

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



UNIVERSITE DE M'SILA

FACULTE DE TECHNOLOGIE

DEPARTEMENT DE GENIE ELECTRIQUE

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

DE MASTER EN GENIE ELECTRIQUE

SPECIALITE : INGENIRIE DES SYSTEME ELECTROMECHANIQUE

**THEME :**

---

**Commande tolérante de la machine asynchrone appliquée sur le modèle  
multi enroulements**

---

**Proposé et dirigé par:**

-Dr. KHODJA Djalal Eddine

**Présenté par :**

-Chahli Hicham

Année Universitaire : 2013 – 2014

Numéro d'ordre : 108

# Remerciements

Avant tous,

Je remercie ALLAH le tout puissant de m'avoir donné le courage et la patience  
Pour réaliser ce travail malgré toutes les difficultés rencontrées,

Je tiens à exprimer mes vifs remerciements à Monsieur : **Dr Khodja Djalel Eddine**,  
Pour avoir dirigé ce travail, et pour la confiance et l'intérêt qu'il a témoigné tout au  
Long de la réalisation de ce travail,

Je tiens à remercier tous les enseignants du département de génie électrique.

Je tiens à remercier l'équipe d'électricité SP3 (Sonatrach) de M'sila de m'avoir  
relier à la pratique de mon domaine.

Enfin je remercie tous ceux qui de près ou de loin ont participé de réaliser ce travail  
spécialement (maouch , saci.....)

*chahli hicham*

A mes très chers parents

A mes frères (Ayoub, Ossama.....), et ma sœur

A toute ma famille

A mes amis Mohamed, Abderrahman et mes collègues

## Tables de matière

Remerciement	
Dédicace	
Index des figures	
Notations et Symboles	
Introduction générale.....	1
<b><u>Chapitre. I : Etat de l'art sur la Commande tolérante de Moteur à Induction</u></b>	
I.1.Introduction.....	3
I.2. Constitution de la machine asynchrone triphasè.....	4
I.2.1.Le stator .....	4
I.2.2.Le Rotor .....	5
I.3. défaillances de la machine asynchrone .....	5
I.4. causes de défauts .....	6
I.5. analyse statistique des origines des défauts .....	7
I.6. défaillances entre le stator et le rotor .....	7
I.6.1. Les défauts statoriques .....	7
I.6.1.1. défauts d'isolant dans un enroulement .....	8
I.6.1.2. Court-circuit entre spires .....	8
I.6.1.3. court circuit entre phases.....	8
I.6.1.4. court circuit phase/bati.....	8
I.6.2. les defauts rotoriques.....	9
I.6.2.1. rupture de barres.....	9
I.6.2.2. rupture d'anneaux .....	9
I.6.2.3. extentricité statique, dynamique ou mixte.....	9
I.6.2.4. Défaillances des roulements a billes .....	10
I.7. les defauts extérieurs .....	11
I.8. classification des defauts selon le degré d'importance .....	11
I.8.1. défaut qui nécessite l'arrêt et le diagnostic.....	11
I.8.2. défauts qui nécessite une commande tolérante .....	12

I.9. Position du problème .....	12
I.10. Classification de système tolérante et leurs approches .....	12
I.10.1. approches passives de la commande FTC .....	13
I.10.2. approches actives de la commande FTC .....	14
I.11. Techniques FTC passives .....	14
I.11.1. Commande fiable .....	14
I.11.2. Commande robuste.....	15
I.12. Techniques FTC active.....	15
I.12.1. Méthode du pseudo inverse.....	15
I.12.2. Méthode de placement de structure propre .....	16
I.12.3. Commande adaptative.....	16
I.12.4. Commande prédictive .....	16
I.12.5. Commande multi-modèles (Multiple Model) .....	17
I.12.6. Modèle de référence.....	18
I.13. L'architecture générale d'une commande FTC active .....	19
I.14. Conclusion .....	20

## **Chapitre. II : Modélisation de la MAS :modèle multi enroulement**

II.1. Introduction .....	21
II.2. description paramétrique de la machine asynchrone .....	21
II.3. description et principe de fonctionnement de la MAS .....	21
II.4. Modèle triphasé équivalent d'une machine asynchrone.....	22
II.4.1. Définitions de la matrice de transformation .....	24
II.4.2. Transformation des équations du modèle triphasé.....	25
II.4.3. Equations mécaniques .....	28
II.5. Simulation de la machine asynchrone dans le régime normal .....	28
II.5.1. Montage de simulation.....	29
II.5.2. Résultats de simulation .....	29
II.5.3. Interprétations des courbes.....	31
II.6. simulation de la machine en régime anormal .....	31
II.6.1. montage de simulation .....	33
II.6.2. Résultats de simulation .....	33
II.6.3. Interprétations des courbes.....	37
II.7. Conclusion.....	37

**Chapitre III : Commande Par Backstepping du Moteur à  
Induction**

III.1. Introduction .....	38
III.2. Modélisation de la machine à induction .....	39
III.2.1. passage du système triphasé au système biphasé .....	39
III.2.2. Equations magnétiques .....	41
III.2.3. choix des différents référentiels .....	41
III.2.3.1. repère lié au stator( $\alpha, \beta$ ) .....	42
III.2.3.2. repère lié au rotor(x, y).....	42
III.2.3.3 repère lié au champ tournant(d, q) .....	42
III.2.4. Equation électromagnétique .....	42
III.2.5. Equation mécanique.....	42
III.3. modèle de la machine asynchrone dans le référentiel lié au stator( $\alpha, \beta$ ) .....	43
III.4. Commande robuste par Backstepping de la MAS.....	45
III.4.1. fonction de Lyapunov .....	45
III.4.2. principe de la commande par backstepping.....	45
III.4.3. Application de la commande Backstepping à la MAS .....	45
1 <sup>ere</sup> Étapes.....	47
2 <sup>eme</sup> Étapes .....	48
III.5. structure générale de la commande par backstepping .....	50
III.6. simulation de la commande backstepping pour MAS .....	50
III.6.1. simulation de la backstepping dans le régime normal de la machine .....	50
III.6.2. simulation de la backstepping dans le régime anormal de la machine .....	51
III.6.3. Interprétation de résultat.....	54
III.7. Conclusion.....	54

**Chapitre VI :Commande tolérants et diagnostic des défauts de la  
MAS**

IV.1.Introduction .....	55
IV.2.Principe de la technique.....	55
IV.3 Position du problème.....	56

IV.3.2. Commande robuste tolérante aux défauts par backstepping .....	56
IV.3.2.1. Commande augmentée .....	56
IV.3.2.2. Système d'erreurs .....	57
IV.4. Modèle interne et commande additive .....	59
IV.4.1. Modèle interne .....	59
IV.4.2. commande additive $u_{ad}$ .....	60
IV.4.3. Désavantages de cette approche .....	62
IV.5. Deuxième méthode .....	62
IV.5.1. Modèle interne .....	62
IV.5.2. Calcul de la commande additive .....	62
IV.6. simulation de la commande FTC .....	64
VI.6.1. montage de la commande FTC dans le regime anormal de la machine .....	64
II.6.2. Interprétation de resultat.....	67
II.7. diagnostic par reseaux de neurons de la MAS.....	67
II.6.3. structure du reseau de neurones à étudier.....	67
II.6.3. choix des sortie de reseau .....	68
II.6.3. apprentissage de reseau de neurone sélectionné .....	69
II.6.3. test de RNA sur exemples .....	69
VI.8. Conclusion .....	70
Conclusion général.....	71
Annexe.....	
Bibliographie .....	

## *Index des figures*

### ■ **Chapitre. I : Etat de l'art sur le moteur à induction**

**Figure(I.1)** : Schéma de représentation du moteur asynchrone.

**Figure (I.2)** : Schéma représenté le stator.

**Figure (I.3)** : Schéma représenté le rotor a cage d'écureuil.

**Figure(I.4)** : Causes interne et externe de défauts de la machine asynchrone triphasée.

**Figure(I.5)** : Défauts de la machine asynchrone présentés en pourcentage.

**Figure (I.6):** représentation de l'excentricité statique et dynamique.

**Figure (I.7)** : différentes défaillances des roulements à billes.

**Figure (I.8)** : Classification des approches de la commande tolérante.

**Figure (I.9)** : Schéma de principe d'une loi de commande FTC active.

### ■ **Chapitre. II : Modélisation de la MAS (modèle multi enroulement)**

**Figure (II.1)** : Représentation des enroulements de la machine asynchrone triphasée dans l'espace électrique.

**Figure (II.2)** : représentation d'un enroulement en court-circuit entre les spires

**Figure (II.3)** : résultats de simulation pour une coupure de phase

**Figure (II.4)** : résultats de simulation pour un court circuit 18,75% entre spires de la phase.

**Figure (II.5)** : résultats de simulation pour un court circuit 37,50% entre spires de la phase.

### ■ **Chapitre. III :Commande par Backstepping d'un moteur à induction**

**Figure (III.1)** : passage du système triphasée au système biphasé et inversement.

**Figure (III.2)** : définition des axes réels du moteur asynchrone triphasée par rapport aux différents référentiels.

**Figure (III.3)** : Structure générale de la commande par Backstepping de la MAS.

**Figure (III.4) :** résultats des simulations de la commande backstepping sur la machine (régime normal).

**Figure(III.5) :** résultats de simulation de la commande backstepping sur la machine (régime anormal, court-circuit entre 18.75% spires de la première phase).

**Figure(III.6) :** résultats de simulation de la commande backstepping sur la machine (régime anormal, court-circuit entre 37.50% spires de la première phase).

### ▪ **Chapitre. VI : Commande tolérante et diagnostic des défauts de la MAS.**

**Figure (VI.1) :** schéma du régulateur FTC.

**Figure (VI.2) :** résultats de simulation de la commande FTC (régime anormal, court-circuit entre 18.75% spires de la première phase).

**Figure (VI.3) :** résultats de simulation de la commande FTC (régime anormal, court-circuit entre 37.50% spires de la première phase).

**Figure (VI.4) :** structure du réseau à étudier.

**Figure (VI.5) :** principe de classification des signaux des signaux des défauts.

### Notations et Symboles

#### Liste des acronymes :

**MAS** : Machine asynchrone.

**FDD** : Détection et diagnostic des défauts.

**FDI** : Détection et isolation des défauts.

**FTC** : Commande tolérante aux defaults.

#### Les symboles

$(a, b, c)$ : Indice correspondant aux trois phases, (a b c).

$C_e$ : Couple électromagnétique.

$C_r$ : Couple résistant.

$f$ : Coefficient de frottement.

$g$ : Glissement.

$I_A, I_B$ : Courants des phases (A, B) du moteur.

$I_{sa}, I_{sb}, I_{sc}$ : Courants statoriques.

$I_{ra}, I_{rb}, I_{rc}$ : Courants rotoriques

$J$ : Moment d'inerties

$[L_{ss}]$ : Matrice des inductances statorique.

$[L_{rr}]$ : Matrice des inductances rotorique.

$\Phi_{sa}, \Phi_{sb}, \Phi_{sc}$ : Les flux statorique.

$\Phi_{ra}, \Phi_{rb}, \Phi_{rc}$ : Les flux rotoriques

$\Phi_d$ : Flux rotorique référence.

$f_{sa}, f_{sb}, f_{sc}$ : Les coefficients de court-circuit.

$N_{cc}$ : Nombre de spires statoriques par phase.

## Notations et symboles

---

$N_s$  : Nombres de spires en court-circuit.

$B_s$  : Induction magnétique créée dans l'entrefer par le courant statorique.

$L_{sf}$  : Inductance de fuite statorique.

$L_{rf}$  : Inductance de fuite rotorique.

$I_A, I_B, I_C$  : Courants des phases statorique.

