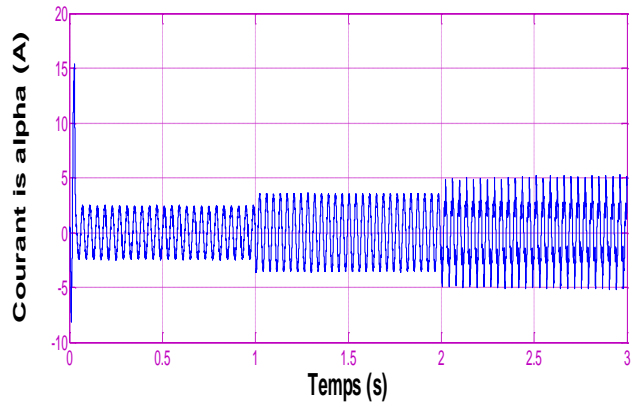


Figure (III.3) : Présence d'un seul défaut

Figure( III.4) :Présence de deux défauts.

### **III.6 Conclusion**

Dans ce chapitre, nous avons présenté une étude théorique sur les notions appropriées à la commande non linéaire par le biais de la linéarisation entrée-sortie et son application sur le modèle de la machine. Nous avons vu que le modèle réduit de la machine asynchrone, dans le référentiel lié au stator avec la vitesse et le flux comme grandeurs de sorties, admet une linéarisation partielle avec une dynamique interne. Les résultats de simulation obtenus montrent que la commande non linéaire permet de découpler le réglage de la vitesse et du flux.

La commande par linéarisation entrée-sortie montre que les performances sont meilleures autour de point de fonctionnement, néanmoins cette commande présente une insuffisance quant à l'application des défauts statorique et rotorique, malgré l'augmentation de la robustesse. Ce problème est réglé par l'ajout d'un terme de compensation que nous déterminons dans la suite dans le cadre de la commande tolérante aux défauts.

## **Chapitre III :**

### ***Commande du MAS par linéarisation entrée-sortie***

## II.1 Introduction

Le Moteur Asynchrone, ou Moteur à Induction, est actuellement le moteur électrique dont l'usage est le plus répandu dans l'industrie. Son principal avantage réside dans l'absence de contacts électriques glissants, ce qui conduit à une structure simple, robuste et facile à construire. Relié directement au réseau industriel à tension et fréquence constantes, il tourne à vitesse peu différente de la vitesse synchrone; c'est lui qui est utilisé pour la réalisation de la quasi-totalité des entraînements à vitesse constante. Il permet aussi la réalisation d'entraînements à vitesse variable et la place qu'il occupe dans ce domaine ne cesse de croître.

Dans ce chapitre, nous présenterons la modélisation de la machine asynchrone, en utilisant la transformation de PARK, cette représentation permet de décrire les comportements statique et dynamique de la machine asynchrone de façon très simple.



Figure (II .1): la machine asynchrone dans l'industrie.

## II.2 Généralité sur la machine asynchrone

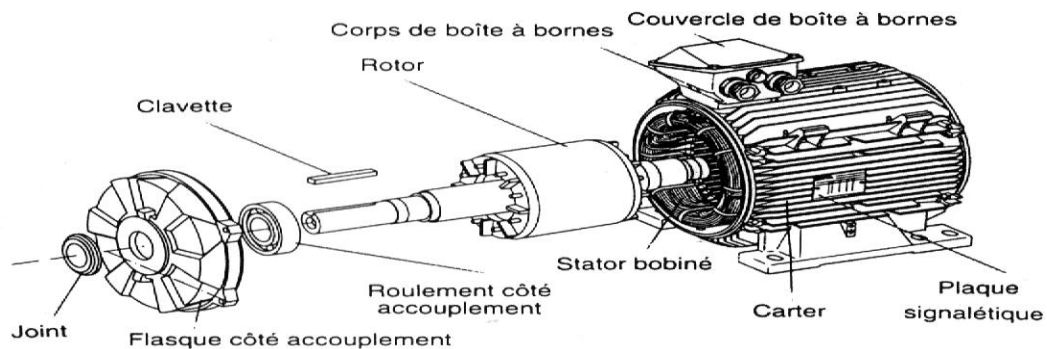
### II.2.1 Définition de la machine asynchrone

La machine asynchrone est une machine à courant alternatif, la vitesse du rotor et la vitesse du champ magnétique tournant ne sont pas égales à cause du glissement. Le rotor est toujours en retard par rapport au champ statorique, la machine asynchrone est dite (machine à induction) car l'énergie est transférée du stator au rotor ou inversement par induction électromagnétique [OLI 2005].

## II.2.2. Constitution de la machine asynchrone

La machine asynchrone est constituée des principaux éléments suivants «Figure (II.2)» :

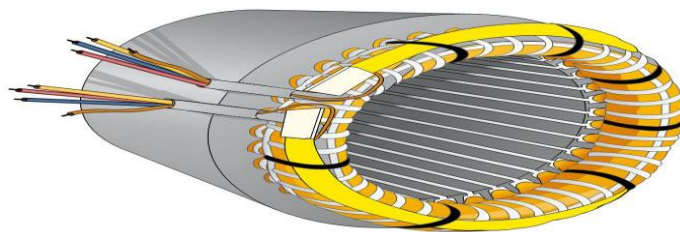
- Le stator (partie fixe) constitué de disques en tôles magnétiques portant les enroulements chargés de magnétiser l'entrefer.
- Le rotor (partie tournante) constitué de disques en tôles magnétiques empilés sur l'arbre de la machine portant un enroulement injecté.
- Les organes mécaniques permettant la rotation du rotor et le maintien des différents sous-ensemble



**Figure (II.2) :** Moteur asynchrone (à induction)

### II.2.2.1 Le stator

Le stator de la machine est formé de trois enroulements fixes décalés de  $120^\circ$  dans l'espace et traversés par trois courants variables «Figure (II.3)».



**Figure (II.3) :** le stator de la machine asynchrone triphasé

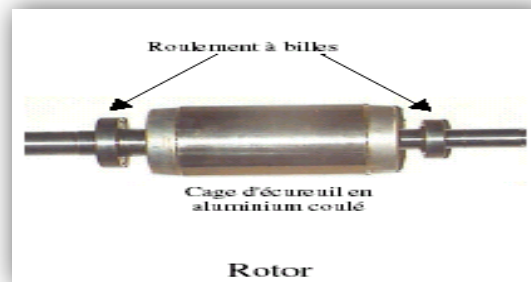
### II.2.2.2 Le rotor

Le rotor peut être modélisé par trois enroulements identiques décalés dans l'espace de  $120^\circ$ , ces enroulements sont en court-circuit et la tension à leurs bornes est nulle. On distingue deux types de rotor :

#### ■ Rotor à cage d'écureuil

réunies Il est constitué de barres conductrices très souvent en aluminium. Les extrémités de

ces barres sont par deux couronnes également conductrices. On dit que le rotor est en court-circuit «Figure (II.4)».



**Figure (II.4):** Rotor à cage d'écureuil.

#### ■ Rotor à bague ou rotor bobiné

Le rotor est constitué par un enroulement identique à celui de stator, en pratique, toujours triphasé à couplage en étoile. Les extrémités des enroulements rotoriques sont sorties et reliées à des bagues montées sur l'arbre, sur lesquelles frottent des balais en carbone. On peut ainsi mettre en série avec le circuit rotorique des éléments de circuit complémentaires (résistances, électronique de puissance...), qui permettent le réglage de la caractéristique couple/vitesse. Ce type de moteur est utilisé essentiellement dans des applications où les démarrages difficiles et/ou nombreux (il assure de meilleures conditions au démarrage) «Figure (II.5)».



**Figure (II.5):** Rotor bobiné.

### II.2.2.3. Les organes mécaniques

Les organes mécaniques est La carcasse sert de support, elle joue le rôle d'enveloppe et assure la protection contre l'environnement extérieur. L'arbre est un organe de transmission. Il comprend une partie centrale qui sert de support au corps du rotor et un bout d'arbre sur lequel est fixé un demi accouplement. Il est généralement constitué en acier moulé ou forgé [OLI2005].

## II.3 Principe de fonctionnement

Le principe de fonctionnement du moteur asynchrone est basé sur l'induction des courants dans le bobinage du rotor par un champ tournant dans l'entrefer. Ce champ tournant va créer un couple moteur qui s'exerce sur les conducteurs des courants induits, Il provoque ainsi le démarrage et la rotation du rotor dans le même sens que le champ tournant [DEN 2005].

On appelle glissement la grandeur  $g$ . s'exprime en % :

$$g = \frac{\omega_r}{\omega_s} = \frac{\omega_s - \omega}{\omega_s} = \frac{\Omega_s - \Omega}{\Omega_s} \quad (\text{II.1})$$

$\omega_r$  : Pulsation rototique.

$\omega_s$  : Pulsation statorique.

$\omega$  : Pulsation mécanique du rotor.

Dans une machine asynchrone, la condition de fréquence,  $\omega_s = \omega_r + \omega$  est constamment satisfaite. Quand la pulsation mécanique  $\omega$  est égale à la pulsation du champ tournant  $\omega_s$ , le phénomène d'induction électromagnétique disparaît.

## II.4 Modélisation de la machine asynchrone

### II.4.1 Hypothèses simplificatrices

La modélisation de la machine asynchrone s'appuie sur un certain nombre d'hypothèses simplificatrices, qui sont [TAM 2006]:

- L'entrefer est d'épaisseur uniforme.
- L'effet d'encochage est négligeable.
- Distribution spatiale des forces magnétomotrices d'entrefer est sinusoïdale.
- Circuit magnétique non saturé et à perméabilité constante.
- Pertes ferromagnétiques négligeables.
- Les résistances des enroulements ne varient pas en fonction de la température de fonctionnement et on néglige également l'effet de peau.

Ainsi, parmi les conséquences importantes de ces hypothèses, on peut citer :

- L'additivité du flux.
- La constance des inductances propres.
- La loi de variation sinusoïdale des inductances mutuelles entre les enroulements statoriques et rotoriques en fonction de l'angle électrique entre leurs axes magnétiques.

II.4.2 Mise en équations

La structure principale de la machine asynchrone dans le repère (ABC) est présentée par la Figure (II.6).(1) : stator ;(2) : rotor et (3) : entre fer.

Les trois axes statoriques sont décalés entres eux d'un angle  $2\pi/3$ , ainsi les axes rotoriques. Un angle  $\theta$  repère le déphasage entre les axes rotoriques par rapport aux axes statoriques.

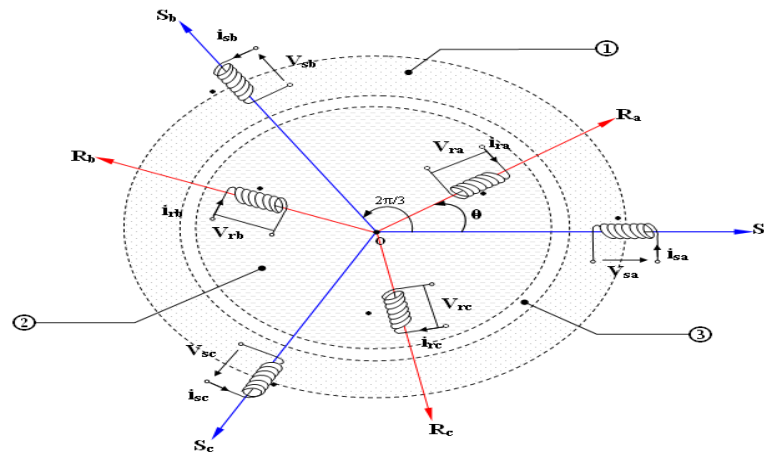


Figure (II .6): Définition des repères statoriques et toriques

Dans le cadre des hypothèses simplificatrices et pour une machine équilibrée, les équations de la machine s'écrivent comme suit:

II.4.2.1 Equations électriques

■Loi de Faraday

Une force électromotrice (f.é.m.) ( $e$ ) apparaît dans un circuit électrique quand le flux d'induction ( $\phi$ ) le traversant varié, sa valeur instantanée est :

$$e = - \frac{\partial \phi}{\partial t} \tag{II.2}$$

■Application de la loi de Faraday à la machine asynchrone

L'un des six enroulements statoriques et rotoriques est représenté à la Figure (II.7) ,sa réactance est  $R$ , traversée par le flux totalisé  $\phi$  défini selon la normale orientée  $\vec{n}$ , il est le siège d'une f.é.m. induite  $e$ . La loi des mailles s'exprime par la relation :

$$v = Ri + \frac{\partial \phi}{\partial t} \tag{II.3}$$

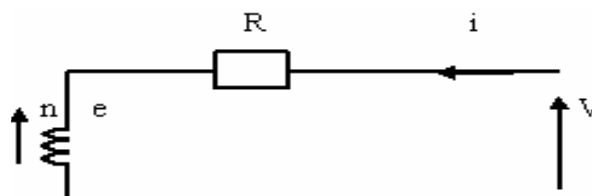


Figure (II.7): Modèle d'une phase avec force électromagnétique.