$V_{sa}, V_{sb}, V_{sc}$  : Tensions d'alimentation des phases statoriques.

$V_{ra}, V_{rb}, V_{rc}$  : Tensions d'alimentation des phases rotoriques.

$V_{sd}, V_{sq}$  : Loi de commande

$l_s, l_r$  : Inductance propre d'une phase statorique et phase rotorique.

$R_s, R_r$  : Résistances d'une phase statorique et phase rotorique.

$d, q$  : Indices pour les composantes de PARK directe et quadrature, respectivement

$\omega$  : Vitesse de rotation mécanique

$p$  : Nombre de paires de pôles.

$\sigma$  : Coefficient de dispersion.

$M_{sr}$  : Inductances mutuelle entre une phase de stator et une phase de rotor.

$M_s$  : Inductance mutuelle entre deux phases statoriques.

$M_r$  : Inductance mutuelle entre deux phases rotoriques.

$M_0$  : Maximum de l'inductance mutuelle entre une phase statorique et une phase Rotorique.

$I_{sdref}, I_{sqref}$  : Courant de référence.

$M_{1,2,3}$  : L'inductance mutuelle instantanées entre une phase statorique et une phase rotorique.

$[P(\theta_a)]$  : Matrice de transformation de Park

$s, r$  : Indices stator et rotor respectivement.

$T_s, T_r$  : Constante de temps statorique et rotorique.

$u_c$  : Terme de compensation.

## Notations et symboles

---

$\mathbf{u}_{ad}$  : Terme aditif.

$\mathbf{u}_{nom}$  : Commande nominale.

$(\mathbf{u}, \mathbf{v})$  : Axes fixes par rapport au champ tournant.

$(\boldsymbol{\alpha}, \boldsymbol{\beta})$  : Axes fixes au stator

$(\mathbf{x}, \mathbf{y})$  : Axes lié au rotor

$(\mathbf{d}, \mathbf{q})$  : Axes lié au champ tournant.

$\boldsymbol{\omega}_a$  : Vitesse angulaire de rotation du système d'axes biphasé par rapport aux systèmes d'axes triphasé.

$\boldsymbol{\omega}_{ref}$  : Vitesse électrique de référence.

$\boldsymbol{\omega}_r$  : Vitesse électrique de rotation du rotor par rapport stator.

$\boldsymbol{\theta}$  : Angle électrique.

$\boldsymbol{\theta}_a$  : Représente l'angle instantané entre la phase de l'axe  $S_a$  et l'axe «  $d$  ».

$\boldsymbol{\theta}_s$  : Déphasage de l'axe direct par rapport au stator.

$\boldsymbol{\Omega}$  : Vitesse mécanique

$\mathbf{e}_1$  : Erreur entre la vitesse électrique réelle et la vitesse de référence.

$\mathbf{e}_2$  : Erreur entre le module de flux rotorique et celui de référence.

$\mathbf{e}_3, \mathbf{e}_4$  : Erreur entre les grandeurs réelles des courants et ces références

# **Introduction Générale**

### Introduction générale

Les machines asynchrones occupent maintenant une grande place dans les applications industrielles, elle représente jusqu'à 80% des machines utilisées, sa simplicité de construction a fait un matériel très fiable et qui demande peu d'entretien.

Dans certains systèmes comme l'aéronautique ou les centrales nucléaires, l'augmentation de la fiabilité, la disponibilité et la sûreté de fonctionnement de cette machine, constitue à l'heure actuelle, l'une des préoccupations majeures des industriels complexes, 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. [23]

Un diagnostic efficace ouvre la voie à une commande tolérante aux défauts, et doit par conséquent augmenter la robustesse du processus industriel. Ces dernières décennies, l'avènement de l'électronique de puissance a permis d'envisager des nouvelles applications, ainsi que de retirer les meilleures performances du fonctionnement des machines électriques [24].

Un système de commande tolérante aux défauts classique permet de traiter des défauts imprévus mais nécessite une technique de détection et d'isolation de défauts et une méthode de reconfiguration de la loi de commande afin de compenser les effets des défauts et de respecter les contraintes de performances. Il est intéressant que, la phase de reconfiguration soit décalée par rapport à la phase de détection et d'isolation. Ce qui nécessite souvent la restructuration du régulateur. Pour cela, les solutions proposées sont coûteuses en hardware et software [3].

L'objectif de la commande FTC (Fault Tolerant Control) est de fournir une solution à la fréquence des problèmes et de réduire les coûts de leurs traitements. Ainsi, Le problème qui se pose n'est tellement de discuter quelle technique de contrôle de la machine à utiliser mais surtout comment assurer un niveau de performances minimales du système d'entraînement faisant l'objet d'un défaut de fonctionnement par exemple un défaut partiel ou complet des capteurs de courant, de vitesse....etc. [5]

Actuellement, plusieurs laboratoires de recherche se penchent sur la conception et l'élaboration de nouvelles stratégies de commande permettant de rattraper les pertes de performances, qui suivent l'apparition des défaillances au niveau de la machine ou de la commande.

[24]

L'objectif de ce travail est la mise en œuvre des techniques de commande tolérante aux défauts et de les appliquer à la machine asynchrone. En effet, Le mémoire est organisé en quatre chapitres suivant :

Le premier chapitre présente des généralités sur les machines asynchrones, nous rappelons les principaux défauts qui peuvent apparaître dans la machine asynchrone à cage, et un état de l'art des principales commandes tolérantes aux défauts ainsi que le choix du type de commande qui sera utilisée.

Le deuxième chapitre est consacré au modèle multi enroulements en vue d'étudier les défauts statoriques de la machine asynchrone.

Le troisième chapitre sera consacré à la présentation théorique de la technique du Backstepping ensuite, il sera présenté l'application de cette commande à la machine asynchrone.

Des résultats de simulation seront présentés en fin du chapitre illustrant la robustesse de la technique de commande et cela pour différents régimes de fonctionnement de la machine.

Le quatrième chapitre sera consacré à la présentation d'une technique de commande implicitement tolérante aux défauts, une commande de la machine asynchrone sera proposée. En effet, cette dernière va tenir en compte les défauts considérés dans le modèle de la machine, afin de pouvoir commander cette machine en présence des défauts, c'est ce qu'on appelle la commande tolérante. Enfin, cette commande sera dotée d'un système automatique de diagnostic à base des réseaux de neurones artificiels pour la détection et la localisation des défauts.

# **Chapitre I :**

## **Etat de l'art sur la Commande tolérante de Moteur à Induction**

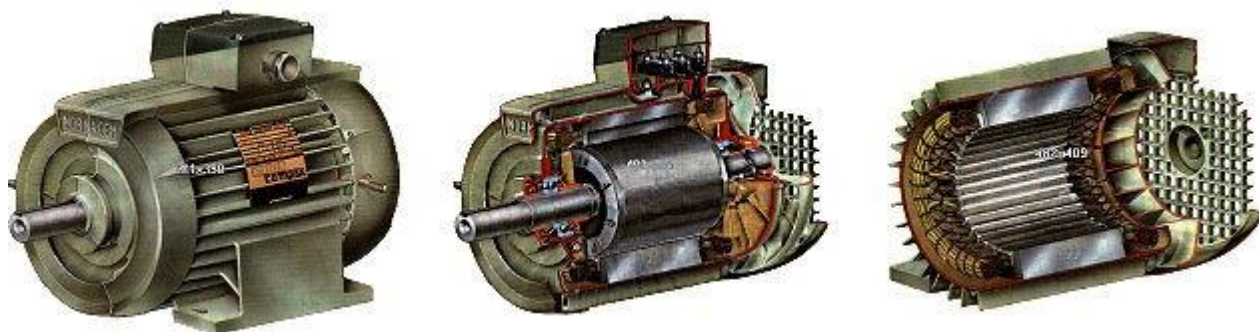
## I.1.Introduction

La sécurité des systèmes présente une importance majeure dans les processus industriels, toute défaillance de l'instrumentation conduit à la génération d'informations fausses, la machine asynchrone est très répandue dans le milieu industriel grâce à sa robustesse, malgré ses qualités la machine asynchrone à cage d'écureuil peut présenter des défauts structurels, parmi lesquels la rupture totale ou partielle de barre rotorique et portion d'anneau et les défauts d'isolement [12].

Dans l'aéronautique ou les installations nucléaires, la détection de l'existence d'un défaut, qui est évidemment nécessaire, risque de ne pas être suffisante pour garantir la sûreté de fonctionnement de l'installation et la sécurité des opérateurs. Dans le cas où l'arrêt immédiat du fonctionnement du système est impossible (par exemple, un avion), il est indispensable de modifier la loi de commande existante afin de maintenir la stabilité du système et dans le pire des scénarios de le ramener à fonctionner en mode dégradé. Pour pallier de tels inconvénients, de nouvelles lois de commande ont été développées ces dernières années dans le but précis de maintenir les performances du système ainsi que sa stabilité, lors d'un mauvais fonctionnement du système [3].

Le premier de ce travail a pour objectif de revenir rapidement sur la constitution des machines asynchrones et de synthétiser les différents défauts pouvant survenir sur chacun d'eux et en passant brièvement sur les techniques de base couramment utilisées dans ce domaine.

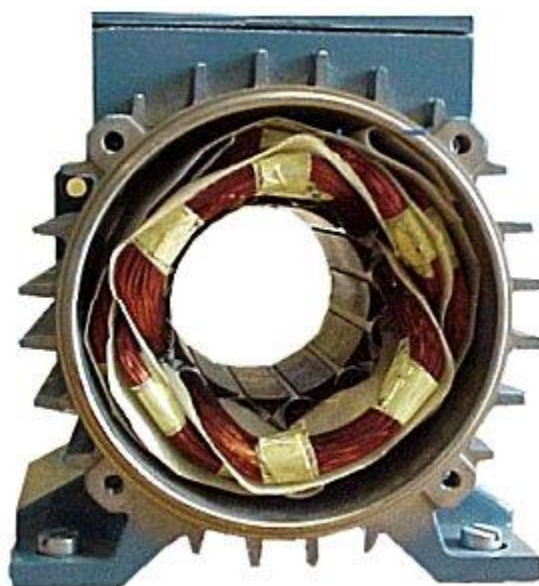
## I.2. Constitution du moteur asynchrone triphasé :



**Figure(I.1) : Schéma de représentation du moteur asynchrone**

Le moteur asynchrone triphasé est largement utilisé dans l'industriel, sa simplicité de construction en fait un matériel très fiable et qui demande peu d'entretien. Il est constitué de :

### I.2.1. Le stator : c'est la partie fixe qui comporte le bobinage



**Figure(I.2) : Schéma représentant le stator.**

Il est constitué d'un enroulement bobiné réparti dans les encoches du circuit magnétique. Ce circuit magnétique est constitué d'un empilage de tôles dans lesquelles sont découpées des encoches parallèles à l'axe de la machine. Le bobinage statorique peut se décomposer en deux parties : les conducteurs d'encoches et les têtes de bobines.

Les conducteurs d'encoches permettent de créer dans l'entrefer le champ magnétique à l'origine de la conversion électromagnétique. Les têtes de bobines permettent, quant à elles, la fermeture des courants en organisant la circulation judicieuse des courants d'un conducteur d'encoche à l'autre.

[23]

**I.2.2. Le rotor :** c'est la partie rotative qui est bobiné à cage d'écureuil



**Figure (I.3) :** Schéma représente le rotor à cage d'écureuil.

Dans le rotor à cage, les anneaux de court-circuit permettent la circulation des courants d'un conducteur d'encoche (barre rotorique) à l'autre. Ces barres conductrices sont régulièrement réparties, et constituent le circuit du rotor (figure 2.3). Cette cage est insérée à l'intérieur d'un circuit magnétique constitué de disques en tôles empilés sur l'arbre de la machine analogue à celui du moteur à rotor bobiné.