Avec les hypothèses citées ci-dessus et la loi de Faraday, les équations des tensions des phases Statoriques et rotoriques qui décrivent le fonctionnement de la machine s'écrivent comme suit :

$$[V_s] = [R_s][I_s] + \frac{d}{dt}[\Phi_s] \quad (II.4)$$

$$[0] = [V_r] = [R_r][I_r] + \frac{d}{dt}[\Phi_r] \quad (II.5)$$

$[V_r] = [0]$  Parce que le rotor est court-circuité.

Avec :

$$[V_s] = \begin{bmatrix} v_{sa} \\ v_{sb} \\ v_{sc} \end{bmatrix} ; [I_s] = \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \end{bmatrix} ; [\Phi_s] = \begin{bmatrix} \Phi_{sa} \\ \Phi_{sb} \\ \Phi_{sc} \end{bmatrix} ; [R_s] = \begin{bmatrix} r_s & 0 & 0 \\ 0 & r_s & 0 \\ 0 & 0 & r_s \end{bmatrix}$$

$$[V_r] = \begin{bmatrix} v_{ra} \\ v_{rb} \\ v_{rc} \end{bmatrix} ; [I_r] = \begin{bmatrix} i_{ra} \\ i_{rb} \\ i_{rc} \end{bmatrix} ; [\Phi_r] = \begin{bmatrix} \Phi_{ra} \\ \Phi_{rb} \\ \Phi_{rc} \end{bmatrix} ; [R_r] = \begin{bmatrix} r_r & 0 & 0 \\ 0 & r_r & 0 \\ 0 & 0 & r_r \end{bmatrix}$$

$[V_s], [V_r]$  : Vecteurs des tensions statoriques et rotoriques.

$[I_s], [I_r]$  : Vecteurs des courants statoriques et rotoriques.

$[\Phi_s], [\Phi_r]$  : Vecteurs des flux statoriques et rotoriques.

$[R_s], [R_r]$  : Matrices des résistances statoriques et rotoriques.

### II.4.2.2 Equations magnétiques

Les équations magnétiques de la machine asynchrone sont données par :

$$[\Phi_s] = [L_s][I_s] + [M_{sr}][I_r] \quad (II.6)$$

$$[\Phi_r] = [L_r][I_r] + [M_{sr}][I_s] \quad (II.7)$$

L'isotropie et la symétrie de la machine font que les inductances propres des phases statoriques sont égales et de même pour celles du rotor.

$$[\Phi_s] = \begin{bmatrix} \Phi_{sa} \\ \Phi_{sb} \\ \Phi_{sc} \end{bmatrix} \quad [\Phi_r] = \begin{bmatrix} \Phi_{ra} \\ \Phi_{rb} \\ \Phi_{rc} \end{bmatrix}$$

Les matrices  $[L_s]$  et  $[L_r]$  sont :

$$[L_s] = \begin{bmatrix} l_s & m_s & m_s \\ m_s & l_s & m_s \\ m_s & m_s & l_s \end{bmatrix} \quad [L_r] = \begin{bmatrix} l_r & m_r & m_r \\ m_r & l_r & m_r \\ m_r & m_r & l_r \end{bmatrix}$$

$$[M_{sr}] = m_{sr} \begin{bmatrix} \cos \alpha & \cos(\alpha + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\alpha - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\alpha - \frac{2\pi}{3}) & \cos \alpha & \cos(\alpha + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\alpha + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\alpha - \frac{2\pi}{3}) & \cos \alpha \end{bmatrix}$$

Ou :

$m_s$  : Coefficient d inductance mutuelle entre deux phases statoriques.

$m_r$  : Coefficient d inductance mutuelle entre deux phases rotoriques.

$l_s$  : Inductance propre d'une phase statorique.

$l_r$  : Inductance propre d'une phase rotorique.

$m_{sr}$  : La valeur maximale des coefficients d'inductance mutuelle entre le stator et le rotor.

$M_{sr}$  : Coefficient d inductance mutuelle entre le stator et le rotor.

La matrice des flux réels fait apparaître quatre sous- matrices d inductances :

$$\begin{bmatrix} [\phi_{sabc}] \\ [\phi_{rabc}] \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} [L_s] & [M_{sr}] \\ [M_{sr}] & [L_r] \end{bmatrix} \begin{bmatrix} [I_{sabc}] \\ [I_{rabc}] \end{bmatrix} \quad (II.8)$$

Avec :

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

On obtient finalement le modèle asynchrone triphasé :

$$[v_{sabc}] = [R_s][I_{sabc}] + \frac{d}{dt} \{ [L_s][I_s] + [M_{sr}][I_{rabc}] \} \quad (II.9)$$

$$[v_{rabc}] = [R_r][I_{rabc}] + \frac{d}{dt} \{ [L_r][I_r] + [M_{sr}]^t [I_{sabc}] \} \quad (II.10)$$

### II.4.2.3 Equations mécaniques

L'étude des caractéristiques de la machine asynchrone fait introduire du variation non seulement des paramètres électriques (tension, courant, flux) mais aussi des paramètres mécaniques (couple, vitesse) :

$$C_{em} = p [i_{sabc}]^T \frac{d}{dt} [M_{SR}] [i_{rabc}] \quad (II.11)$$

L'équation du mouvement de la machine est :

$$J \frac{d}{dt} \Omega = C_{em} - C_r - f_r \Omega \quad (II.12)$$

avec :

- $J$  : Moment d'inertie des masses tournantes.
- $C_r$  : Couple résistant imposé à l'arbre de la machine.
- $\Omega$  : Vitesse rotorique.
- $C_{em}$  : Couple électromagnétique.
- $f_r$  : Coefficient de frottement visqueux.
- $(f_r \Omega)$  : Terme de couple de frottement visqueux.

## II .4.3 Transformation du système triphasé vers biphasé

### II.4.3.1 Intérêt des matrices de transformation

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

Les transformations utilisées doivent conserver la puissance instantanée et la réciprocity des inductances mutuelles. Ceci permet d'établir une expression du couple électromagnétique dans le repère correspondant au système transformé et qui reste variable pour la machine réelle . Parmi les transformations utilisées, on cite celle de PARK, PARK modifiée et de Concordia.

### II.4.3.2. Transformation de PARK

Cette transformation a été présentée par R.H.PARK en 1929 lors de l'étude de la machine synchrone comme moyen de simplifier les équations de celle-ci l'idée de PARK repose sur le fait qu'un champ tournant crée par un système triphasé peut l'être aussi à l'identique par un système biphasé de deux bobines à  $90^\circ$  alimentées par deux courants  $ID$  et  $IQ$ , la transformation qui traduit ce passage est donnée par [BAG 2003]:

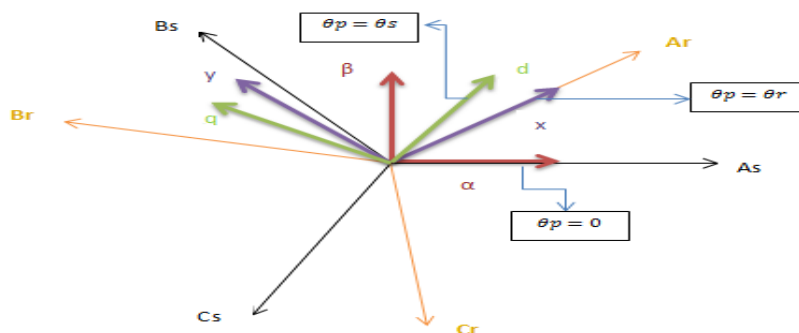


Figure (II.8): Passage de système triphasé au système biphasé

$$[X_{dqo}] = [P(\theta_p)][X_{abc}] \tag{II.13}$$

Telle que: X : peut être la tension, le courant ou le flux.

$[P(\theta_p)]$  : est la matrice de transformation directe de Park.

Avec:

$$P(\theta_p) = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{pmatrix} \cos(\theta_p) & \cos(\theta_p - 2\pi/3) & \cos(\theta_p + 2\pi/3) \\ -\sin(\theta_p) & -\sin(\theta_p - 2\pi/3) & -\sin(\theta_p + 2\pi/3) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{pmatrix}$$

La matrice de changement de base  $[(\theta_p)]$  étant orthonormée, alors sa matrice inverse sera:

$$P(\theta_p)^{-1} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{pmatrix} \cos(\theta_p) & -\sin(\theta_p) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta_p - 2\pi/3) & -\sin(\theta_p - 2\pi/3) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta_p + 2\pi/3) & -\sin(\theta_p + 2\pi/3) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{pmatrix}$$

La composante homopolaire est de valeur nulle, si on considère que le système (abc) est équilibré et symétrie.

$\theta_p$  : La position angulaire du système de coordonnées commun par rapport au système d'axes réel (abc)

$\omega_p = \frac{d}{dt} \theta_p$  : Vitesse angulaire de rotation du système d'axes biphasé par rapport au système d'axes triphasé.

Dans ces conditions les équations électriques, magnétiques et mécaniques deviennent:

### II.4.4 Equations électriques et magnétiques dans les différents repères :

#### II.4.4.1 Le repère lié au champ tournant (d,q) :

La Figure (II.9) représente la schématisation d'une machine asynchrone biphasée équivalente dans le repère (d,q) .

Il se traduit par la condition:

$$\omega_s = \frac{d}{dt} \theta_p = \omega_p$$

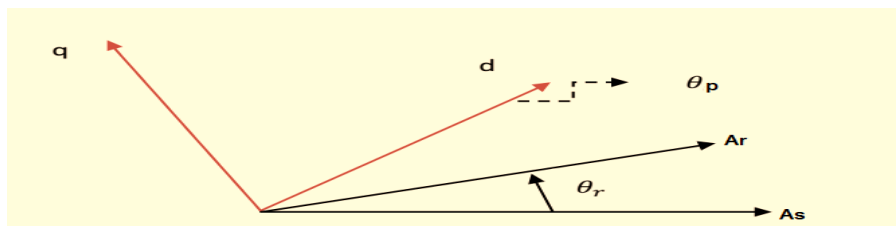


Figure (II.9): Représentation schématique d'une machine asynchrone biphasée dans le repère (d,q)

Les équations de système prennent la forme:

$$\begin{cases} V_{sd} = R_s I_{sd} + \frac{d}{dt} \Phi_{sd} - \omega_s \Phi_{sq} \\ V_{sq} = R_s I_{sq} + \frac{d}{dt} \Phi_{sq} + \omega_s \Phi_{sd} \\ V_{rd} = 0 = R_r I_{rd} + \frac{d}{dt} \Phi_{rd} - (\omega_s - \omega_r) \Phi_{rq} \\ V_{rq} = 0 = R_r I_{rq} + \frac{d}{dt} \Phi_{rq} + (\omega_s - \omega_r) \Phi_{rd} \end{cases} \quad (\text{II.14})$$

Ainsi que les flux :

$$\begin{cases} \Phi_{sd} = L_s I_{sd} + M I_{rd} \\ \Phi_{sq} = L_s I_{sq} + M I_{rq} \\ \Phi_{rd} = L_r I_{rd} + M I_{sd} \\ \Phi_{rq} = L_r I_{rq} + M I_{sq} \end{cases} \quad (\text{II.15})$$

Avec:

$L_s = l_s - M$  : L'inductance cyclique propre du stator.

$L_r = l_r - M$  : L'inductance cyclique propre du rotor.

$M = \frac{3}{2} M_0$  : Inductance cyclique mutuelle stator-rotor.

En développant les flux en fonction des courants, on obtient les équations électriques de la machine asynchrone dans le repère d'axe (d,q) :

$$\begin{bmatrix} V_{sd} \\ V_{sq} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + L_s \frac{d}{dt} & -\omega_s L_s & M \frac{d}{dt} & -\omega_s M \\ \omega_s L_s & R_s + L_s \frac{d}{dt} & \omega_s M & M \frac{d}{dt} \\ M \frac{d}{dt} & -\omega M & R_r + L_r \frac{d}{dt} & -\omega L_r \\ \omega M & M \frac{d}{dt} & \omega L_r & R_r + L_r \frac{d}{dt} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \\ i_{dr} \\ i_{qr} \end{bmatrix}$$

Avec:  $w = w_s - w_r$

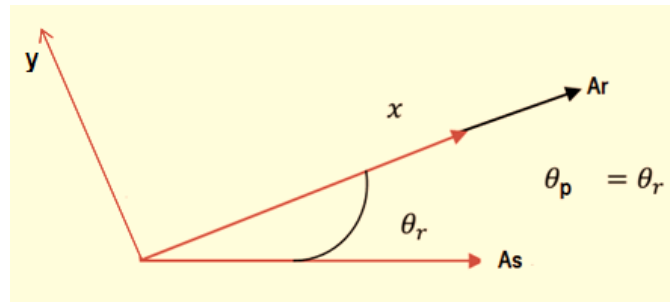
Ce référentiel est le seul qui n'introduit pas de simplification dans la formulation des équations. Il fait correspondre des grandeurs continues aux grandeurs sinusoïdales en régime permanent, raison pour laquelle ce référentiel est utilisé en commande.

#### II.4.4.2 Le repère lié au rotor (x,y) :

La Figure (II.10) représente la schématisation d'une machine asynchrone biphasée équivalente dans le repère (x,y) .

Il se traduit par la condition :

$$\omega_r = \frac{d}{dt} \theta_p = \omega_p$$



**Figure (II.10):** Représentation schématique d'une machine asynchrone biphasée dans le repère (x,y)

Les équations de système prennent la forme:

$$\begin{cases} V_{sx} = R_s I_{sx} + \frac{d}{dt} \Phi_{sx} - \omega_r \Phi_{sy} \\ V_{sy} = R_s I_{sy} + \frac{d}{dt} \Phi_{sy} + \omega_r \Phi_{sx} \\ V_{rx} = 0 = R_r I_{rx} + \frac{d}{dt} \Phi_{rx} \\ V_{ry} = 0 = R_r I_{ry} + \frac{d}{dt} \Phi_{ry} \end{cases} \quad (II.16)$$

Ainsi que les flux :

$$\begin{cases} \Phi_{sx} = L_s I_{sx} + M I_{rx} \\ \Phi_{sy} = L_s I_{sy} + M I_{ry} \\ \Phi_{rx} = L_r I_{rx} + M I_{sx} \\ \Phi_{ry} = L_r I_{ry} + M I_{sy} \end{cases} \quad (II.17)$$

En développant les flux en fonction des courants, on obtient les équations électriques de la machine asynchrone dans le repère d'axe (x, y) :

$$\begin{bmatrix} V_{sx} \\ V_{sy} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + L_s \frac{d}{dt} & -\omega_s L_s & M \frac{d}{dt} & -\omega_s M \\ \omega_s L_s & R_s + L_s \frac{d}{dt} & \omega_s M & M \frac{d}{dt} \\ M \frac{d}{dt} & 0 & R_r + L_r \frac{d}{dt} & 0 \\ 0 & M \frac{d}{dt} & 0 & R_r + L_r \frac{d}{dt} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sx} \\ i_{sy} \\ i_{rx} \\ i_{ry} \end{bmatrix}$$

Ce système est utilisé pour étudier les processus transitoires dans les machines synchrones et asynchrones.

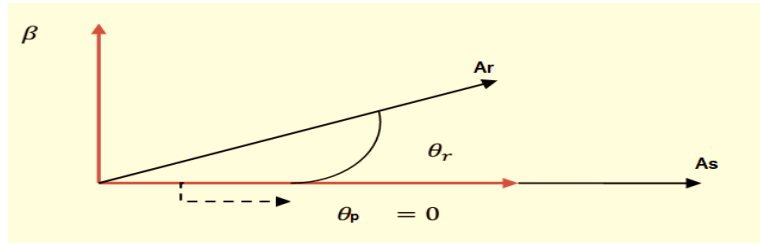
### II.4.4.3 Le repère lié au stator (α, β) :

La Figure (II.11) représente la schématisation d'une machine asynchrone biphasée équivalente

dans le repère  $(\alpha, \beta)$ .

Il se traduit par la condition :

$$\omega_p = \frac{d\theta_p}{dt} = 0 \qquad \frac{d\theta_r}{dt} = -\frac{d\theta}{dt} = -\omega$$



**Figure (II.11):**Représentation schématique d'une machine asynchrone biphasée dans le repère  $(\alpha, \beta)$

Les équations de système prennent la forme:

$$\begin{cases} V_{s\alpha} = R_s I_{s\alpha} + \frac{d}{dt} \Phi_{s\alpha} \\ V_{s\beta} = R_s I_{s\beta} + \frac{d}{dt} \Phi_{s\beta} \\ V_{r\alpha} = 0 = R_r I_{r\alpha} + \frac{d}{dt} \Phi_{r\alpha} + \omega_r \Phi_{r\beta} \\ V_{r\beta} = 0 = R_r I_{r\beta} + \frac{d}{dt} \Phi_{r\beta} - \omega_r \Phi_{r\alpha} \end{cases} \quad (II.18)$$

Ainsi que les flux :

$$\begin{cases} \Phi_{s\alpha} = L_s I_{s\alpha} + M I_{r\alpha} \\ \Phi_{s\beta} = L_s I_{s\beta} + M I_{r\beta} \\ \Phi_{r\alpha} = L_r I_{r\alpha} + M I_{s\alpha} \\ \Phi_{r\beta} = L_r I_{r\beta} + M I_{s\beta} \end{cases} \quad (II.19)$$

En développant les flux en fonction des courants, on obtient les équations électriques de la machine asynchrone dans le repère d'axe  $(\alpha, \beta)$  :

$$\begin{bmatrix} V_{s\alpha} \\ V_{s\beta} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + L_s \frac{d}{dt} & 0 & M \frac{d}{dt} & 0 \\ 0 & R_s + L_s \frac{d}{dt} & 0 & M \frac{d}{dt} \\ M \frac{d}{dt} & -\omega M & R_r + L_r \frac{d}{dt} & -\omega L_r \\ \omega M & M \frac{d}{dt} & \omega L_r & R_r + L_r \frac{d}{dt} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \\ i_{r\alpha} \\ i_{r\beta} \end{bmatrix}$$

C'est le repère le mieux adapté pour travailler avec les grandeurs instantanées, il possède des tensions et des courants réels et peut être utilisé pour étudier les régimes de démarrage et de

freinage des machines à courant alternatif [DAI 2007].

### II.4.5 Equations mécaniques

Le couple électromécanique représenté dans l'équation (II-9) devient :

$$C_{em} = p \frac{M}{L_R} (\Phi_{Rd} \cdot i_{Sq} - \Phi_{Rq} \cdot i_{Sd}) \quad (II.20)$$

Et l'équation de la vitesse mécanique est représentée par l'équation (II.12).

### II.5 Représentation d'état du moteur asynchrone

La forme générale de l'équation d'état s'écrit de la façon suivante :

$$[\dot{X}] = [A][X] + [B][U] \quad (II.21)$$

$$[Y] = [C][X] + [D][U]$$

Avec :

X : vecteur d'état.

U : vecteur d'entrée.

Y : vecteur de sortie.

On peut choisir indifféremment les composantes du vecteur « X » tel que :

$$[X] = [I_{s\alpha} I_{s\beta} \Phi_{r\alpha} \Phi_{r\beta}]^t$$

$$[U] = [V_{s\alpha} V_{s\beta}]$$

Pour le référentiel lié au champ tournant (d – q), on a :

$$A = \begin{bmatrix} -\delta & \omega_s & \frac{\gamma}{T_r} & \gamma\omega_r \\ -\omega_s & -\delta & -\gamma\omega_r & \frac{\gamma}{T_r} \\ \frac{M}{T_r} & 0 & -\frac{1}{T_r} & \omega_s - \omega_r \\ 0 & \frac{L_m}{T_r} & -(\omega_s - \omega_r) & -\frac{1}{T_r} \end{bmatrix} \quad B = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (II.22)$$

Et pour le référentiel lié au stator (α – β), la matrice [A] devient :

$$A = \begin{bmatrix} -\delta & 0 & \frac{\gamma}{T_r} & \gamma\omega_r \\ 0 & -\delta & -\gamma\omega_r & \frac{\gamma}{T_r} \\ \frac{M}{T_r} & 0 & -\frac{1}{T_r} & -\omega_r \\ 0 & \frac{M}{T_r} & \omega_r & -\frac{1}{T_r} \end{bmatrix} \quad B = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (II.23)$$

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

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

$$\delta = \frac{R_s}{\sigma L_s} + \frac{M^2 R_r}{\sigma L_s L_r^2}; \gamma = \frac{M}{\sigma L_s L_r}$$

[A] : Matrice fondamentale qui caractérise le système.

[B] : Matrice d'entrée.

## II.6 Défauts dans la MAS

Les machines électriques sont des éléments critiques dans les applications électromécaniques et dans les processus industriels. Une panne dans une machine peut causer l'arrêt de l'unité de production ou nécessiter l'utilisation d'un équipement redondant pour contourner le problème. De nombreuses défaillances peuvent apparaître sur les machines asynchrones. Elles peuvent être électriques, mécaniques ou magnétiques [MEK 2009].

### II.6.1 Principaux défauts

Les principaux défauts de la MAS peuvent être classés comme suit :

- \* Les défauts de roulements,
- \* Les défauts du rotor,
- \* Les défauts du stator ou de l'armature,
- \* Les défauts reliés à l'excentricité (statique ou dynamique).

Des études ont permis d'effectuer une répartition des défauts de la MAS [RAZ 2003] :

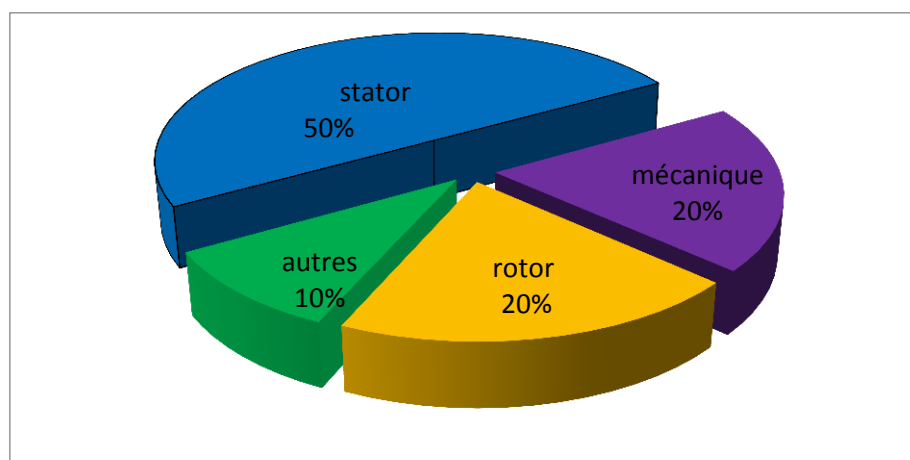


Figure (II.12) : Répartition des pannes de la machine asynchrone.

## II.6.2 Harmoniques dues aux défauts

### II.6.2.1 Les défauts de l'armature ou du stator

Ces défauts sont habituellement liés à une isolation défailante. Ils sont généralement connus comme défauts entre terre et phase ou entre phases. Ces défauts peuvent ne pas être détectés au début, mais au cours du temps et tour après tour, leurs effets augmentent et ils deviennent des défauts majeurs (agissent en dérive). Presque 30-40 % des défauts des machines électriques font partie de cette catégorie.

Ils peuvent être dus à plusieurs raisons, parmi lesquelles [BOU2008, BOU 2001]: Un grand noyau du stator, ou la température d'enroulements est élevée, un attachement lâche à la fin de l'enroulement, une contamination due à l'huile, moisissure et saleté ou un cycle de démarrage fréquent. Les fréquences à détecter dans la composante axiale du flux sont données par :

$$f_s = [k \pm n(1-g)/p] f_a \quad (\text{II.29})$$

Où :  $p$  = le nombre de paires de pôles

$f_a$  = la fréquence d'alimentation

$$k = 1, 3 ; \quad n = 1, 2, 3 \dots (2p-1)$$

$g$  = le glissement

L'harmonique qui s'ajoute au spectre du courant en cas de défauts dans les enroulements statoriques est caractérisée par la fréquence :

$$f_s = f_a \quad (\text{II.30})$$

### II.6.2.2 Défauts du rotor

D'où proviennent les pannes rotoriques dans les moteurs asynchrones?

Que cela soit un moteur asynchrone triphasé à rotor bobiné ou à cage d'écureuil pas, la panne la plus probable est celle rotorique. Elle se traduit par une augmentation de la résistance équivalente d'un enroulement rotorique [FIS 1996]. Cette défaillance rotorique induit hélas des ondulations du couple électromagnétique qui elles-mêmes provoquent des oscillations de la vitesse de rotation ce qui engendre des vibrations mécaniques donc un fonctionnement anormal de la machine.

Pour détecter les défauts du rotor. Il s'agit d'étudier les composantes de la bande latérale,  $f_{ro}$  autour du fondamental  $f_a$ . Les fréquences à détecter sont données par :

$$f_{ro} = (1 \pm 2g) * f_a \quad (\text{II.31})$$

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

L'inertie du moteur et de la charge affecte également la grandeur de ces bandes latérales, d'autres composantes spectrales pouvant être observées dans le courant de ligne du stator sont donnés ci-après :

$$f_{ro} = \left\{ \left( \frac{k}{p} \right) (1 - g) \pm g \right\} f_a \quad (\text{II.32})$$

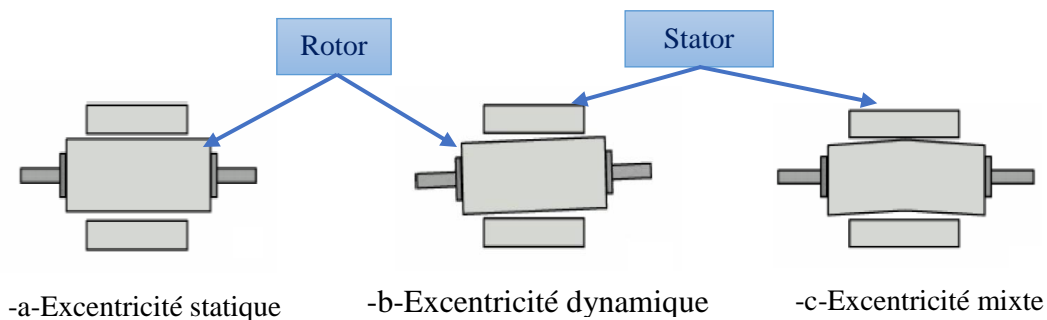
Où  $f_{ro}$  = fréquences détectables dans le spectre du courant ;  $k/P = 1.3.5\dots$

### II.6.2.3 Défauts relatifs à l'excentricité

L'excentricité d'une machine apparaît lorsque l'espace entre le stator et le rotor n'est pas uniforme. Quand l'excentricité devient importante, les forces radiales déséquilibrées résultantes (également connues sous le nom de traction magnétique non équilibrée ou Unbalanced Magnetic Pull / UMP) peuvent provoquer une bande de frottement entre le stator et le rotor, et ceci peut avoir comme conséquence l'endommagement du stator et du rotor. On distingue généralement trois cas d'excentricité:

Dans le cas de l'excentricité statique, le rotor est déplacé du centre de l'alésage stator mais tourne toujours autour de son axe. On aura l'excentricité dynamique, quand le rotor est positionné au centre de l'alésage mais ne tourne plus autour de son axe. et l'excentricité mixte, est une associant des deux cas cités précédemment [CAS 2003].