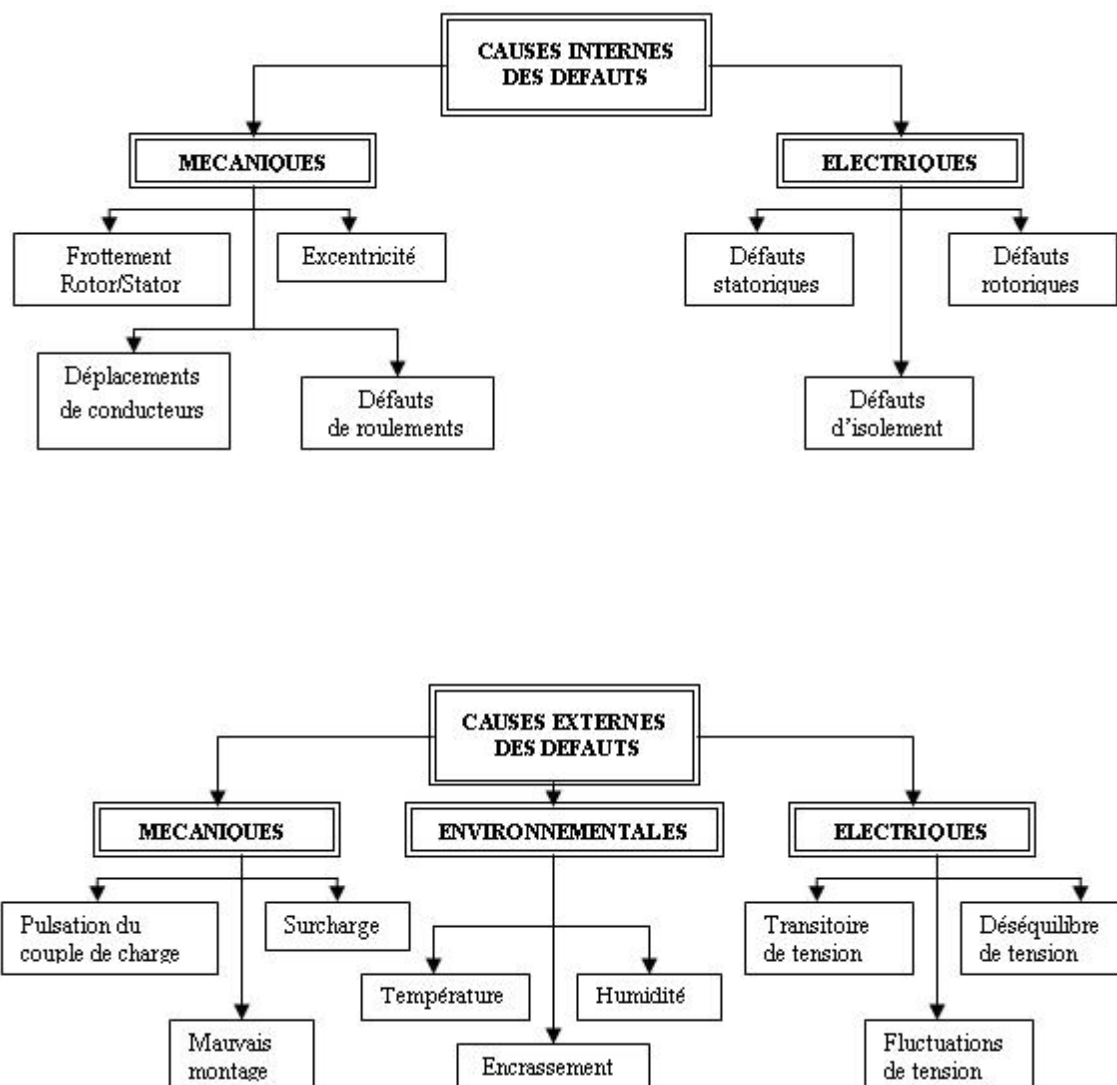
Dans le cas de rotor à cage d'écureuil, les conducteurs sont réalisés par coulage d'un alliage d'aluminium, ou par des barres massives de cuivre préformées et frettées dans les tôles du rotor. Il n'y a généralement pas, ou très peu, d'isolation entre les barres rotoriques et les tôles magnétiques, mais leur résistance est suffisamment faible pour que les courants de fuite dans les tôles soient négligeables, sauf lorsqu'il y a une rupture de barre. [13]

### **I.3 Défaillances de la machine asynchrone :**

La machine asynchrone peut parfois présenter différents types de défauts, ces défauts peuvent être soit mécaniques ou électriques.

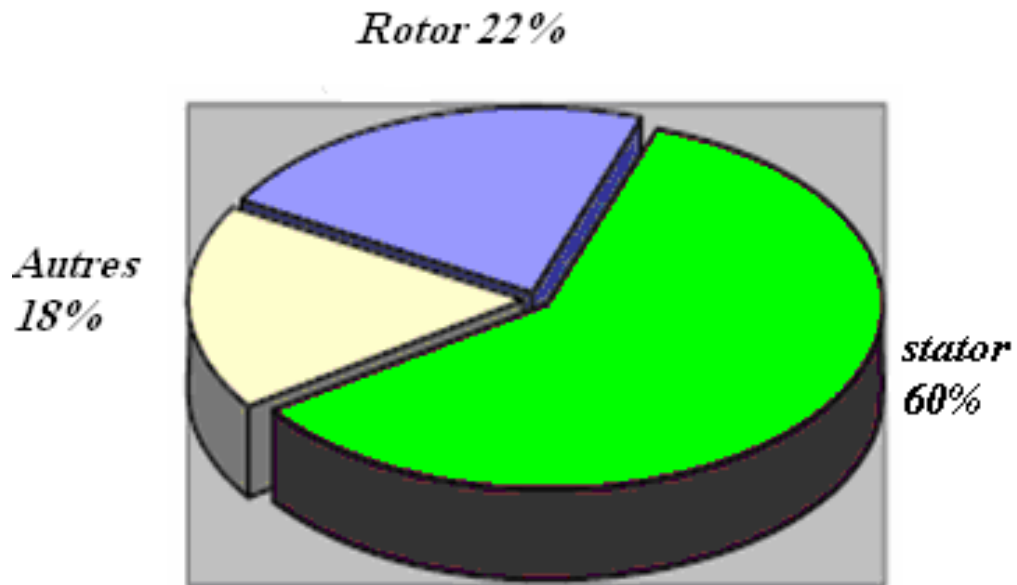
## I.4 Causes des défauts :

Leurs causes sont variées, les deux figures suivantes regroupent ces causes :



Figure(I.4):Causes interne externes de défauts de la machine asynchrone triphasée à cage

## I.5. Analyse statistique des origines des défauts :



Figure(I.5): Défauts de la machine asynchrone présentés en pourcentage.

Une étude statistique, effectuée en 1988 par une compagnie d'assurance allemande de systèmes industriels sur les pannes des machines asynchrones de moyenne puissance (de 50[kW] à 200[kW]), il a été constaté, que les défauts dans le stator sont plus fréquents dans les machines de moyenne puissance. [15]

## I.6. Défaillances entre le stator et le rotor

### 1.6.1. Les défauts statoriques :

L'apparition d'un défaut au niveau du stator de la machine asynchrone peut avoir des origines diverses. Nous pouvons citer, par exemple, les défauts d'isolement dans un enroulement. Les différentes causes pour ce type de défauts sont :

- . Dégradation de l'isolant à la fabrication.
- . Tension de l'enroulement supérieur à la limite de matériaux d'isolement.
- . Courant élevé dans l'enroulement du a un court-circuit, une surcharge. Ceci entraîne une élévation de la température dégradant prématurément le matériau d'isolement.
- . vibrations mécaniques.
- . vieillissement naturel des isolants. Tous les matériaux isolants ont une durée de vie limitée. Même dans une utilisation normale, l'isolant finit naturellement par ce dégradé.

.fonctionnement dans un environnement sévère. [16]

#### **I .6.1.1. Défauts d'isolant dans un enroulement :**

La dégradation des isolants dans les enroulements peut provoquer des courts-circuits, en effet, les différentes pertes (Joule, fer, mécanique,...) engendrent des phénomènes thermiques s'interprétant par une augmentation de la température des différents constituants du moteur, et les matériaux d'isolation ont une limite de température, de tension et mécanique. De ce fait, si l'environnement de travail d'un matériau d'isolation dépasse une de ces limites, ce matériau se dégrade de manière accélérée, puis finit par ne plus assurer sa fonction, dans ce cas, un court-circuit peut apparaître dans l'enroulement concerné. [14] [18]

#### **I .6.1.2. Court-circuit entre spires :**

Un court-circuit entre spires de la même phase est un défaut assez fréquent. Il apparaît à l'intérieur des encoches statorique, ce type de défaut peut être causé par une dégradation des isolants des spires du bobinage statorique, Ce défaut a pour origine un ou plusieurs défauts d'isolant dans l'enroulement concerné. Et lorsque les démarrages répétitifs de machine, Il entraîne une augmentation des courants statoriques dans la phase affectée, ont pour conséquence d'augmenter la température dans le cuivre (bobinage statorique). Cet effet cyclique provoque des dilatations et contractions répétitives de l'isolant. Cela pourrait entraîner des fissures dans l'isolant qui peuvent se propager et provoquer un début de court-circuit interne. [19], [20]

#### **I .6.1.3. Court-circuit entre phases**

Ce type de défaillance peut arriver en tout point du bobinage, cependant les répercussions ne seront pas les mêmes selon la localisation. Cette caractéristique rend difficile une analyse de l'incidence de ce défaut sur le système. L'apparition d'un court-circuit proche de l'alimentation entre phases, induirait des courants très élevés qui conduiraient à la fusion des conducteurs d'alimentation donc la disjonction par les protections. D'autre part, un court-circuit proche du neutre entre deux phases engendre un déséquilibre sans provoquer la fusion des conducteurs.

Les courants statoriques sont totalement déséquilibrés et ce déséquilibre est proportionnel à la localisation du défaut. Dans le cas des machines asynchrones, la détection de ce type de défaut peut reposer sur le déséquilibre des courants de phases. [21]

#### **I .6.1.4. Court-circuit phase/bâti :**

Le bâti a généralement un potentiel flottant, mais pour des raisons de liaisons mécaniques, il est souvent relié à la masse. Si le potentiel est flottant, un court-circuit entre l'enroulement et le bâti n'a pas d'importance du point de vue matériel, excepté les effets capacitifs, le bâti prend alors le potentiel de l'enroulement à l'endroit du court-circuit. Par contre, au niveau de la sécurité des

personnes, ce type de défaut peut être très dangereux et il est alors nécessaire de mettre en place des dispositifs de protection (disjoncteurs différentiels).