On peut représenter l'excentricité dynamique et mixte et statique de la manière suivante :



**Figure (II.13) :** Les défauts d'excentricité

La variation de l'épaisseur longueur de l'entrefer entraîne des variations dans la densité du flux d'entrefer. Les enroulements statoriques sont électriquement affectés [MEK 2009]. On retrouve alors ces effets dans le spectre des courants les équations donnant les fréquences des composantes d'intérêt sont :

$$f_{ex} = [(kR \pm n_d) (1-g)/p \pm v] f_a \quad (\text{II.27})$$

$k$  : un nombre entier ;

$g$  : glissement ;

$R$  : le nombre de fentes dans le rotor;  $f_a$  : fréquence du signal d'alimentation ;

$P$  : nombre de pair de pôles;

$\nu$  : l'ordre des harmoniques du signal d'alimentation du stator ( $\nu = \pm 1, 2, 3 \dots$  etc.)

$n_d$  : l'ordre d'excentricité ( $n_d = 0$  dans le cas d'excentricité statique, et  $n_d = 1, 2, 3 \dots$  en cas d'excentricité dynamique).

Néanmoins, En cas d'excentricité mixte, d'autres composantes de basses fréquences peuvent être détectées autour du fondamental pour toutes les machines :

$$f_{ex} = [f_a \pm k f_r] \tag{II.28}$$

### II.6.2.4 Défauts de roulement à billes (Bearing faults)

Les roulements sont constitués de quatre composants essentiels. Un organe externe, un organe interne, des organes roulants et un organe de lubrification, En fonction de l'application envisagée, les organes de roulement peuvent être des billes, des rouleaux ou des aiguilles. quelque soient les défauts dans les roulements, ils vont produire des mouvements radiales entre le rotor et le stator dans la machine. Un défaut de roulement à billes se manifeste par la répartition continue du contact défectueux avec la cage de roulement extérieur comme intérieur.

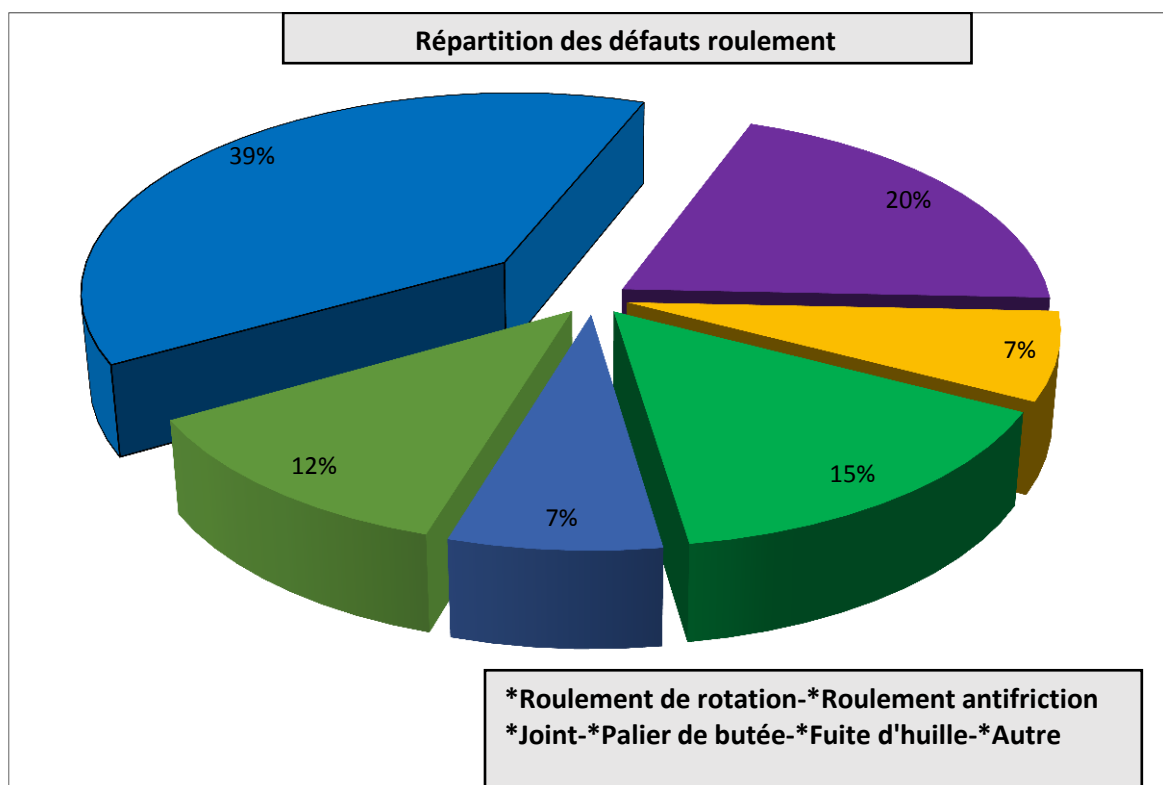


Figure (II.14) : Répartition des défauts roulement

Les fréquences de vibrations provoquées par un défaut de roulement varient selon le type de défaut comme suit [ZAN 2005] :

Défaut de la cage externe du roulement  $f_{be}$  [HZ] =  $(N/2)f_r [1 - D_b \cos(w)/d]$  (II.24)

Défaut de la cage interne du roulement  $f_{bi}$  [HZ] =  $(N/2)f_r [1 + D_b \cos(w)/d]$  (II.25)

Défaut de billes  $f_b$  [HZ] =  $(df_r/D_b)[1 - (D_b \cos(w)/d)^2]$  (II.26)

Où  $f_r$  = fréquence de rotation,  $N$  = nombre de billes,  $D_b$  = diamètre des billes,  $d$  = distance du centre des billes,  $w$  = l'angle de contact de la bille avec la cage.

Nous nous concentrons sur un type de roulements à une rangée de billes que ces derniers constituent d'une bague externe, d'une bague interne et d'une rangée de billes maintenues par une cage, ainsi que de graisse pour la lubrification.

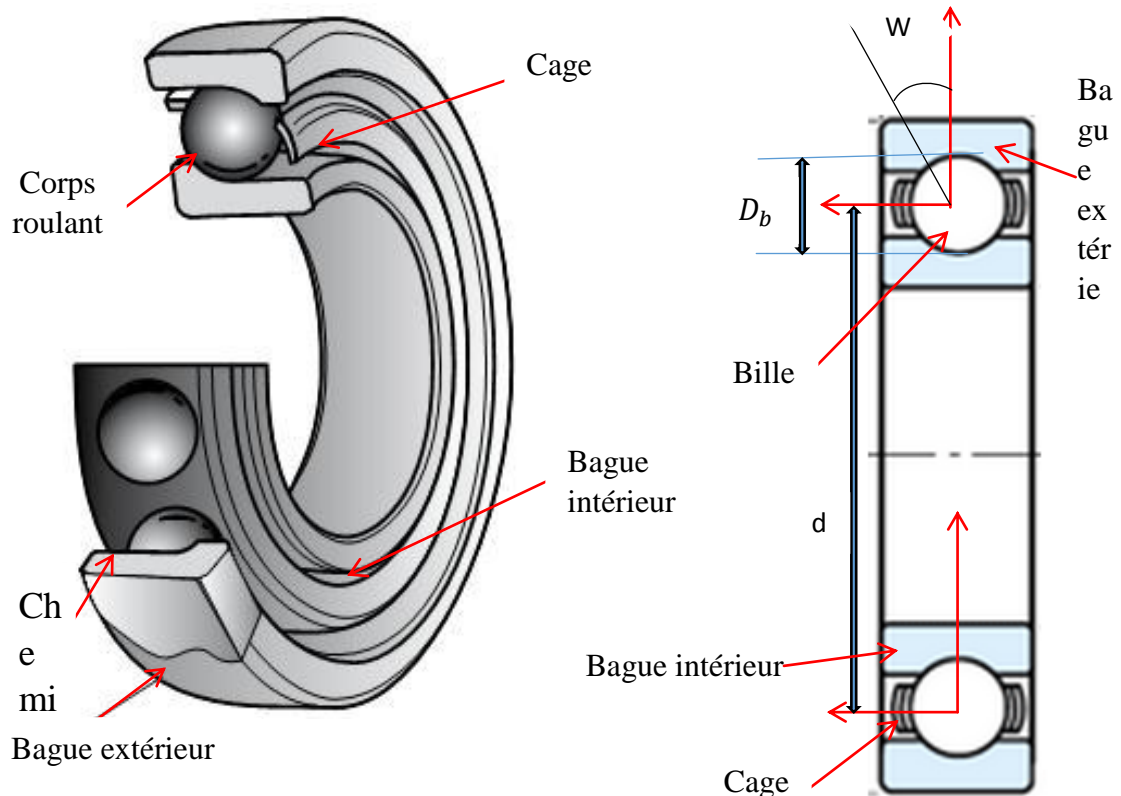


Figure (II.15) : Vue éclatée des éléments constitutifs et Dimensions d'un roulement à billes

## II.7 Modèle de la MAS en présence de défauts

Dans cette section nous mettons en évidence le changement du modèle de la MAS en présence

de défauts. Un terme  $V$  représentant une perturbation inconnue mais tout le temps borné qui résulte de la présence d'un ou plusieurs défauts dans la machine s'ajoute dans le modèle (II.34) qui s'écrit alors en absence de perturbations paramétriques sous la forme :

$$\dot{X} = A X + B U + \sigma V \tag{II.33}$$

En l'absence de défauts,  $V$  est identiquement nul et on a :

$$\sigma = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \quad V = \begin{bmatrix} V_{d1} \\ V_{d2} \end{bmatrix} \tag{II.34}$$

Comme il a été précisé plus haut, nous nous basons sur l'analyse du spectre des courants statoriques pour détecter les défauts qui y provoquent une ou plusieurs harmoniques.

L'amplitude et la phase car celles-ci restent inconnues. par contre, 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 :

$$w_i = 2\pi f_i + 2\pi f_a = 2\pi(f_i + f_a) \tag{II.35}$$

Une façon d'introduire ces harmoniques dans le système d'état (II 24) est d'utiliser un système différentiel linéaire stable représenté sous forme d' équations d' état :

$$\dot{Z} = S Z \tag{II.36}$$

Le système (II.36) n'est autre qu' une représentation d'état de toutes les harmoniques affectant les courants statoriques. La matrice dynamique  $S$  étant la seule caractéristique connue du système, elle est constituée des pulsations  $w_i$

$$\begin{cases} S = \text{diag}(S_i) \\ S_i = \begin{bmatrix} 0 & w_i \\ -w_i & 0 \end{bmatrix} \\ i = 1, \dots, n_f \end{cases} \tag{II.37}$$

Et on a :

$$\begin{cases} \dim(s) = 2n_f \times 2n_f \\ \dim(z) = 2n_f \times 1 \end{cases}$$

On écrit alors l'équation (II.36) sous une nouvelle forme :

$$\begin{bmatrix} \dot{z}_1 \\ \dot{z}_2 \\ \vdots \\ \dot{z}_{2nf} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} s_1 & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & s_2 & \cdots & \vdots \\ \vdots & \vdots & \ddots & 0 \\ 0 & \cdots & 0 & s_{2nf} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s_1 \\ s_2 \\ \vdots \\ s_{2nf} \end{bmatrix} \quad (\text{II.38})$$

### II.7.1 Effet sur le modèle

Pour obtenir le modèle de la MAS en présence de défauts, il suffit maintenant d'injecter les équations (II.40) dans (II.39). Le résultat est un système de la forme :

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = f_1(x) + b_1 u_\alpha + v_{d1} \\ \dot{x}_2 = f_1(x) + b_2 u_\beta + v_{d2} \\ \dot{x}_3 = f_3(x) \\ \dot{x}_4 = f_4(x) \\ \dot{x}_5 = f_5(x) \end{cases} \quad (\text{II.39})$$

Les calculs mènent vers la forme suivante de V.

$$V = \begin{bmatrix} V_{d1} \\ V_{d2} \end{bmatrix} = - \begin{bmatrix} \delta Q_d Z + Q_d s Z \\ \delta Q_q Z + Q_q s Z \end{bmatrix} \quad (\text{II.40})$$

### II.7.2. Expression matricielle des perturbations

Se basant sur l'équation (II.47) on peut écrire les perturbations des défauts V sous une forme d'une multiplication matricielle comme suit :

$$\begin{cases} V = \begin{bmatrix} V_{d1} \\ V_{d2} \end{bmatrix} = - \begin{bmatrix} \delta Q_d + Q_d s \\ \delta Q_q + Q_q s \end{bmatrix} Z = T Z \\ T = \begin{bmatrix} T_1 \\ T_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} [\delta Q_d + Q_d s] \\ [\delta Q_q + Q_q s] \end{bmatrix} \end{cases} \quad (\text{II.41})$$

Enfin, les défauts vus de cette manière, sont des perturbations qu'on introduit dans le système (II.40) et qui sont générées par le système (II.42) ce qu'on peut récapituler ainsi :

$$\begin{cases} \dot{Z} = S Z \\ V = -T Z \end{cases} \quad (\text{II.42})$$

#### II.7.3.1 Un seul défaut affecte la machine au niveau du stator

Dans ce cas une seule harmonique de pulsation  $w_1$  affecte les courants  $i_\alpha$  et  $i_\beta$  et nous avons :

$$\dim(Z)=2 \times 1; \dim(S)=2 \times 2; \dim(T)=2 \times 2; \dim(Q_d)=\dim(Q_q)=1 \times 2.$$

$$S = \begin{bmatrix} 0 & w_1 \\ -w_1 & 0 \end{bmatrix}$$

$$Q_d=[1 \ 0]; \quad Q_q=[0 \ 1]. \quad (\text{II.43})$$

$$T = \begin{bmatrix} T_1 \\ T_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \delta & w_1 \\ -w_1 & \delta \end{bmatrix}$$

### II.7.3.2 Deux défauts affectent la machine au niveau du stator et du rotor

Dans ce cas, le défaut du stator génère une seule harmonique de pulsation  $w_1$  et celui du rotor en génère deux de pulsation  $w_2$  et  $w_3$  et nous avons :

$$\dim(Z)=6 \times 1; \dim(S)=6 \times 6; \dim(T)=2 \times 6; \dim(Q_d)=\dim(Q_q)=1 \times 6.$$

$$S = \begin{bmatrix} 0 & w_1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ -w_1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & w_2 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -w_2 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & w_3 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -w_3 & 0 \end{bmatrix}$$

$$Q_d=[1 \ 0 \ 1 \ 0 \ 1 \ 0]; \quad Q_q=[0 \ 1 \ 0 \ 1 \ 0 \ 1]. \quad (\text{II.44})$$

$$T = \begin{bmatrix} T_1 \\ T_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \delta & w_1 & \delta & w_2 & \delta & w_3 \\ -w_1 & \delta & -w_2 & \delta & -w_1 & \delta \end{bmatrix}$$

## II.8 Résultats de simulation

Nous simulons le modèle (sain, avec défauts) que nous avons élaborés de la MAS.

D'abord, le comportement de la machine sans aucune charge pour comparer les courbes avec celles qu'on trouve dans la littérature, ensuite l'effet du couple de charge, après l'effet d'un seul défaut dans le stator provoquant une seule harmonique. En fin l'effet de deux défauts, un dans le stator et l'autre dans le rotor provoquant trois harmoniques.

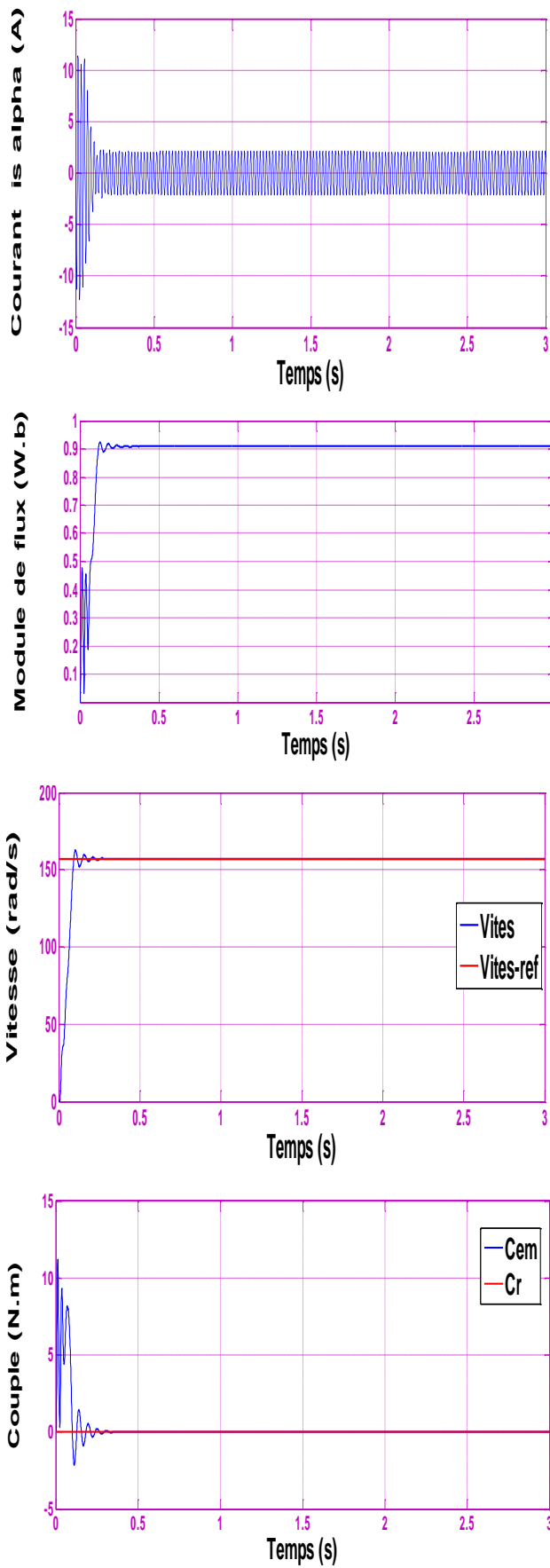


Figure (II.16) : Résultats de simulation du MAS lors de fonctionnement à vide

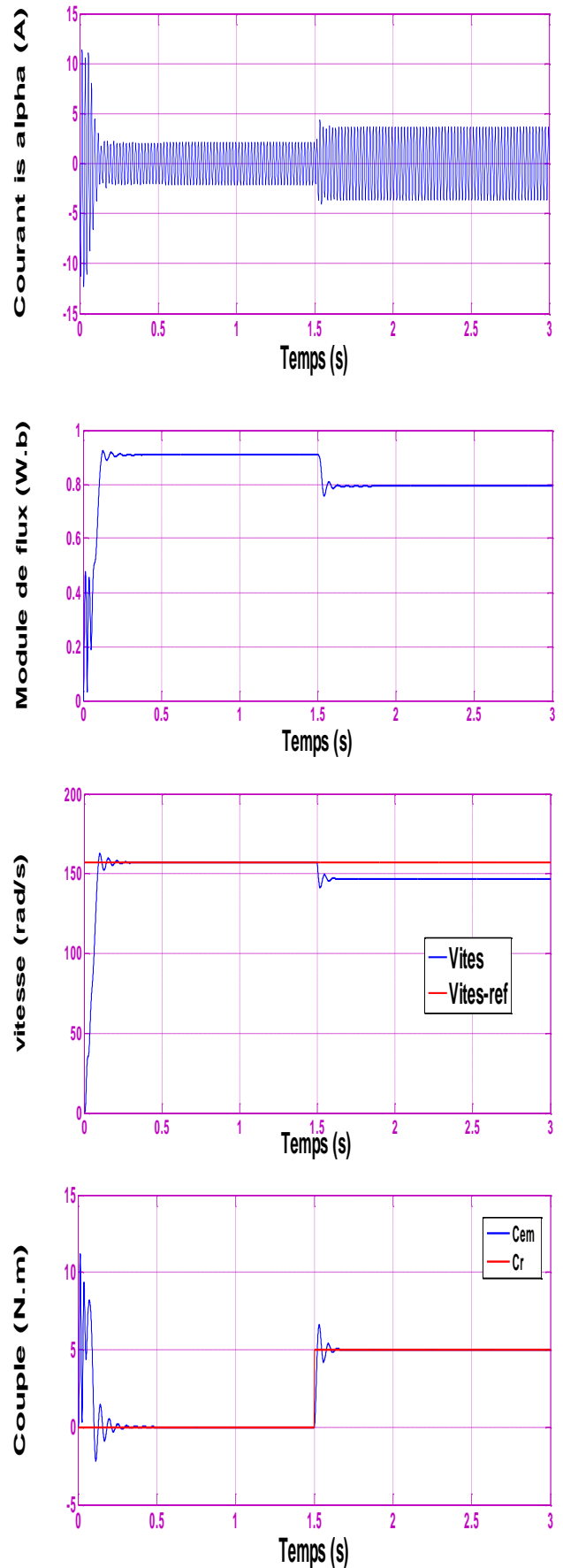


Figure (II.17) : Résultats de simulation du MAS lors de fonctionnement en charge(5Nm a t=1.5).

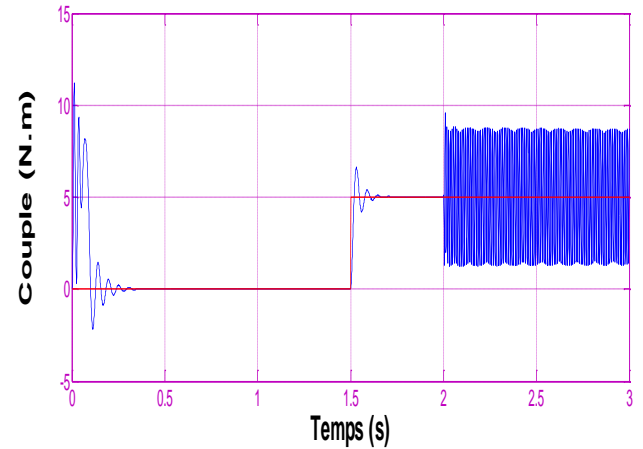
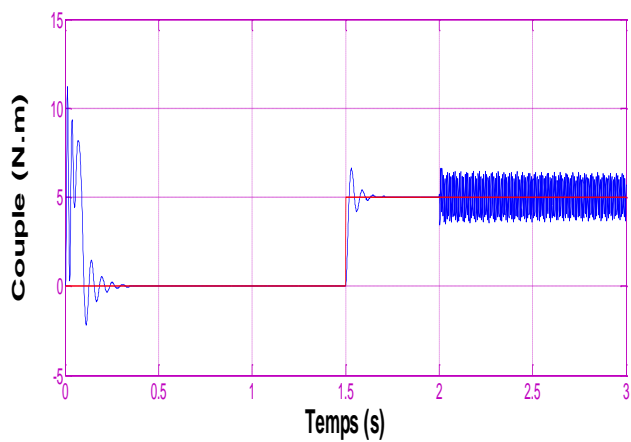
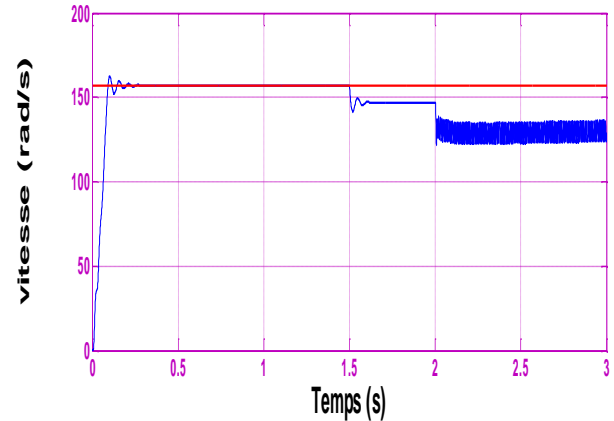
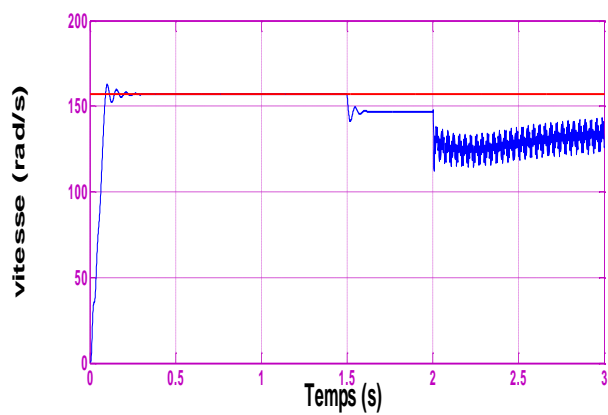
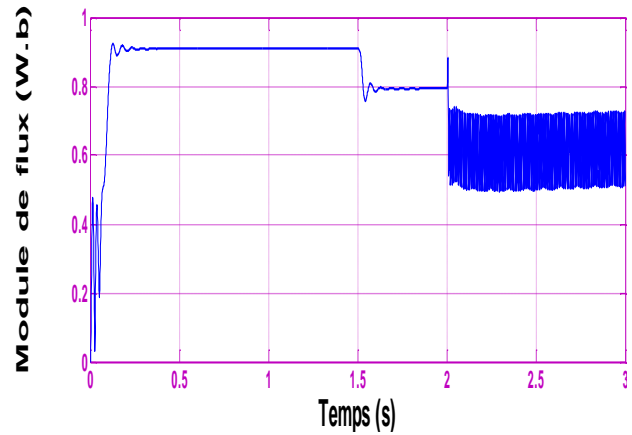
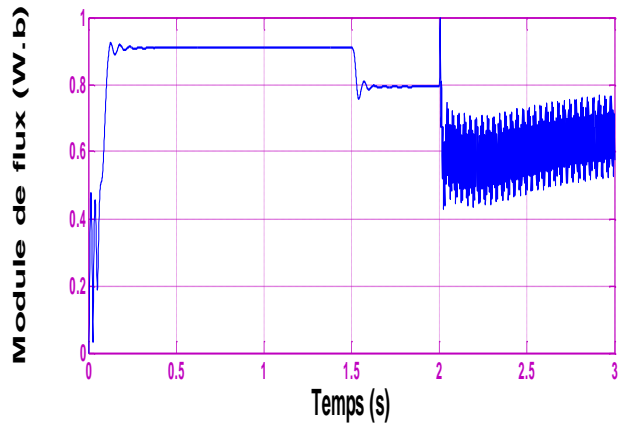
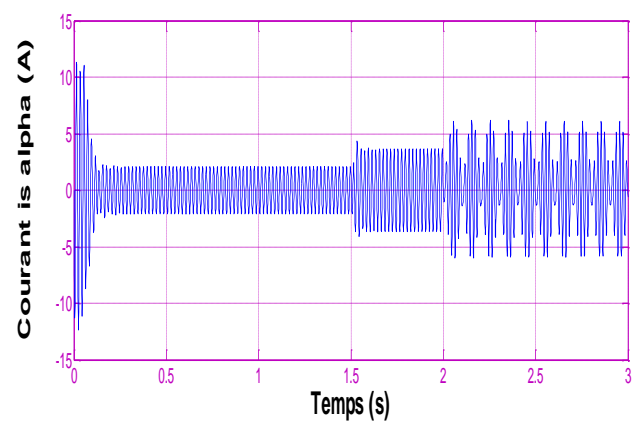
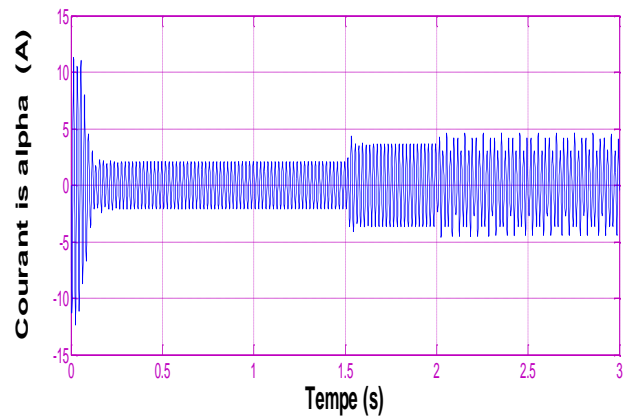