En présence de ce type de défaillance, la tension de la phase concernée ne change pas, cependant le courant circulant dans cette phase augmente avec la réduction de la résistance et de l'inductance. Cette augmentation du courant se traduit par une augmentation de la température pouvant entraîner des défauts d'isolant dans l'enroulement. De plus, cette défaillance va générer une composante homopolaire entraînant l'apparition d'un couple pulsatoire, une mesure du courant de fuite pourrait permettre de détecter ce type de défaut. [21]

## **I.6.2. Les défauts rotoriques**

### **I.6.2.1. Ruptures de barres :**

Cassure ou la rupture de barre est l'une des défauts les plus fréquents au rotor. Elle peut se situer au niveau de son encoche soit à l'extrémité qui la relie à l'anneau rotorique. La détérioration des barres réduit la valeur moyenne du couple électromagnétique et augmente l'amplitude des oscillations, qui elles-mêmes provoquent des oscillations de la vitesse de rotation. La grande amplitude de ces oscillations accélère la détérioration de la machine. Ainsi le couple diminue sensiblement avec le nombre de barres cassées induisant un effet cumulatif de la défaillance. L'effet d'une cassure de barre croît rapidement avec le nombre de barres cassées. [19]

### **I.6.2.2. Ruptures d'anneaux :**

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

La rupture d'une portion d'anneau déséquilibre la répartition des courants dans les barres rotoriques et de ce fait, engendre un effet de modulation d'amplitude sur les courants statoriques. [19]

### **I.6.2.3. Excentricité statique, dynamique ou mixte :**

La machine électrique peut être soumise à un décentrement du rotor, se traduisant par des oscillations de couple (décalage entre le centre de rotation de l'arbre et le centre de rotor). Ce phénomène est appelé excentricité (statique ou dynamique) son origine peut être liée à un

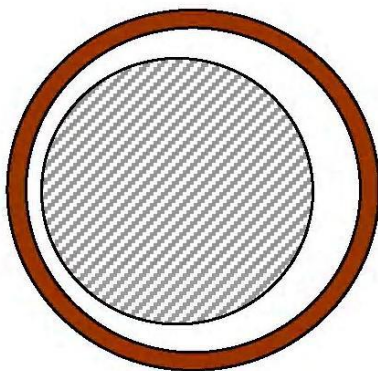
positionnement incorrect des paliers lors de montage, à un défaut de roulement (usure), à un défaut de charge ou à un défaut de fabrication. [12]

En générale, il ya trois cas d'excentricités :

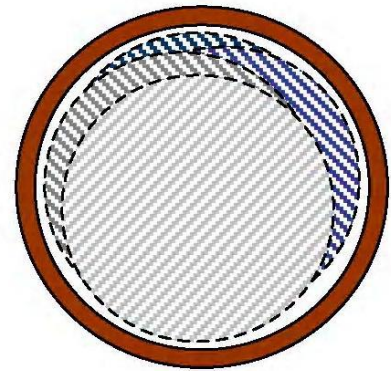
.L'excentricité statique : le rotor est déplacé du centre de l'alésage mais tourne toujours autour de son axe.

.L'excentricité dynamique : le rotor est positionner au centre de l'alésage mais ne tourne plus autour de son axe.

.L'excentricité mixte : associant les deux cas, statique et dynamique on peut présenter l'excentricité statique et dynamique de la manière suivants :



Excentricité statique



Excentricité dynamique

**Figure(I.6):Représentation de l'excentricité statique et dynamique**

Ce défaut modifie le comportement magnétique et mécanique. En effet, une augmentation des forces électromotrices, d'autre part cette augmentation peut avoir les conséquences des frottements entre le stator et le rotor ceci donne naissance des vibrations considérable dans les enroulements.

(Instabilité de la tension ou de la fréquence), échauffement permanent, mauvais graissage, vieillissement.

#### **I.6.2.4.Défaillances des roulements a billes :**

A l'interface entre le rotor et le stator, le roulement a bille présente aussi un vieillissement rapide.



Trous et corrosion



vieillessement de bille



Cassure dans la de la cage

**Figure(I.7) : différentes défaillances des roulements à billes.**

On distingue [22], dans ce type de défaut :

- .Trous dans les gorges du roulement intérieur et extérieur
- . Ondulation de la surface de roulement
- . Attaque de bille
- . Corrosion due a l'eau
- . Défaut de graissage, problème du a la température
- . Découlement, effritement de surface, provoqué par une surcharge.

### **I.7. Les défauts extérieurs :**

Ces effets sont principalement dus à un problème de nature [22] :

- .électriques : régime transitoire et déséquilibre d'alimentation.
- .Thermiques : la température ambiante élevée, points chauds, surcharge.....
- .Mécaniques : agression, choc en service, jeux.....
- .Dynamique : arbre de transmission de rotor et le bobinage de stator.
- .Chimiques : corrosion, humidité.....

### **I.8. Classification des défauts selon le degré d'importance:**

Les défauts dans les machines électriques se répartissent selon le degré d'importance en deux catégories :

#### **I.8.1. Défaut qui nécessite l'arrêt et le diagnostic :**

C'est un défaut qui provoquent en conséquences des défaillances voire des pannes, ce qui nécessitent tout un système du diagnostic pour l'identification de ces défauts et leur éliminations.

### **I.8.2. Défaut qui nécessite une commande tolérante :**

C'est un défaut qui a un faible degré, avec une commande tolérante la machine peut fonctionner normalement sans arrêter le fonctionnement.

### **I.9. Position du problème**

D'après l'étude bibliographique, les machines asynchrones qui représentent 80%, elles sont les plus importantes des machines électriques, les défauts les plus fréquents sont les défauts électriques (statorique et rotorique).

Par ailleurs, il y a des défauts nécessitant l'arrêt de la machine et un système de diagnostic pour l'identification de ces défauts.

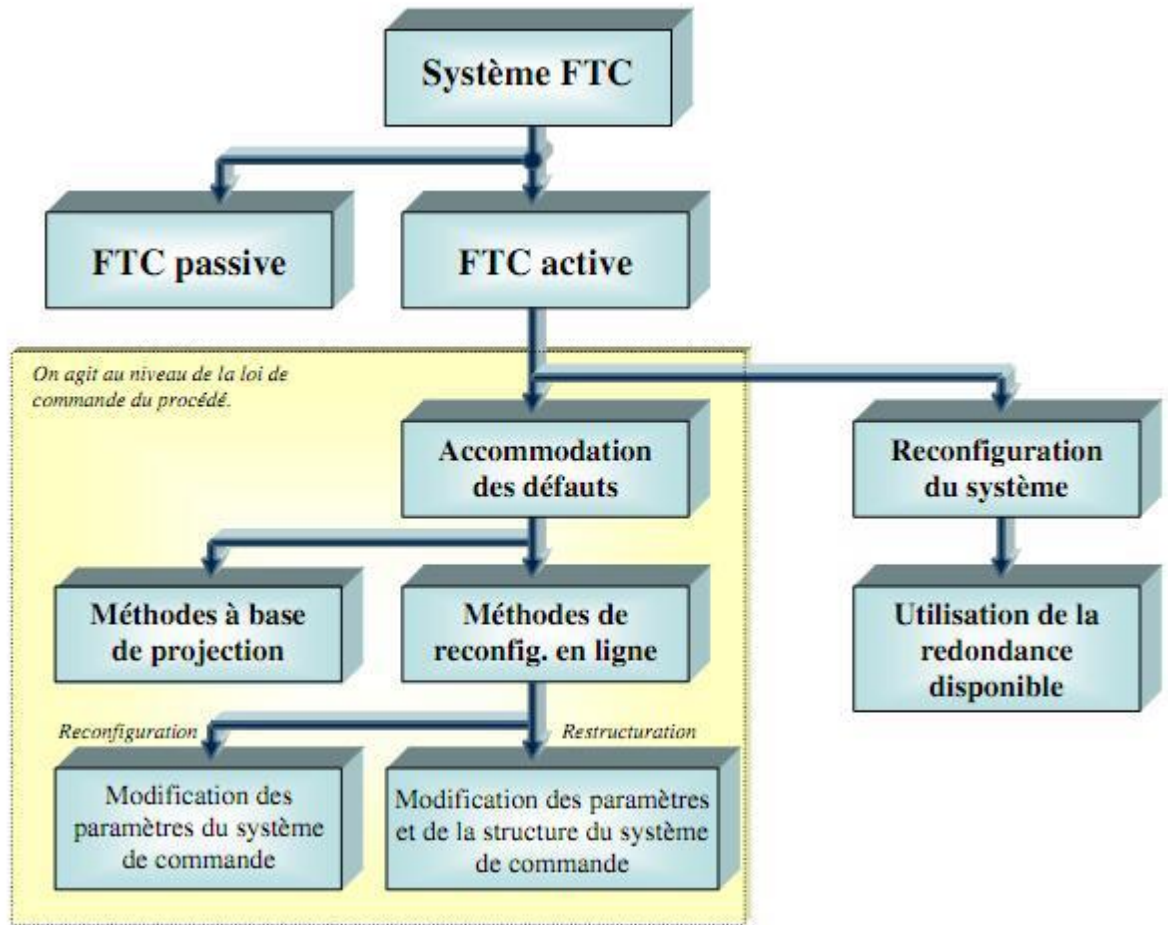
D'autre part, il y a des défauts tolérables, qui n'influencent pas d'une façon considérable sur le fonctionnement de la machine c'est à dire la machine peut fonctionner normalement en présence de ces défauts avec une commande tolérante.

Un système tolérant aux défauts possède la capacité de maintenir les objectifs nominaux en dépit de l'occurrence d'un défaut et à s'en accommoder de manière automatique. Il permet notamment de garantir la stabilité du système et des performances dégradées acceptables en présence de défauts.

Dans ce travail, nous allons proposer une commande tolérante de la machine asynchrone.

### **I.10. Classification de systèmes tolérants et leurs approches**

Les approches FTC sont divisées en deux classes : les approches actives et les approches passives. Les méthodes passives sont équivalentes aux méthodes de synthèses de loi de commande robuste. Les méthodes actives sont généralement classifiées en deux sous classes : l'accommodation de défauts, et la reconfiguration du système. [5]



**Figure (I.8) : Classification des approches de la commande tolérante**

### **I.10.1. Approches passives de la commande FTC :**

De façon générale, les approches passives de la FTC sont basées sur la technique 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 défaillants. 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 indicative 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. [5]

### **I.10.2. 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. [5]

### **II.11. Techniques FTC passives :**

Dans l'approche passive, les techniques de contrôle robuste sont utilisées de manière à ce que le système en boucle fermée reste insensible à un ensemble connu de défauts avec des régulateurs constants et sans utilisation d'information en ligne des défauts sur le système sont utilisées. Les défauts sont alors pris en compte dans la conception du système de commande. La méthode est basée sur l'idée simple que les défauts représentent des perturbations que la loi de commande doit prendre en considération dès sa conception initiale. Elle utilise les techniques de commande robuste par rapport aux incertitudes paramétriques et perturbations extérieures (commande à mode glissant).

Pour une vue globale des méthodes des commandes robustes, le lecteur pourra se référer ce type d'approche n'a besoin ni d'un module de diagnostic pour détecter la présence des défauts ni d'un bloc de reconfiguration de la loi de commande et/ou des paramètres du système. [11]

Pratiquement, ces techniques présentent donc un inconvénient majeur : si l'on considère que les défauts sont des événements qui ne se produisent que rarement, 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. [4]

#### **I.11.1. Commande fiable :**

L'objectif de cette technique est de rendre le système en boucle fermée fiable, de manière à ce qu'il maintienne la stabilité et les performances pour tous les défauts préconfigurés. Le but est de

chercher un régulateur qui optimise, les performances dans la situation la plus dégradée. Cette approche suppose qu'un défaut total apparaît dans un ensemble précis des capteurs et actionneurs du système. [12]

### I.11.2. Commande robuste :

La commande robuste est une autre technique FTC passive ayant pour objectif la conception d'un régulateur robuste garantissant les performances désirées dans des conditions normales mais aussi en présence de certains défauts. Ces techniques sont basées en générale sur la théorie de l'asservissement quantitative (quantitative feedback théorie), ou bien elles sont basées sur la conception d'un régulateur robuste au sens  $H_\infty$ . [12]

## II.12. Techniques FTC active :

Grâce à leurs meilleures performances et leur capacité de traiter une large classe de défauts, les méthodes FTC actives sont plus développées dans la littérature que les méthodes passives. Une vue d'ensemble des techniques utilisées est donnée dans la suite : [1]

### II.12.1. Méthode du pseudo inverse :

Soit le système en boucle fermée, dont le modèle nominal est défini par les équations suivantes :

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

[A]: Matrice d'évolution.

[B]: Matrice de commande Avec une commande en retour d'état linéaire  $u = -kx$ .

L'apparition d'un défaut conduit à un changement du modèle qui devient :

$$\begin{cases} \dot{x}_f = Ax_f + Bu_f \\ y_f = Cx_f \end{cases} \quad (\text{I.2})$$

Cette méthode consiste à calculer une nouvelle matrice de gain  $k_f$  de telle sorte que la dynamique du système défaillant en boucle fermée soit approximativement égale à celle du système nominal en boucle fermée.

$$u_f = k_f \cdot x_f \quad (\text{I.3})$$

Tel que :

$$A - Bk = A_f - B_f k_f \quad (\text{I.4})$$

D'où :

$$k_f = B_f^+ (A_f - A + Bk) \quad (\text{I.5})$$

$B_f^+$ : Etant la matrice pseudo inverse de  $B_f$ .

Les avantages de cette approche sont d'une part, sa simplicité ce qui la rend convenable à une implémentation en ligne, et d'autre part, la possibilité d'exprimer le changement dans toutes les matrices d'état en cas de défaut. [1]

Mais, le principal inconvénient relatif à cette méthode réside dans le fait que la loi de commande optimale ne garantit pas toujours la stabilité en boucle fermée du système défaillant. Pour pallier ce problème, la méthode pseudo-inverse modifiée a été développée.

### **I.12.2. Méthode de placement de structure propre :**

Pour la conception de loi de commande tolérante aux défauts cette méthode a été introduite et a fait l'objet de plusieurs publications.

C'est une méthode plus intuitive que la méthode du pseudo inverse, son objectif est de ramener la structure propre (c'est-à-dire les vecteurs et les valeurs propres) de la matrice A du modèle en boucle fermée en cas de défauts à la structure propre nominale.

L'idée principale est d'affecter exactement certaines valeurs propres dominantes et en même temps de minimiser l'écart entre les vecteurs propres correspondants.

L'avantage de cette approche comparée à la méthode du pseudo inverse, réside dans le fait que la solution fournie (si elle existe), assure la stabilité de la boucle fermée du système défaillant. [1]

### **I.12.3. Commande adaptative :**

La commande adaptative forme une classe très convenable pour l'approche FTC active. Grâce à leur capacité d'adaptation automatique aux changements des paramètres du système, c'est peut-être l'approche la plus intuitive pour l'accommodation aux défauts internes. En effet, un défaut interne agit sur le système et provoque des variations des paramètres. L'identification en ligne de ces paramètres va permettre la modification de ceux du régulateur à structure fixe.

Ces méthodes ont fait l'objet de beaucoup d'études, notamment dans le domaine de l'aéronautique. Néanmoins, l'un des inconvénients de ces approches réside dans la difficulté de déterminer les matrices de pondération nécessaires au compromis stabilité /performance. Ainsi, les différentes situations étudiées ne font souvent intervenir que des défauts peu sévères et la présence de bruits n'est pas prise en compte. [23]

### **I.12.4. Commande prédictive :**

Tout le potentiel de la commande prédictive à résoudre le problème de l'accommodation aux défauts. Elle consiste à résoudre, à chaque pas de temps, un problème de commande optimale, c'est-à-dire déterminer l'action de commande qui minimise l'écart entre une prédiction de la sortie du système et la trajectoire de référence désirée. En plus, la commande prédictive offre la possibilité de

traiter explicitement les contraintes sur les entrées et l'état du système en les introduisant dans le problème d'optimisation.

L'intérêt de cette méthode dans un contexte FTC est de pouvoir modifier en ligne les différentes contraintes de contrôle de façon à garantir un niveau de performance acceptable.

On notera tout de même que l'utilisation de la commande MPC nécessite une optimisation en ligne, exigeant une grande puissance de calcul. [1]

Avec sa caractéristique d'auto-reconfiguration, la commande prédictive est très convenable à la conception d'une commande FTC. Cependant, la plupart de ces méthodes sont valables sous certaines hypothèses, le modèle des défauts (et leurs effets sur le système) doit être parfaitement connu, les défauts considérés doivent être de faible amplitude de telle sorte que les objectifs à atteindre par le système puissent rester inchangés après l'apparition des défauts.

### I.12.5. Commande multi-modèles (Multiple Model) :

La méthode à modèles multiples (MM ou multiple model) est une autre approche FTC active qui appartient plutôt à la classe de méthodes basées sur la projection que la classe des méthodes à reconfiguration en ligne. Elle est basée sur un ensemble de modèles linéaires  $M_i$ ,  $i=1, \dots, N$  qui décrivent le système dans différentes conditions de fonctionnement, c'est-à-dire la présence de différents défauts. Pour chaque modèle  $M_i$ , un régulateur  $R_i$  est conçu off line.

La clef dans la conception est d'élaborer une procédure qui détermine l'action de commande globale au moyen d'une combinaison pondérée des différents régulateurs  $R_i$ . L'action de mixage (mixing) est parfois appelée "mélange" (blending).

Le mixage est généralement basé sur une banque de filtres de Kalman chacun étant conçu pour un des modèles  $M_i$ . Sur la base des résidus des filtres de Kalman, les probabilités  $\mu_i \geq 0$  de chaque modèle pour qu'il soit actif sont calculées et jouent le rôle de pondérations dans l'expression de l'action de la commande globale :

$$u = \sum_{i=1}^N \mu_i \cdot u_i ; \sum_{i=1}^N \mu_i$$

Où  $u_i$  est l'action du régulateur  $R_i$  conçu pour le modèle  $M_i$ .

La méthode à base de modèles multiples est très valable pour la modélisation et la commande des systèmes non linéaires. Cependant, ces approches considèrent uniquement un nombre restreint de défauts et construisent un modèle local pour chaque défaut anticipé.

À un instant donné, un seul modèle  $M_i$  est considéré comme actif et sa probabilité approche donc la valeur de un ( $\mu_i \approx 1$ ), et toutes les autres pondérations se rapprochent de zéro. Ceci veut dire que seulement le régulateur correspondant au modèle  $M_i$  est actif en ce moment.

L'inconvénient est que si le modèle présent ne figure pas parmi les modèles pré-calculés  $M_i$  (le système étant affecté par un défaut non prédéfini), alors, la commande globale n'est pas optimale

pour ce modèle et on risque même de perdre la stabilité. Un autre désavantage est que les incertitudes sont considérées absentes pour le modèle et pour les pondérations  $\mu_i$ .

### I.12.6. Modèle de référence :

Est une approche FTC active séduisante qui permet de concevoir une nouvelle loi de commande telle que les performances du système défaillant commandé s'approche le plus possible de celles d'un modèle de référence, au sens d'un critère Généralement, la méthode considère un modèle de référence de la forme :

$$\begin{cases} \dot{x}_m = A_m \cdot x_m + B_m \cdot r \\ y_m = x_m \end{cases} \quad (I.6)$$

$$r \in R^m, x_m \in R^n \text{ et } y_m \in R^p$$

Correspondent respectivement au signal de référence, aux états et à la sortie du modèle de référence. Le but est de synthétiser les matrices  $k_r$  et  $k_x$  telles que la loi de commande par retour d'état u définie par :

$$U = k_r \cdot r + k_x \cdot x$$

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

$$\begin{cases} \dot{x} = A_f \cdot x + B_f u \\ y = C_f \cdot x \end{cases} \quad (I.7)$$

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

$$\begin{cases} k_x = (C_f \cdot B_f)^{-1} \cdot (A_m - C_f \cdot A_f) \\ k_r = (C_f \cdot B_f)^{-1} \cdot B_m \end{cases} \quad (I.8)$$

Comme nous le montre le résultat (I.8), une première limitation de cette méthode est liée au fait que la solution au problème « model following » existe si le système a le même nombre de signaux mesurés que d'actionneurs. Lorsque les matrices du système  $(A_f, B_f)$  dans (I.8) sont inconnues, on peut les substituer par une estimation de ces valeurs  $(\hat{A}, \hat{B})$ , il en résulte alors une méthode indirecte ou explicite, qui ne garantit pas toujours la stabilité en boucle fermée. Afin de palier à ce problème, la méthode dite directe (ou implicite) peut être utilisée. L'idée consiste à calculer directement les matrices de gain des correcteurs  $k_x$  et  $k_r$  à partir d'une méthode adaptative. [1]

### I.13. L'architecture générale d'une commande FTC active :

L'architecture générale d'une commande FTC active est décrite dans la figure (I.6), les Deux blocs FDI et FTC, constituent les deux étapes importantes de la commande.

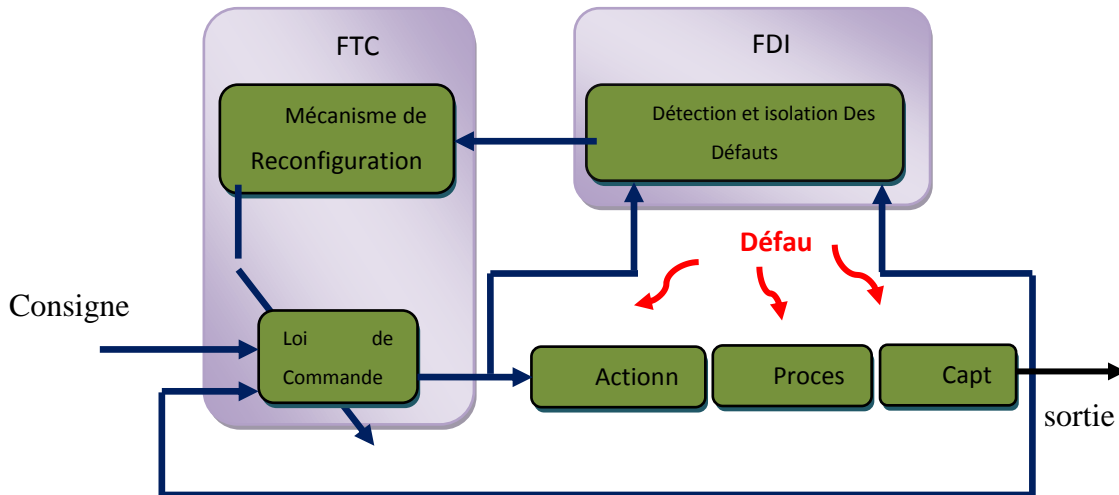


Figure (I.9) : Schéma de principe d'une loi de commande FTC active.

Le bloc "FDI" «utilise l'entrée et les sorties mesurées du système. Sa fonction principale est de détecter et d'estimer le défaut ainsi que les variables d'état du système en Ligne. Une fois que le défaut est apparu, le bloc "FDI «fournit en ligne les informations Concernant le défaut et l'état du système au bloc "FTC". Ce schéma de FDI doit Permettre de prendre en compte les différents types de défauts intervenant sur le Système et d'assurer l'abélite de ses informations pour activer le mécanisme de Reconfiguration en un temps minimal.

Le bloc "FTC" se base sur les informations délivrées par le bloc "FDI". En fonction du mécanisme utilise et du type du défaut survenu, il accommode ou reconfigure en Ligne la loi de commande an de maintenir la stabilité, la dynamique du système Ainsi que ses performances initiales.

## **I.14. Conclusion :**

Dans ce premier chapitre, nous avons donné un état de l'art des principales défauts qui peuvent apparaître dans la MAS, on peut classer ces défauts en deux classes. Le premier qui provoque l'arrêt total de la machine, et le deuxième des défauts tolérable.

Nous avons donné les principales commandes tolérantes aux défauts pour amener et justifier les choix et l'orientation de ce mémoire. Il est question donc de rappeler les différentes notions théoriques, définitions et concepts relatifs à ce domaine. Chaque méthode de la commande tolérante aux défauts a fait l'objet d'une discussion avec ses avantages et ses inconvénients.