Figure II.18 : Effet d'une harmonique due à un seul défaut à (t=2s).

Figure II.19 : Effet de trois harmoniques de deux défauts (stator et rotor) à (t=2s).

**II.8.1 Interprétation des résultats**

D'après la famille de figures, on constate que Les courbes des trois simulations sont presque identiques tant que le système est à l'état sain veut dire que :

- ✓ une bonne poursuite de la trajectoire désirée en absence de défauts, la montée en vitesse est quasi linéaire au début du démarrage, la vitesse atteinte est proche de vitesse de référence, le moteur étant à vide.
- ✓ Lors de l'application d'un couple de charge, une diminution permanente de la vitesse apparaît, ceci est dû au fait qu'il n'y pas de régulation.
- ✓ Les oscillations du couple instantané lors de la mise sous tension pendant une courte durée, ainsi cette dernière monte à 11.17( N.m).
- ✓ On remarque aussi le classique appel de courant lors de la mise sous tension du moteur.

Et après la défaillance le comportement du système est transmis au mode de fonctionnement défectueux (apparition des oscillations avec des perturbations au niveau du couple et du courant..).

**II.9 Conclusion**

Dans ce chapitre, on a commencé par la modélisation de notre système dans les deux cas sain et défectueux. On a utilisé t la transformation (triphase-biphase).

Ensuite, on a présenté les résultats de simulation qui ont montrés la validité du modèle mathématique, et l'effet de chaque type de défaut sur le comportement de notre système. Ce qui nécessite la commande pour compenser ces effets, ça sera traitées aux chapitres suivants en utilisant la commande linéarisation entrée-sortie .

## **Chapitre II :**

### *Modélisation de la machine asynchrone*

## I.1 Introduction

L'augmentation de la fiabilité, la disponibilité et la sûreté de fonctionnement, constitue à l'heure actuelle, l'une des préoccupations majeures des industriels. Dans certains systèmes complexes, comme dans l'aéronautique ou les centrales nucléaires, la phase de détection et de localisation d'un ou de plusieurs défauts est nécessaire mais n'est pas suffisante pour garantir la sûreté de fonctionnement. En effet, il est indispensable de modifier la loi de commande pour assurer la sûreté de fonctionnement et maintenir le niveau minimal de performances. On parle alors de commande tolérante aux défauts [ZHA 2008].

Les machines électriques sont des éléments critiques dans les processus industriels mais également dans les applications liées au transport. Elles peuvent être le siège de défauts d'origine mécanique et électrique ayant des signatures fréquentielles liées aux paramètres structurels de la machine [BEN 2013]. Or ces paramètres changent au cours du temps du fait de la température, des conditions d'exploitation, etc. Il est donc indispensable de disposer d'une loi de commande nominale robuste vis-à-vis des variations paramétriques. Ainsi, le modèle interne sera essentiellement sensible aux défauts.

La commande tolérante aux défauts soit récente dans le domaine de la commande des systèmes, historiquement, les travaux précurseurs dans ce domaine étaient motivés par les applications aéronautiques, aux états unis, au début des années 80, sous l'impulsion de projets financés par la NASA. Où la prise de décision concernant la reconfiguration du système ou de ces objectifs a une importance capitale. Les méthodes proposées étaient en général issues de technique classique de commande (commande linéaire quadratique, adaptative, ou robustes) et étaient intimement liées au type d'application considérées [LAL 2004].

## I.2 Définitions et concepts

### I.2.1. Commande tolérante aux défauts

La commande tolérante aux défauts a pour but de s'accommoder automatiquement de l'effet des défauts tout en étant capable de maintenir la stabilité et au mieux les performances nominales du système. Elle a pour but aussi d'éviter l'arrêt immédiat du système et de permettre son fonctionnement en mode dégradé [MEK 2009].

### I.2.2. Défaillance (*Failure*)

La cessation de la capacité d'un système physique ou d'un dispositif à accomplir ses fonctions. Interruption permanente de la capacité d'un système à assurer une fonction requise dans des

conditions opérationnelles spécifiées.

Par exemple, une machine électrique peut produire un bruit anormal tout en entraînant correctement une charge, en supposant que telle soit sa fonction. Le bruit anormal est un défaut qui peut permettre de présager d'une défaillance à venir [MEK 2009] .

### I.2.3. Défaut (Fault)

N'importe quel état indésirable d'un composant ou d'un système. Un défaut n'implique pas nécessairement une défaillance.

Déviations non permises d'au moins une propriété ou un paramètre caractéristique du système des conditions acceptables ou (et) standards [ISE 1997] .

La notion de défaut est donc voisine de celle de défaillance mais comme le souligne le dictionnaire IEEE (première définition), un défaut n'implique pas nécessairement une défaillance. Défaut, lié au comportement, est plus général que défaillance liée aux fonctions puisqu'elles sont une abstraction du comportement tel qu'il est conçu téléologiquement.

La description comportementale est plus détaillée que la description fonctionnelle et l'inclut donc. De la même manière, la notion de défaut inclut celle de défaillance ; un défaut n'altère pas nécessairement le fonctionnement d'un système physique mais peut présager d'une défaillance à venir.

## I.3 Différents types de défauts

Les défauts sont des événements qui apparaissent à différents endroits du système. Dans la littérature, les défauts sont classés en fonction de leur localisation, définissant alors des types de défauts [MIC 2005] .

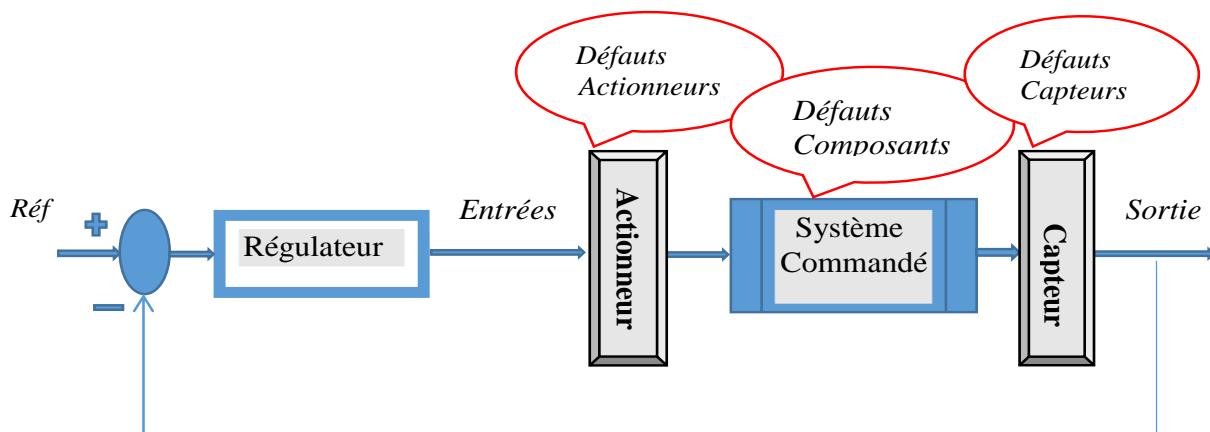


Figure (I.1): Différents types de défaut

### 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.

### I.3.2 Défauts composants ou systèmes

Ce type de défaut provient du système lui-même ; bien souvent les défauts n'appartenant pas à un défaut capteur ou actionneur sont classés de manière arbitraire dans cette catégorie.

Néanmoins, un défaut composant résulte de la casse ou de l'altération d'un composant du système réduisant les capacités de celui-ci à effectuer une tâche.

Les défauts sont classés également selon leurs caractéristiques temporelles 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 FTC. Les défauts progressifs (dérives) représentent les changements lents des valeurs paramétriques. Souvent due 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 [KAN 2004]

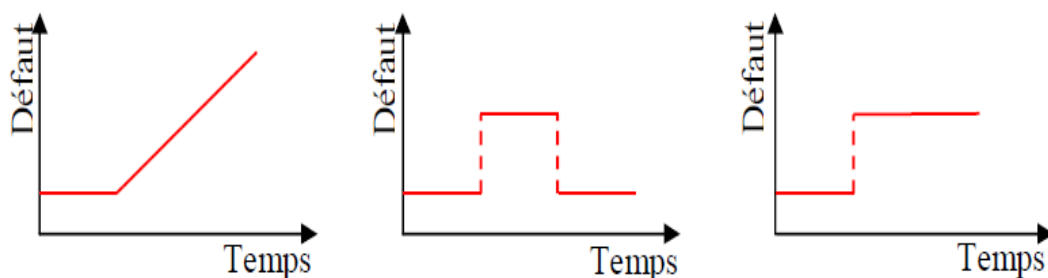


Figure (I.2): Représentation des défauts selon le comportement temporel

## I.4 Modélisation des défauts

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

$$\begin{cases} \dot{X} = A x + B u \\ y = C x + D u \end{cases} \quad (I.1)$$

### I.4.1 Défauts multiplicatifs

Le modèle multiplicatif est souvent utilisé pour représenter un dysfonctionnement dans les actionneurs du système. C'est un changement brusque dans la commande nominale qui prend alors la forme :

$$u_f = u + (I - \Sigma_A) (\bar{u} - u) \quad (I.2)$$

Où  $\bar{u} \in \mathcal{R}^m$  est un vecteur (pas nécessairement constant) qu'on ne peut pas manipuler et où  $\Sigma_A = \text{diag}\{\sigma_1^a, \sigma_2^a, \dots, \sigma_m^a\}$ ,  $\sigma_i^a \in \mathcal{R}$ . Ainsi,  $\sigma_i^a = 0$  représente un défaut total (ou une défaillance complète) du  $i^{\text{eme}}$  actionneur du système de manière à ce que le signal de commande provenant de cet actionneur devient égal au  $i^{\text{eme}}$  élément du vecteur incontrôlable  $\bar{u}$ , c'est-à-dire  $u_f(i) = \bar{u}(i)$ . D'autre part,  $\sigma_i^a = 1$  implique que le  $i^{\text{eme}}$  actionneur fonctionne normalement, c'est-à-dire  $u_f(i) = u(i)$ . Les quantités  $\sigma_i^a$  prennent aussi des valeurs de 0 et 1 en cas de défaut partiel.