Etant donné que l'objectif exposé par notre travail est l'application des techniques FTC à la machine asynchrone, une modélisation mathématique de cette dernière s'impose. Ceci fera l'objectif du chapitre suivant.

# **Chapitre II :**

## **Modélisation de la MAS**

**(Modèle multi enroulement)**

## II.1.Introduction :

L'élaboration du modèle mathématique sous forme dynamique de la machine à induction (MAS) est obligatoire pour observer et étudier les différentes évolutions de ses grandeurs électromécaniques d'une part et d'autre part de prévoir le contrôle nécessaire s'il y a lieu pour Palier aux différents effets indésirables qui pouvant accompagner, habituellement les opérations de démarrage, de freinage, de variation de charge,... [2]

L'objectif de ce chapitre est la modélisation de la MAS et la formulation du problème de la commande robuste tolérante aux défauts. Cependant, on exposera d'abord la présentation triphasée, puis on introduira les perturbations dues aux variations des paramètres, au Couple résistant et à la présence des défauts. Le chapitre s'achèvera par des simulations en Boucle ouverte des modèles obtenus.

## II.2. Description paramétrique de la machine asynchrone

La machine asynchrone comporte un stator fixe et un rotor mobile autour de l'axe de symétrie de la machine.

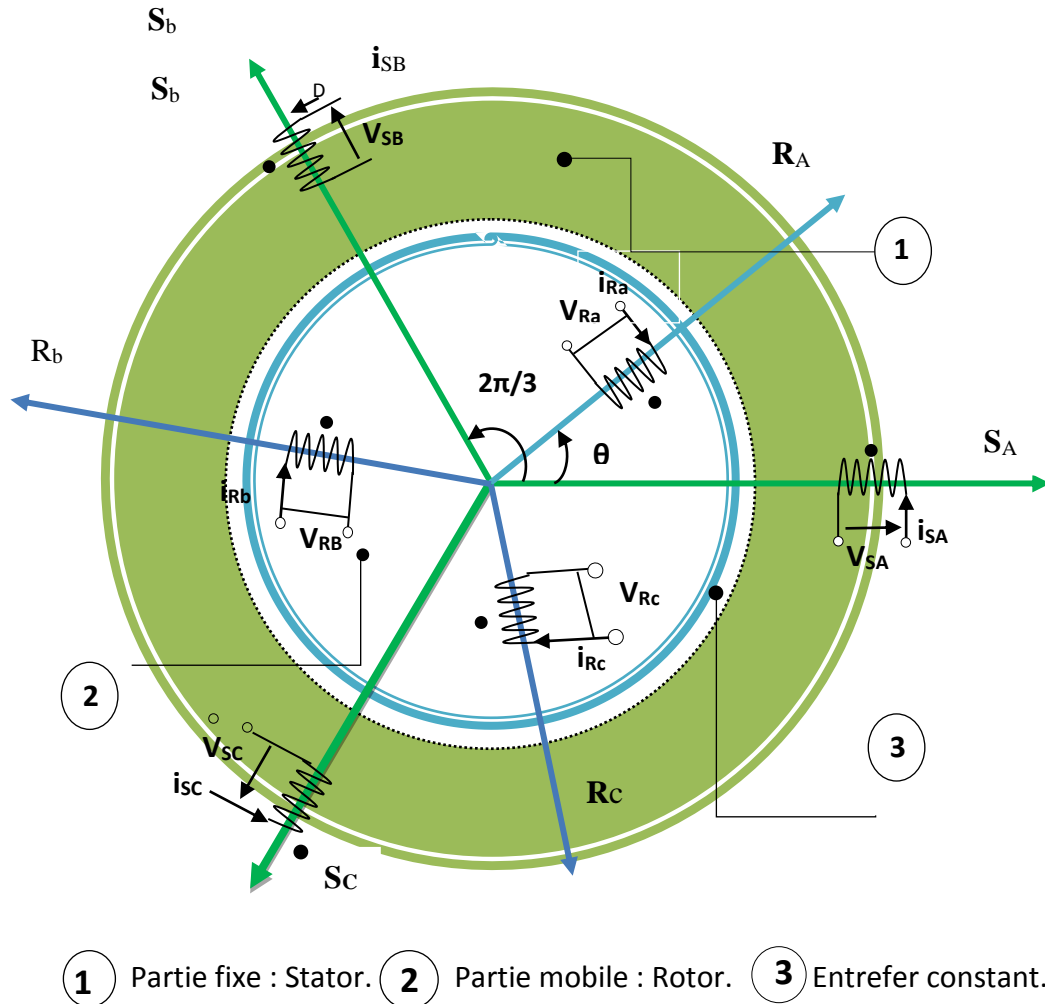
L'étude de cette machine traduit les lois de l'électromagnétisme dans le contexte habituel d'hypothèses simplificatrices suivantes : [21]

- Entrefer constant ;
- Effet des encoches négligé ;
- Distribution spatial sinusoïdale des forces magnétomotrices d'entrefer ;
- Circuit magnétique non saturé et a perméabilité constant ;
- Pertes ferromagnétique négligeable ;
- L'influence de l'effet de peau de l'échauffement sur les caractéristiques n'est pas prise en compte.

## II.3. Description et principe de fonctionnement de la MAS

La machine asynchrone triphasée comporte un stator fixe et un rotor mobile autour de l'axe de symétrie de la machine. Dans des encoches régulièrement réparties sur la face interne du stator sont logés trois enroulements identiques, à «  $p$  » paire de pôle ; leurs axes sont distants entre eux d'un angle électrique égal à  $2\pi/3$ . Les phases du stator sont alimentées par un réseau triphasé de tensions sinusoïdales à fréquence et amplitude constantes ou par un onduleur de tension ou de courant à fréquence et à amplitude réglables. [6]

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



**Figure (II.1) : Représentation des enroulements de la machine asynchrone triphasée dans l'espace électrique.**

**II.4. Modèle triphasé équivalent d'une machine asynchrone :**

Par application de la loi de Faraday à l'un des six enroulements statoriques et rotoriques de la machine, la loi des mailles s'exprime par la relation : [12]

$$V = R \cdot I + \frac{d\Phi}{dt} \tag{II.1}$$

La machine peut être modélisée par les équations suivantes :

$$[V_s] = [R_s][I_s] + [P\Phi_s] \tag{II.2}$$

Cette notation est l'écriture condensée de :

$$\begin{bmatrix} V_{sa} \\ V_{sb} \\ V_{sc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{sa} \\ I_{sb} \\ I_{sc} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{sa} \\ \Phi_{sb} \\ \Phi_{sc} \end{bmatrix} \quad (\text{II.3})$$

$$[0] = [R_r][I_r] + [P\Phi_r] \quad (\text{II.4})$$

Cette notation est l'écriture condensée de :

$$\begin{bmatrix} V_{ra} \\ V_{rb} \\ V_{rc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{ra} \\ I_{rb} \\ I_{rc} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{ra} \\ \Phi_{rb} \\ \Phi_{rc} \end{bmatrix} \quad (\text{II.5})$$

$$[\Phi_s] = ([M_{ss}] + [L_{sf}])[I_s] + [M_{sr}][I_r] \quad (\text{II.6})$$

$$[\Phi_r] = [M_{rs}][I_s] + ([M_{rr}] + [L_{rf}])[I_r] \quad (\text{II.7})$$

Où :

P : désigne l'opérateur différentiel.

$$\text{Les variables } [V_s] = \begin{bmatrix} V_{sa} \\ V_{sb} \\ V_{sc} \end{bmatrix}; [I_s] = \begin{bmatrix} I_{sa} \\ I_{sb} \\ I_{sc} \end{bmatrix}; [\Phi_s] = \begin{bmatrix} \Phi_{sa} \\ \Phi_{sb} \\ \Phi_{sc} \end{bmatrix}$$

Les matrices suivant représentent les tensions, les courants, et les flux au stator.

$$\text{Les variables } [I_r] = \begin{bmatrix} I_{ra} \\ I_{rb} \\ I_{rc} \end{bmatrix}; [\Phi_r] = \begin{bmatrix} \Phi_{ra} \\ \Phi_{rb} \\ \Phi_{rc} \end{bmatrix}$$

Les matrices suivantes représentent les courants et les flux au rotor.

Les inductances sont données par les expressions suivantes :

$$[L_{sf}] = \begin{bmatrix} L_{sf} & 0 & 0 \\ 0 & L_{sf} & 0 \\ 0 & 0 & L_{sf} \end{bmatrix} \quad (\text{II.8})$$

$$[M_{ss}] = M_s \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ -1/2 & 1 & -1/2 \\ -1/2 & -1/2 & 1 \end{bmatrix} \quad (\text{II.9})$$

$$[M_{sr}] = M \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos(\theta + 2\pi/3) & \cos(\theta - 2\pi/3) \\ \cos(\theta - 2\pi/3) & \cos \theta & \cos(\theta + 2\pi/3) \\ \cos(\theta + 2\pi/3) & \cos(\theta - 2\pi/3) & \cos \theta \end{bmatrix} \quad (\text{II.10})$$

Avec :

$$[M_{sr}] = [M_{rs}]^T$$

La résistance de chaque phase statorique est proportionnelle au nombre de spires utiles. On écrit alors la matrice des résistances  $[R_s]$  statoriques est donnée par :

$$[R_s] = R_s \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (\text{II.10})$$

Lorsque le moteur tourne, les coefficients des matrices  $[M_{sr}]$  et  $[M_{rs}]$  ne sont pas constants, ils varient en fonction de l'angle «  $\theta$  », position angulaire entre le rotor et le stator.

Ceci rend le modèle triphasé équivalent difficilement utilisable tant en commande qu'en surveillance, dans l'approche qui suit une transformation mathématique est appliquée sur les équations du modèle précédent afin de rendre l'ensemble calcul a ligne.

### II.1.1. Définitions de la matrice de transformation :

Le champ magnétique créé par le courant circulant au rotor a la même pulsation que celui créé par le courant circulant au stator. Ainsi, le champ magnétique créé par un courant statorique fictif. La relation entre ce courant fictif et le courant rotorique est donné par une transformation mathématique. En utilisant cette transformation l'ensemble des variables du rotor (flux et courants) peuvent être changées en nouvelle variables ayant la même pulsation que les variables du stator. Ainsi, tous les paramètres du modèle seront indépendants de la position angulaire «  $\theta$  » la transformation est donné par la matrice suivante : [15]

$$[T] = \begin{bmatrix} \cos(\theta + \frac{1}{2}) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) + \frac{1}{2} & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) + \frac{1}{2} \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) + \frac{1}{2} & \cos(\theta + \frac{1}{2}) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) + \frac{1}{2} \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) + \frac{1}{2} & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) + \frac{1}{2} & \cos(\theta + \frac{1}{2}) \end{bmatrix} \quad (\text{II.11})$$

On montre facilement que cette matrice est orthogonale :

$$[T]^{-1} = [T]^T \quad (\text{II.12})$$

**II.4.2. Transformation des équations du modèle triphasé :**

Considérant l'équation (II.6) en introduisant la matrice  $[T]$  comme suit :

$$[\Phi_s] = [M_s][I_s] + [M_{sr}][I_r] = [M_s][I_s] + [M_{sr}][T]^{-1}[T][I_s] \quad (\text{II.13})$$

Ceci conduit à :

$$[\Phi_s] = [M_s][I_s] + [M_{sr}^s][I_r^s] \quad (\text{II.14})$$

Ou :

$$[M_{sr}^s] = [M_{sr}][T]^{-1} \quad (\text{II.15})$$

$$[I_r^s] = [I_r][T] \quad (\text{II.16})$$

Avec :

$$[M_{sr}^s] = \begin{bmatrix} M & -\frac{M}{2} & -\frac{M}{2} \\ -\frac{M}{2} & M & -\frac{M}{2} \\ -\frac{M}{2} & -\frac{M}{2} & M \end{bmatrix} \quad (\text{II.17})$$

En multipliant à gauche par  $[T]$  l'équation (II.7) on obtient :

$$[T][\Phi_r] = [M_{rs}][I_s] + [T][M_r][T]^{-1}[T][I_r] \quad (\text{II.18})$$

Qui peut être réécrit :

$$[\Phi_r^s] = [M_{rs}^s][I_s] + [M_r^s][I_r^s] \quad (\text{II.19})$$

Où :

$$\begin{cases} [M_{rs}^s] = [M_{rs}][T] \\ [M_r^s] = [T][M_r][T]^{-1} \\ [\Phi_r^s] = [\Phi_r][T] \\ [I_r^s] = [I_r][T] \end{cases} \quad (\text{II.20})$$

On peut facilement montrer que les deux propriétés suivantes satisfaites :

$$[M_{rs}^s] = [M_{sr}^s]^T \quad (\text{II.21})$$

$$[M_r^s] = [M_r] \quad (\text{II.22})$$

Considérant maintenant l'équation (II.4) :

$$[0] = [R_r][I_r] + P[\Phi_r] \quad (II.23)$$

De manière équivalent, on a :

$$[0] = [R_r][I_r][T][T]^{-1} + P([\Phi_r][T][T]^{-1}) \quad (II.24)$$

En multipliant à gauche par  $[T]$  on obtient :

$$[0] = [R_r][I_r][T][T]^{-1} + [T]P([\Phi_r][T][T]^{-1}) \quad (II.25)$$

$$[0] = [R_r][I_r^s] + [T]P([T]^{-1})([\Phi_r^s]) + P[\Phi_r^s] \quad (II.26)$$

Cette équation peut être écrite sous la forme :

$$[0] = [R_r][I_r^s] + (1 - S)w_N[K_{rs}^{SP}]P[\Phi_r^s] \quad (II.27)$$

Où :

$$[K_{rs}^{SP}] = \begin{bmatrix} 0 & \frac{\sqrt{3}}{3} & -\frac{\sqrt{3}}{3} \\ -\frac{\sqrt{3}}{3} & 0 & \frac{\sqrt{3}}{3} \\ \frac{\sqrt{3}}{3} & -\frac{\sqrt{3}}{3} & 0 \end{bmatrix} \quad (II.28)$$

Les équations (II.2), (II.27), (II.14), (II.19) représentent un nouveau modèle triphasé dans lequel tous les paramètres peuvent être calculés en ligne.

$$[V_s] = [R_s][I_s] + [P\Phi_s]$$

$$[0] = [R_r][I_r^s] + (1 - S)w_N[K_{rs}^{SP}]P[\Phi_r^s] \quad (II.29)$$

$$[\Phi_s] = [M_s][I_s] + [M_{sr}^s][I_r^s]$$

$$[\Phi_r^s] = [M_{rs}^s][I_s] + [M_r^s][I_r^s]$$

Puisque  $[M_r^s]$  est une matrice de rang plein, elle est inversible, à partir de (II.19) nous Obtenons :

$$[I_r^s] = [M_r^s]^{-1}([\Phi_r^s] - [M_{rs}^s][I_s]) \quad (II.30)$$

En substituant cette expression dans l'équation (II.27), on obtient :

$$[0] = [R_r][M_r^s]^{-1}([\Phi_r^s] - [M_{rs}^s][I_s]) + (1 - S)w_N[K_{rs}^{SP}][\Phi_r^s] + P[\Phi_r^s] \quad (II.31)$$

Ce qui est équivalent :

$$[0] = ([R_r][M_r^s]^{-1} + (1 - S)w_N[K_{rs}^{SP}])[\Phi_r^s] - [R_r][M_r^s]^{-1}[M_{rs}^s][I_s] + P[\Phi_r^s] \quad (\text{II.32})$$

En substituant l'expression de l'équation (II.30) dans l'équation (II.14), on obtient :

$$[\Phi_s] = [M_s][I_s] + [M_r^s]^{-1}[M_{sr}^s]([\Phi_r^s] - [M_{rs}^s][I_s]) \quad (\text{II.33})$$

Qui est équivalent à :

$$[\Phi_s] = ([M_s] + [M_r^s]^{-1}[M_{sr}^s][M_{rs}^s])[I_s] + [M_r^s]^{-1}[M_{sr}^s][\Phi_r^s] \quad (\text{II.34})$$

En utilisant (II.34) et (II.2) il vient :

$$[V_s] = [R_s][I_s] + P([M_s] - [M_r^s]^{-1}[M_{sr}^s][M_{rs}^s])[I_s] + P[M_r^s]^{-1}[M_{sr}^s][\Phi_r^s] \quad (\text{II.35})$$

Ce qui donne :

$$[V_s] = [R_s][I_s] + P([M_s] - [M_r^s]^{-1}[M_{sr}^s][M_{rs}^s])[I_s] + [M_r^s]^{-1}[M_{sr}^s][\Phi_r^s] \quad (\text{II.36})$$

A partir de (32) on obtient :

$$P[\Phi_r^s] = [R_s][M_r^s]^{-1}[M_{sr}^s][I_s] + ([R_r][M_r^s]^{-1}(1 - S)w_N[K_{rs}^{SP}])[\Phi_r^s] \quad (\text{II.37})$$

Ce qui donne en utilisant (II.36) et (II.37) :

$$[V_s] = [R_s][I_s] + ([M_s] - [M_{sr}^s][M_r^s]^{-1}[M_{rs}^s])P[I_s] + [M_{sr}^s][M_r^s]^{-1}([R_r][M_r^s]^{-1}[M_{rs}^s][I_s]) - [M_{sr}^s][M_r^s]^{-1}([R_r][M_r^s]^{-1}(1 - S)w_N[K_{rs}^{SP}])[\Phi_r^s] \quad (\text{II.38})$$

Ce qui conduit à :

$$\Gamma P[I_s] = [V_s] - ([R_s] + [M_{sr}^s][M_r^s]^{-1}[R_r][M_r^s]^{-1}[M_{rs}^s])[I_s] + [M_{sr}^s][M_r^s]^{-1}([R_r][M_r^s]^{-1} + (1 - S)w_N[K_{rs}^{SP}])[\Phi_r^s] \quad (\text{II.39})$$

Avec :

$$\Gamma = [M_s] - [M_{sr}^s][M_r^s]^{-1}[M_{rs}^s] \quad (\text{II.40})$$

Finalement nous obtenons :

$$P[I_s] = \Gamma^{-1}([V_s] - ([R_s] + [M_{sr}^s][M_r^s]^{-1}[R_r][M_r^s]^{-1}[M_{rs}^s])[I_s]) + \Gamma^{-1}[M_{sr}^s][M_r^s]^{-1}([R_r][M_r^s]^{-1} + (1 - S)w_N[K_{rs}^{SP}])[\Phi_r^s] \quad (\text{II.41})$$

Les équations (II.37) et (II.41) représentent le modèle triphasé de la machine asynchrone.

### II.4.3. Equations mécaniques :

L'équation de mouvement est donnée par:

$$\frac{dw}{dt} = \frac{1}{J}(C_e - C_r) - \frac{f}{J}w \quad (\text{II.42})$$

Le couple est donné par l'expression suivante :

$$C_e = P \frac{M_{sr}}{L_r} [(I_{sb}\Phi_{rc} - I_{sc}\Phi_{rb}) - (I_{sa}\Phi_{rc} - I_{sc}\Phi_{ra}) + (I_{sa}\Phi_{ra} - I_{sb}\Phi_{rb})] \quad (\text{II.43})$$

## II.5. Simulation de la machine asynchrone dans le régime normal:

Pour une machine asynchrone triphasée alimentée en tension, les tensions statoriques :  $U_{sa}$ ,  $U_{sb}$ ,  $U_{sc}$  représentent les variables de commande, et nous considérons les courants Statoriques :  $i_{sa}$ ,  $i_{sb}$ ,  $i_{sc}$

Les flux rotoriques  $\Phi_{ra}$ ,  $\Phi_{rb}$ ,  $\Phi_{rc}$  et la pulsation mécanique  $w$  comme variables d'état, le couple résistant  $C_r$  étant comme perturbation.

Considérant le modèle triphasé de la machine asynchrone et la matrice de transformation, on obtient un nouveau modèle triphasé qui peut être utilisé pour le diagnostic ainsi que pour la commande.

Pour ce nouveau modèle, on cherche à obtenir un système d'équation écrit sous forme : [9]

$$\begin{cases} \dot{X} = AX + BU \\ Y = CX \end{cases} \quad (\text{II.44})$$

[A]: Matrice d'évolution.

[B]: Matrice de commande.

[U] :  $[u_{sa} u_{sb} u_{sc} \ 0 \ 0 \ 0]^T$ : Vecteur de commande.

En choisissant les variables d'état:  $i_{sabc}$  et  $\Phi_{rabc}$  on obtient le vecteur [X]:

$$[X] = [i_{sa} i_{sb} i_{sc} \ \Phi_{ra} \ \Phi_{rb} \ \Phi_{rc}]^T$$

Après arrangement des équations, on obtient le système suivant :

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{di_{sa}}{dt} = K_{A1} i_{sa} + K_{A2} i_{sb} + K_{A3} i_{sc} + G_{A1} \Phi_{ra} + G_{A2} \Phi_{rb} + G_{A3} \Phi_{rc} + V_{A1} U_{sa} + V_{A2} U_{sb} + V_{A3} U_{sc} \\ \frac{di_{sb}}{dt} = K_{B1} i_{sa} + K_{B2} i_{sb} + K_{B3} i_{sc} + G_{B1} \Phi_{ra} + G_{B2} \Phi_{rb} + G_{B3} \Phi_{rc} + V_{B1} U_{sa} + V_{B2} U_{sb} + V_{B3} U_{sc} \\ \frac{di_{sc}}{dt} = K_{C1} i_{sa} + K_{C2} i_{sb} + K_{C3} i_{sc} + G_{C1} \Phi_{ra} + G_{C2} \Phi_{rb} + G_{C3} \Phi_{rc} + V_{C1} U_{sa} + V_{C2} U_{sb} + V_{C3} U_{sc} \\ \frac{d\Phi_{ra}}{dt} = f_{A1} i_{sa} - f_{A2} i_{sb} + f_{A3} i_{sc} + H_{A1} \Phi_{ra} + H_{A2} \Phi_{rb} + H_{A3} \Phi_{rc} \\ \frac{d\Phi_{rb}}{dt} = f_{B1} i_{sa} - f_{B2} i_{sb} + f_{B3} i_{sc} + H_{B1} \Phi_{ra} + H_{B2} \Phi_{rb} + H_{B3} \Phi_{rc} \\ \frac{d\Phi_{rc}}{dt} = f_{C1} i_{sa} - f_{C2} i_{sb} + f_{C3} i_{sc} + H_{C1} \Phi_{ra} + H_{C2} \Phi_{rb} + H_{C3} \Phi_{rc} \end{array} \right. \quad (II.45)$$

Par identification :

$$A = \begin{bmatrix} K_{A1} & K_{A2} & K_{A3} & G_{A1} & G_{A2} & G_{A3} \\ K_{B1} & K_{B2} & K_{B3} & G_{B1} & G_{B2} & G_{B3} \\ K_{C1} & K_{C2} & K_{C3} & G_{C1} & G_{C2} & G_{C3} \\ f_{A1} & f_{A2} & f_{A3} & H_{A1} & H_{A2} & H_{A3} \\ f_{B1} & f_{B2} & f_{B3} & H_{B1} & H_{B2} & H_{B3} \\ f_{C1} & f_{C2} & f_{C3} & H_{C1} & H_{C2} & H_{C3} \end{bmatrix}, B = \begin{bmatrix} V_{A1} & V_{A2} & V_{A3} & 0 & 0 & 0 \\ V_{B1} & V_{B2} & V_{B3} & 0 & 0 & 0 \\ V_{C1} & V_{C2} & V_{C3} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}, X = \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \\ \Phi_{ra} \\ \Phi_{rb} \\ \Phi_{rc} \end{bmatrix}, U = \begin{bmatrix} u_{sa} \\ u_{sb} \\ u_{sc} \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}$$

Les équations dans l'annexe B.