En remplaçant la commande nominale  $u$  par sa forme en cas de défaut  $u_f$  on obtient le modèle d'état [KAN 2004] :

$$\begin{cases} \dot{X} = A x + B \Sigma_A u + B (I - \Sigma_A) \bar{u} \\ y = C x + D \Sigma_A u + D (I - \Sigma_A) \bar{u} \end{cases} \quad (I.3)$$

Les modèles de la forme (I.3) sont dits à défauts multiplicatifs et ont été largement utilisés dans la littérature FTC [KAN 2004].

Il est à noter que bien que les défauts multiplicatifs n'affectent pas directement la dynamique du système contrôlé lui-même, ils peuvent affecter d'une manière très significative la dynamique du système en boucle fermée et peuvent affecter même la commandabilité du système.

Le modèle multiplicatif est utilisé pour représenter la majorité des défauts d'actionneurs.

### I.4.2 Défauts additifs

La représentation additive des défauts est plus utilisée que la représentation multiplicative, le système d'état prend la forme :

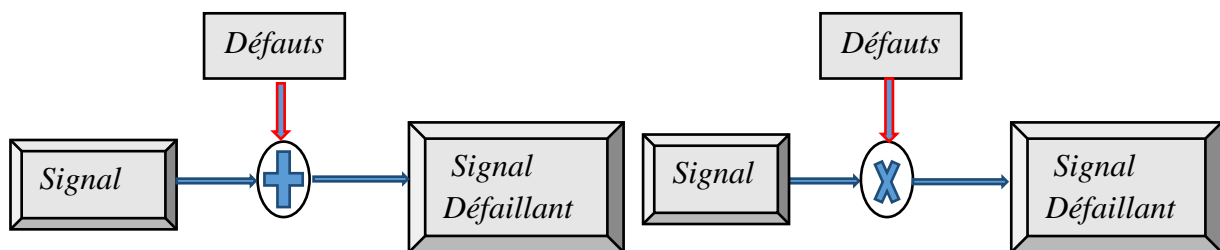
$$\begin{cases} \dot{X} = A x + B u + F f_f \\ y = C x + D u + E f_f \end{cases} \quad (I.4)$$

Où  $f_f \in \mathcal{H}^{n_f}$  est un signal décrivant les défauts. Cette méthode en principe peut être utilisée pour représenter une large classe de défauts y compris les capteurs, actionneur et composants système. Cependant, l'utilisation du modèle (I.4) induit un signal  $f_f$  dépendant de  $u$ ,  $y$  et  $x$ .

Par exemple, si on veut représenter additivement un défaut total dans tous les actionneurs (mettre  $\Sigma_A = 0$  et  $\bar{u} = 0$  dans I.2) alors, pour avoir (I.4) équivalente (I.3) on doit avoir un signal  $f_f$  vérifiant :

$$\begin{bmatrix} F \\ E \end{bmatrix} f_f = - \begin{bmatrix} B \\ D \end{bmatrix} \Sigma_A u \quad (I.5)$$

Ce qui rend  $f_f$  dépendant de  $u$  et complique par conséquent la conception de régulateur. Par Contre , ceci n'a pas lieu dans la représentation multiplicative Figure (I.3).



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

Un autre inconvénient de la représentation additive des défauts des actionneurs est qu'en terme de relation entrée-sortie ces deux défauts sont très difficiles à distinguer. En effet supposons que le modèle :

$$\begin{cases} \dot{X} = A x + B u + f_f^a \\ y = C x + D u + f_f^s \end{cases} \quad (I.6)$$

est utilisé pour représenter les défauts dans les actionneurs. La fonction de transfert correspondante s'écrit :

$$y(t) = (C(SI - A)^{-1}B + D)u + C(SI - A)^{-1}f_f^a + f_f^s \quad (I.7)$$

Et il devient claire que l'effet d'un défaut d'actionneur sur la sortie peut être représenté par  $f_f^a$  mais aussi par  $f_f^s$ .

Un avantage des modèles additifs est que les défauts sont représentés par des signaux et non par des changements dans les matrices d'état du système, comme c'est le cas pour la représentation multiplicative. C'est pour cela que la majorité des méthodes *FDD* se basent sur la représentation additive [KAN 2004].

### I.4.3 Défauts de composants système

Ces défauts provoquent des changements dans toutes les matrices de la représentation d'état du système car celles-ci dépendent pratiquement des mêmes paramètres physiques subissant un changement. Les défauts de composants système sont en général modélisés sous la forme d'un système à paramètres variables :

$$\begin{cases} \dot{X} = A(f)x + B(f)u \\ y = C(f)x + D(f)u \end{cases} \quad (I.8)$$

Où  $f \in \mathcal{R}^{n_f}$  est un vecteur représentant les défauts.

## I.5 Systèmes tolérants aux défauts

### I.5.1 Classification des approches FTC

La classification sur laquelle nous allons développer notre analyse est tout à fait classique et peut se trouver par exemple dans [MIC 2005], Les approches *FTC* sont divisées en deux classes: les approches passives et les approches actives. Les méthodes passives sont équivalentes aux méthodes de synthèse de loi de commande robuste. Les méthodes actives sont généralement classifiées en deux sous classes : l'accommodation de défauts, et la reconfiguration du système [BEN 2009].

#### I.5.1.1 Approches passives de la commande FTC

De façon générale, les approches passives de la *FTC* sont basées sur les techniques de Conception d'une loi de commande robuste. L'objectif est de synthétiser une loi de commande

*FTC* qui assure un niveau de performance acceptable pour un fonctionnement normal et, de surcroît, pour un ensemble prédéfini de modes défailants. 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. 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 *FTC* 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 [JER 2007] .

### **I.5.1.2 Approches actives de la commande FTC**

L'approche active de la commande FTC intègre un mécanisme de diagnostic pour détecter et localiser les défauts pouvant affecter le système. Dès lors qu'un défaut est détecté par le module de diagnostic, la stratégie FTC est activée via un mécanisme de reconfiguration.

#### **a. Composantes principales d'un FTC**

L'AFTC est amenée à réagir aux diverses défaillances du système en reconfigurant les lois de commande tout en préservant la stabilité et les performances de celui-ci. La figure suivante présente un schéma typique des quatre principaux composants [ZHA 2003] :

- un bloc de diagnostic de défauts ( *Fault Detection and Diagnosis, FDD*) donnant des informations en temps réel,
- un mécanisme de reconfiguration,
- un régulateur reconfigurable
- et une référence appliquée au système.

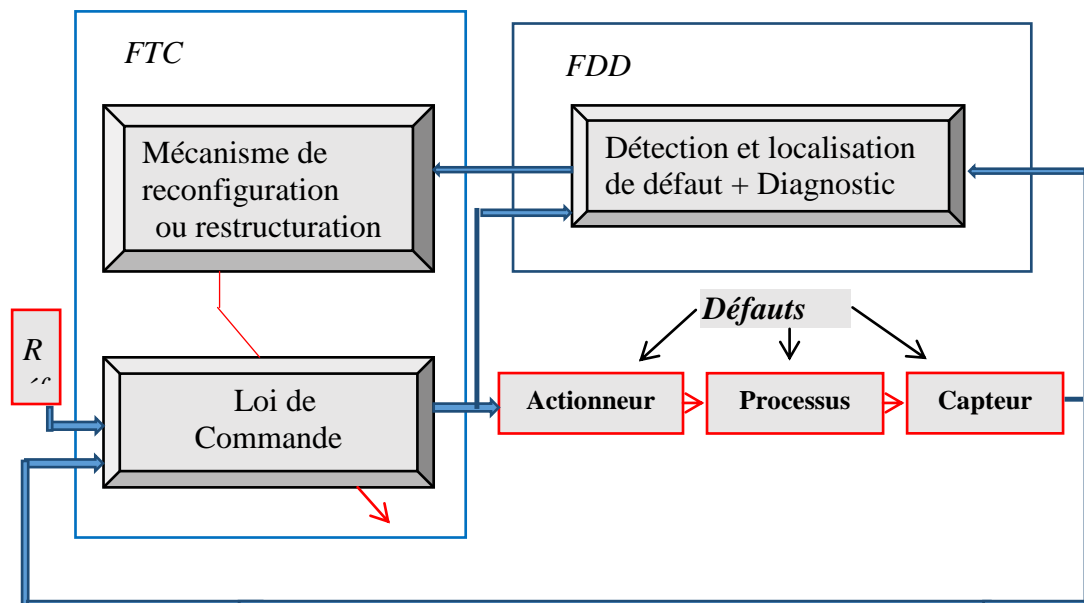


Figure (I.4): Schéma de principe d'une loi de commande FTC active

## b. Méthodes de conception

Les méthodes de conception de régulateurs poste-défauts actifs se subdivisent en deux catégories :

### b.1 Reconfiguration du système

La structure du système à contrôler est modifiée de façon à compenser l'effet du défaut (utilisation de redondance matérielle, logicielle...). En d'autres termes, les entrées/sorties entre la loi de commande et le système à contrôler sont modifiées à travers un changement des paramètres et de la structure de la loi de commande.

### b.2 Commodation de défauts

Les entrées/sorties entre la loi de commande et le système à contrôler restent inchangées.

Dans le cadre de l'accommodation de défauts, on distingue deux méthodes :

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.
2. des 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 structurable).

### **c. De la reconfiguration du système à l'accommodation des défauts**

Les approches dites de reconfiguration du système sont souvent fondées sur l'existence de redondance de chaînes de mesures et/ou d'actionneurs. L'idée consiste à détecter et à isoler convenablement les défauts, et à commuter ensuite sur une nouvelle chaîne d'actionneurs et/ou capteurs redondants sains. Dans ce contexte, la véritable problématique de la reconfiguration du système est donc une problématique de diagnostic [\[JER 2007\]](#) .

## **I.6 Conclusion**

Les défauts peuvent être modélisés en utilisant soit une forme additive, soit une forme multiplicative. Généralement, les défauts additifs présentent un dysfonctionnement du composant et Les défauts multiplicatifs correspondent à des défaut partiel ou total des actionneurs.

Une analyse sur les approches de commande tolérante aux défauts a permis de mettre en évidence les limitations des approches passives de la commande *FTC*. Nous nous sommes alors intéressés aux méthodes actives.

# **Chapitre I :**

*Etat de l'art sur la commande  
tolérante aux défauts*

### Introduction générale

Actuellement, les machines Asynchrones (*MAS*) ont été largement utilisées dans les domaines nécessitant des entraînements à vitesse et position variables, grâce à sa simplicité de conception et d'entretien, a la faveur des industriels depuis son invention par *N. TESLA*, quand il découvrit les champs magnétiques tournants engendrés par un système de courants polyphasés. Cette simplicité s'accompagne toutefois d'une grande complexité physique, liée aux interactions électromagnétiques entre le stator et le rotor, c'est pourquoi elle a été utilisée depuis longtemps dans les entraînements à vitesse constante. La machine asynchrone est actuellement la machine électrique dont l'usage est le plus répandu dans l'industrie. Ses principaux avantages résident dans l'absence de bobinage robotique (machine à cage), structure simple, robuste et facile à construire. Son domaine de puissance va de quelques *watts* à plusieurs *mégawatts*, reliée directement au réseau industriel à tension et fréquence constante, elle tourne à vitesse peu inférieure de la vitesse de synchronisme on dit alors qu'il y a glissement.

Grâce à l'évolution technologique de l'électronique de puissance et de la micro-informatique, le domaine d'entraînement électrique à vitesse variable, a connu ces dernières années un essor considérable. Cet avantage a joué en faveur de la *MAS*, car actuellement elle est utilisée pour la réalisation de la majorité des entraînements à vitesse variable [REZ 2009].

L'objectif de ce travail est d'effectuer un développement complet d'une commande par linéarisation entrée-sortie d'une machine asynchrone. En partant par l'onduleur de tension, passant par les régulateurs, et achevant par des techniques pour supprimer les capteurs.

Dans le cadre de cette étude nous avons choisi de travailler sous environnement **Matlab/Simulink**.

Ainsi donc ce mémoire est organisé comme suit:

**Le premier chapitre** porte une description non exhaustive sur les défauts qui peuvent agir la machine asynchrone. Ainsi, dans ce chapitre, nous présentons un bref état de l'art sur la commande tolérante au défaut, ses approches et son performance.

**Le deuxième chapitre** est consacré à la modélisation de la machine asynchrone suivie par des résultats de simulation pour les deux modes de fonctionnement normale et dégradé. Les résultats obtenus montrent la détérioration des performances de notre ensemble, qui illustrent l'importance du problème traité dans le cadre de ce mémoire.

Ensuite, **le troisième chapitre** est présentée la technique de commande par linéarisation entrée-sortie, basée sur la théorie de la géométrie différentielle et de topologie, telles que la dérivée de Lie, le crochet de Lie, le difféomorphisme, la distribution, et l'involutivité. On analysera les résultats obtenus par simulation et l'impact de la commande sur les défauts.

A la fin, **le quatrième chapitre** porte sur les solutions proposées pour répondre aux exigences concernant à l'absence du capteur de vitesse d'une cote, par l'amélioration de notre commande en choisissant des meilleures techniques qui existent à cet objectif, qui sont : Mode glissant et la *MRAS (Model Reference Adaptive System)*, La présence des défauts de la machine d'une autre cote, par le développement des algorithmes de la commande par linéarisation entrée-sortie, en utilisant l'approche passive de commande tolérante aux défauts.

Ce mémoire sera achevé par une **conclusion générale** sur la commande proposée de la machine asynchrone.

# Introduction générale

## Notations et Symboles

### Les acronymes

<b>MAS</b>	: Machine asynchrone.
<b>FDD</b>	: Détection et diagnostic des défauts.
<b>FTC</b>	: Commande tolérante aux defaults.
<b>LES</b>	: <i>linéarisation entrée-sortie.</i>

### Les symboles

<b>Cem</b>	: Couple électromagnétique.
<b>Cr</b>	: Couple résistant.
<b>f</b>	: Coefficient de frottement.
<b>J</b>	: Moment d'inertie
<b>p</b>	: Nombre de paires de pôles.
<b><math>\omega_r</math></b>	: Vitesse électrique de rotation du rotor par rapport stator.
<b><math>\Omega</math></b>	: Vitesse mécanique.
<b><math>\theta</math></b>	: Angle électrique.
<b><math>\theta_r</math></b>	: Déphasage de l'axe direct par rapport au rotator.
<b>I<sub>sa</sub>, I<sub>sb</sub></b>	: Courants statoriques.
<b>I<sub>ra</sub>, I<sub>rb</sub></b>	: Courants rotoriques.
<b>V<sub>sa</sub>, V<sub>sb</sub></b>	: Tensions d'alimentation des phases statoriques.
<b>V<sub>ra</sub>, V<sub>rb</sub></b>	: Tensions d'alimentation des phases rotoriques.
<b><math>\Phi_{sa}</math>, <math>\Phi_{sb}</math></b>	: Les flux statorique.
<b><math>\Phi_{ra}</math>, <math>\Phi_{rb}</math></b>	: Les flux rotoriques.
<b>[L<sub>ss</sub>]</b>	: Matrice des inductances statorique.
<b>[L<sub>rr</sub>]</b>	: Matrice des inductances rotorique.
<b>l<sub>s</sub></b>	: Inductance propre d'une phase statorique.
<b>l<sub>r</sub></b>	: Inductance propre d'une phase rotorique.
<b>M<sub>sr</sub></b>	: Inductance mutuelle entre une phase de stator et une phase de rotor.
<b>R<sub>s</sub></b>	: Résistance d'une phase statorique.
<b>R<sub>r</sub></b>	: Résistance d'une phase rotorique.
<b>T<sub>s</sub></b>	: Constante de temps statorique.
<b>T<sub>r</sub></b>	: Constante de temps rotorique.
<b><math>\sigma</math></b>	: Coefficient de dispersion de blondel.
<b><math>\omega</math></b>	: Vitesse électrique.
<b><math>\phi_r, \phi_s</math></b>	: Flux robotique, Flux statorique
<b>i<sub>sa</sub></b>	: le courant statorique sur l'axe $\alpha$ .
<b>i<sub>s<math>\beta</math></sub></b>	: le courant statorique sur l'axe $\beta$ .
<b>f<sub>a</sub></b>	: Fréquence d'alimentation.
<b>f<sub>i</sub></b>	: Fréquence caractéristique du défaut.
<b>f<sub>ro</sub></b>	: Fréquences détectables dans le spectre du courant

## Liste des figures

---

### Liste des figures

#### CHAPITRE I

Figure (I.1): Différents types de défaut.....	4
<b>Figure (I.2):</b> Représentation des défauts selon le comportement temporel .....	5
Figure (I.3): Représentation additive et multiplicative des défauts. ....	7
Figure (I.4): Schéma de principe d'une loi de commande FTC active .....	10

#### CHAPITRE II

Figure (II .1): la machine asynchrone dans l'industrie. ....	12
Figure (II.2) :Moteur asynchrone (à induction) .....	13
Figure (II.3) : le stator de la machine asynchrone triphasé .....	13
Figure (II.4): Rotor à cage d'écureuil.....	14
Figure (II.5): Rotor bobiné. ....	14
Figure (II .6): Définition des repères statoriques et toriques.....	16
Figure (II.7): Modèle d'une phase avec force électromagnétique. ....	16
Figure (II.8): Passage de système triphasé au système biphasé .....	19
Figure (II.9):Représentation schématique d'une machine asynchrone biphasée dans le repère(d,q).....	20
Figure (II.10):Représentation schématique d'une machine asynchrone biphasée dans le repère (x,y).....	22
Figure (II.11):Représentation schématique d'une machine asynchrone biphasée dans le repère ( $\alpha, \beta$ ).....	23
Figure (II.12) :Répartition des pannes de la machine asynchrone. ....	25
Figure (II.13) : Les défauts d'excentricité .....	27
Figure (II.14) :Répartition des défauts roulement.....	28
Figure (II.15) :Vue éclatée des éléments constitutifs et Dimensions d'un roulement à billes.....	29
Figure (II.16) : Résultats de simulation du MAS lors de fonctionnement à vide .....	33
Figure (II.17) : Résultats de simulation du MAS lors de fonctionnement en charge.....	33
Figure II.18 : Effet d'une harmonique due à un seul défaut. ....	34
Figure II.19 : Effet de trois harmoniques de deux défauts (stator et rotor) .....	34

## Liste des figures

---

### CHAPITRE III

Figure (III.1): Schéma du principe de linéarisation entrées – sorties.....	40
Figure (III-2): Résultats de simulation de la commande LES de la MAS .....	45
Figure (III.3) : Présence d'un seul défaut.....	46
Figure( III.4) :Présence de deux défauts. ....	46

### CHAPITRE IV

Figure (IV.1) : Principe de l'observation. ....	48
Figure (IV.2) : Schéma fonctionnel d'un observateur d'état. ....	49
Figure (IV.3) : Structure MRAS pour l'observation de la vitesse .....	54
Figure( IV.4) : Structure d'une commande tolérante aux défauts.....	57
Figure( IV5) : Résultats desimulation d'un seul défaut ou statore avec l'approche FTC.....	59
Figure(IV.6): Résultats desimulation de deux défauts avec l'approche FTC .....	59

# Tableau de matière

---

## Table des matières

Remerciement	
Dédicace	
Liste des figures	
Notations et Symboles	
Introduction générale.....	1
 <u>CHAPITRE I Etat de l'art sur la commande tolérante aux défauts</u>	
I.1 Introduction.....	3
I.2 DEFINITIONS ET CONCEPTS .....	3
I.2.1. Commande tolérante aux défauts .....	3
I.2.2. Défaillance ( <i>Failure</i> ).....	3
I.2.3. Défaut (Fault) .....	4
I.3 Différents types de défauts.....	4
I.3.1 Défauts actionneurs .....	5
I.3.2 Défauts composants ou systèmes .....	5
I.4 Modélisation des défauts.....	6
I.4.1 Défauts multiplicatifs .....	6
I.4.2 Défauts additifs .....	7
I.4.3 Défauts de composants système .....	8
I.5 Systèmes tolérants aux défauts .....	8
I.5.1 Classification des approches FTC .....	8
I.5.1.1 Approches passives de la commande FTC .....	9
I.5.1.2 Approches actives de la commande FTC .....	9
a. Composantes principales d'un FTC .....	9
b. Méthodes de conception .....	10
c. De la reconfiguration du système à l'accommodation des défauts .....	11
I.6 Conclusion .....	11
 <u>CHAPITRE II Modélisation de la machine asynchrone</u>	
II.1 Introduction .....	12
II.2 généralité sur la machine asynchrone .....	12
II.2.1 Définition de la machine asynchrone.....	12
II.2.2. Constitution de la machine asynchrone .....	13

# Tableau de matière

---

II.2.2.1 Le stator :.....	13
II.2.2.2 Le rotor :.....	13
II.2.2.3. Les organes mécaniques:.....	14
II.3 Principe de fonctionnement .....	15
II.4 Modélisation de la machine asynchrone.....	15
II.4.1 Hypothèses simplificatrices .....	15
II.4.2 Mise en équations .....	16
II.4.2.1 Equations électriques.....	16
II.4.2.2 Equations magnétiques.....	17
II.4.2.3 Equations mécaniques .....	18
II.4.3 Transformation du système triphasé vers biphasé .....	19
II.4.3.1 Intérêt des matrices de transformation .....	19
II.4.3.2. Transformation de PARK.....	19
II.4.4 Equations électriques et magnétiques dans les différents repères : .....	20
II.4.4.1 Le repère lié au champ tournant (d,q) : .....	20
II.4.4.2 Le repère lié au rotor (x,y) : .....	21
II.4.4.3 Le repère lié au stator ( $\alpha, \beta$ ) : .....	22
II.4.5 Equations mécaniques.....	24
II.5 Représentation d'état du moteur asynchrone.....	24
II.6 Défauts dans la MAS .....	25
II.6.1 Principaux défauts :.....	25
II.6.2 Harmoniques dues aux défauts .....	26
II.6.2.1 Les défauts de l'armature ou du stator .....	26
II.6.2.2 Défauts du rotor.....	26
II.6.2.3 Défauts relatifs à l'excentricité .....	27
II.6.2.4 Défauts de roulement à billes (Bearing faults).....	28
II.7 Modèle de la mas en présence de défauts.....	30
II.7.1 Effet sur le Modèle.....	31
II.7.2. Expression matricielle des perturbations .....	31
II.7.3.1 Un seul défaut affecte la machine au niveau du stator .....	31
II.7.3.2 Deux défauts affectent la machine au niveau du stator et du rotor .....	32
II.8 Résultats de simulation.....	32
II.8.1 INTERPRETATION DES RESULTAS.....	35
II.9 Conclusion .....	35

# Tableau de matière

---

<u>CHAPITRE III commande par linéarisation entrée-sortie</u>	
III.1 Introduction .....	36
III.2 La linéarisation entrée-sortie .....	36
III.2.1 Principe de linéarisation entrée – sortie.....	37
III.2.2 Dérivée de LIE.....	37
III.2.3 Elaboration de la commande non linéaire .....	38
III.3 Application au modèle de la machine asynchrone .....	41
III.3.1 Modélisation de la machine asynchrone commandée en tension .....	41
III.3.2 Choix des grandeurs de sortie.....	42
III.3.3 Calcul du degré relatif.....	43
III.3.4 Linéarisation du système .....	44
III.3.5 Synthèse des régulateurs.....	44
III.5 Résultats de simulation.....	45
III.6 Conclusion.....	47

<u>CHAPITRE VI commande tolérante aux défauts</u>	
IV.1 INTRODUCTION .....	48
IV.2 Notion sur les observateurs .....	48
V.2.1. Classification des observateurs .....	49
IV.3 Observateur par mode glissant.....	50
IV.4 ESTIMATEURS DE VITESSE BASES SUR(MRAS).....	54
IV.5 STRATEGIE DE LA COMMANDE TOLERANTE AUX DEFAUTS .....	57
IV.6 Reconfiguration de la stratégie .....	58
IV.7 RESULTATS DE SIMULATION .....	59
IV.8 Conclusion .....	60
Annexe .....	
Bibliographie .....	
.....	

# Dédicace

---

## Dédicace

A mes parents avec ma gratitude pour  
toutes les années de sacrifices

A mes soeurs

Mon frère

A toute ma famille

A tous mes amis

# Remerciement

---

## Remerciement

*Je remercie Dieu le tout puissant de m'avoir donné courage, patience et force durant toutes ces années d'étude.*

*Je suis très heureux de témoigner de mon profond estime à mon encadreur Mr. ROUBACHE Toufik, Enseignant à l'Université de M<sup>ed</sup> Boudiaf a M'sila, je lui suis très reconnaissant de m'avoir fait bénéficiaire de ses compétences scientifiques et d'avoir proposé et dirigé ce travail.*

*Je tiens à lui exprimer mon profond respect et ma grande admiration pour sa personnalité et sa générosité et je le remercie de m'avoir orientée pour la réalisation de ce travail et d'avoir énormément contribué à ma formation dans ce domaine.*

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



**UNIVERSITE MOHAMED BOUDIAF- M'SILA**  
**FACULTE DE TECHNOLOGIE**  
**DEPARTEMENT DE GENIE ELECTRIQUE**

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

**SPECIALITE : COMMANDE DES SYSTEMES ELECTRIQUES**

**THEME :**

---

**Commande tolérante aux défauts de la machine à induction**  
**sans capteur de vitesse**

---

**Proposé et dirigé par:**

**Mr ROUBACHE Toufik**

**Présenté par :**

**CHOUIDIRA Messaoud**

**Numéro d'ordre : CSE\_213**

**Année Universitaire : 2015 – 2016**