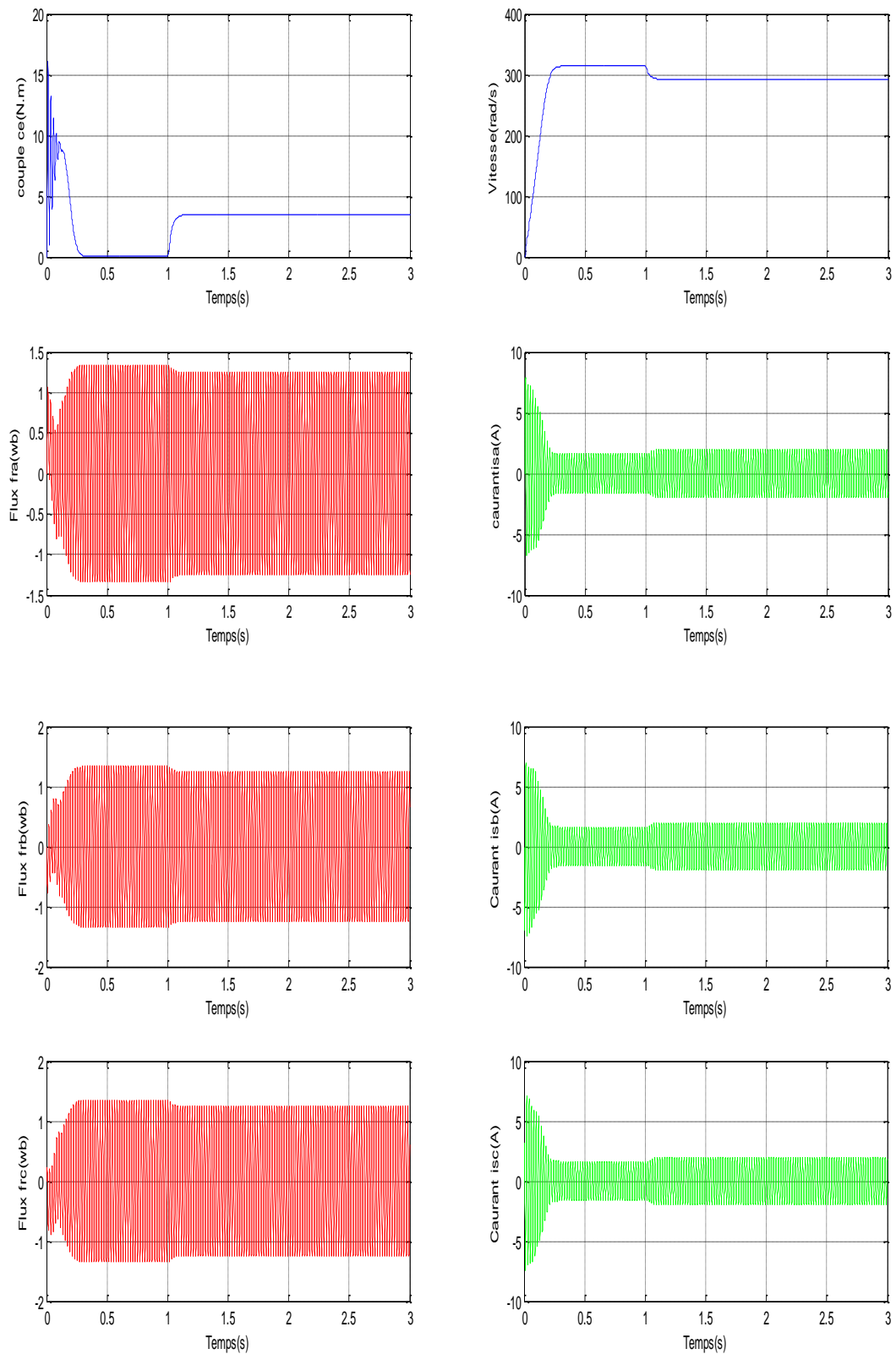
### II.5.1. Montage de simulation :

Démarrage à vide et application de couple résistant  $C_r=3.5$  N.m à l'instant 1s

Les tensions appliquées aux trois bobinages statoriques sont :

$$\begin{cases} V_{sa} = 311 \cdot \sin(\omega_s \cdot t) \\ V_{sb} = 311 \sin \left( \omega_s \cdot t - \frac{2\pi}{3} \right) \\ V_{sc} = 311 \sin \left( \omega_s \cdot t + \frac{2\pi}{3} \right) \end{cases}$$

### II.5.2. Résultats de simulation :



Figure(II.2) : résultats de simulation en régime normal de la machine.

### II.5.3. Interprétation des résultats :

Au démarrage à vide La vitesse en régime permanent se stabilise à une valeur proche de la vitesse du synchronisme car la machine tourne à vide, le couple atteint une valeur maximale de l'ordre de 3.5 fois le couple nominale. Ceci est dû aux bruits engendrés par la partie Mécanique, et après disparition du régime transitoire, il tend vers la valeur correspondante à la Charge nulle.

L'appel au courant est fort au démarrage, il est égal à environ sept fois le courant nominal. Au régime permanent, il reste le courant correspondant au comportement inductif du moteur à vide. Quant au courant rotorique, il est fort au démarrage puis il s'annule au régime permanent.

L'application de la charge, ( $C_r=3.5N.m$ ) provoque une diminution de la vitesse de rotation de même pour le flux rotorique, le couple électromagnétique atteint la valeur de couple résistant.

### II.6 Simulation de la machine en régime anormal :

Comme il est introduit dans le chapitre précédent, un des défauts les plus communs dans les machines électriques est le défaut entre spires dans le bobinage du stator. Dans cette partie, nous nous intéressons à la modélisation et l'étude de défauts entre spires de l'enroulement statorique. Un défaut entre spires indique dégradation de l'isolant entre deux spires d'un enroulement d'une même phase du stator. Le défaut d'isolation est modélisé par une résistance connectant deux points de la bobine, sa valeur dépend de la gravité du défaut. Le bobinage du stator de la machine avec défaut entre spires est représenté dans la figure (II.4). [7]

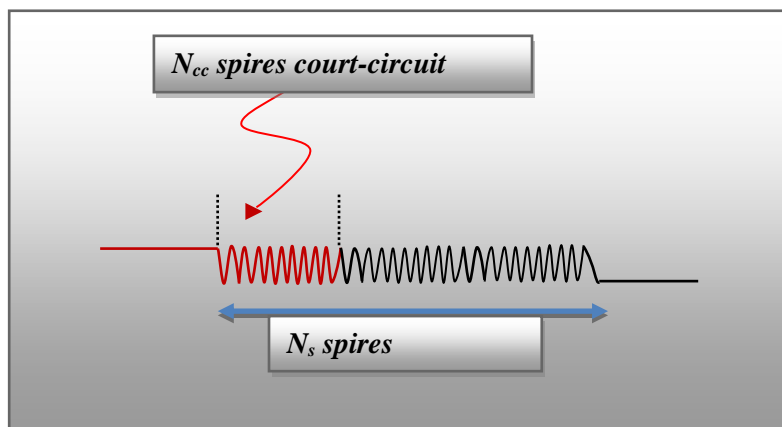


Figure (II.2) court-circuit entre les spires

Soit  $N_s$  le nombre de spires en régime sain de la machine asynchrone.

Un court-circuit statorique conduira à une diminution dans le nombre de spires de chaque phase statorique.

On définit les coefficients de court –circuit suivants :

$$\text{Coefficient de court –circuit relatif à la 1}^{\text{ère}} \text{ phase statorique: } K_{Sa} = N_{cc1}/N_s \quad (\text{II .46})$$

$$\text{Coefficient de court –circuit relatif à la 2}^{\text{ème}} \text{ phase statorique: } K_{Sb} = N_{cc2}/N_s \quad (\text{II .47})$$

$$\text{Coefficient de court –circuit relatif à la 3}^{\text{ème}} \text{ phase statorique: } K_{Sc} = N_{cc3}/N_s \quad (\text{II .48})$$

Le nombre de spires en court –circuit:  $N_{cc}$

Le nombre de spires utiles pour les trois phases statoriques, est alors donné par :

$$N_1 = N_s - N_{cc1} = (1 - K_{Sa})N_s = f_{sa}N_s \quad (\text{II .49})$$

$$N_2 = N_s - N_{cc2} = (1 - K_{Sb})N_s = f_{sb}N_s \quad (\text{II .50})$$

$$N_3 = N_s - N_{cc3} = (1 - K_{Sc})N_s = f_{sc}N_s \quad (\text{II .51})$$

Les matrices  $[R_s]$ ,  $[M_{sr}]$ ,  $[M_{rs}]$ ,  $[M_{ss}]$  et  $[L_{sf}]$  dépendent des trois coefficients  $f_{sa}$ ,  $f_{sb}$ ,  $f_{sc}$

Les inductances sont données par les expressions suivantes:

$$[L_{sf}] = \begin{bmatrix} f_{sa}^2 L_{sf} & 0 & 0 \\ 0 & f_{sb}^2 L_{sf} & 0 \\ 0 & 0 & f_{sc}^2 L_{sf} \end{bmatrix} \quad (\text{II .52})$$

$$[M_{ss}] = M_s \begin{bmatrix} f_{sa}^2 & -f_{sa}f_{sb}/2 & -f_{sa}f_{sc}/2 \\ -f_{sa}f_{sb}/2 & f_{sb}^2 & -f_{sc}f_{sb}/2 \\ -f_{sa}f_{sc}/2 & -f_{sc}f_{sb}/2 & f_{sc}^2 \end{bmatrix} \quad (\text{II .53})$$

$$[M_{sr}] = M \begin{bmatrix} f_{sa} \cos(\theta) & -f_{sa} \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & f_{sa} \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ f_{sb} \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & f_{sb} \cos(\theta) & f_{sb} \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ f_{sc} \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & f_{sc} \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & f_{sc} \cos(\theta) \end{bmatrix} \quad (\text{II .54})$$

$$\text{Avec: } [M_{sr}] = [M_{rs}]^T \quad (\text{II .55})$$

La matrice des résistances statoriques  $[R_s]$  est donnée par:

$$[R_s] = R_s \begin{bmatrix} f_{sa} & 0 & 0 \\ 0 & f_{sb} & 0 \\ 0 & 0 & f_{sc} \end{bmatrix} \quad (\text{II .56})$$

On remplace les matrices [Rs], [Mss], [Lsf], [Mrs], [Msr], dans le modèle triphasé obtenu, afin de pouvoir simuler les défauts statoriques en modifiant les coefficients  $f_{sa}, f_{sb}, f_{sc}$  selon le nombre de spires en court-circuit.

Dans notre simulation on prend les spires en court-circuit sont «30 Spires de 160 » dans la phase a

Donc ;  $N_1 = N_s - N_{cc1} = (1 - K_{sa})N_s = (1 - 0.1875) N_s \rightarrow \boxed{f_{sa}=0.8125, f_{sb}=1, f_{sc}=1.}$

Et d'autre fois en prend les spires en court-circuit sont «60 Spires de 160 » dans la phase a

Donc ;  $N_1 = N_s - N_{cc1} = (1 - K_{sa})N_s = (1 - 0.375) N_s \rightarrow \boxed{f_{sa}=0.625, f_{sb}=1, f_{sc}=1.}$

**II.6.1.montage de simulation :**

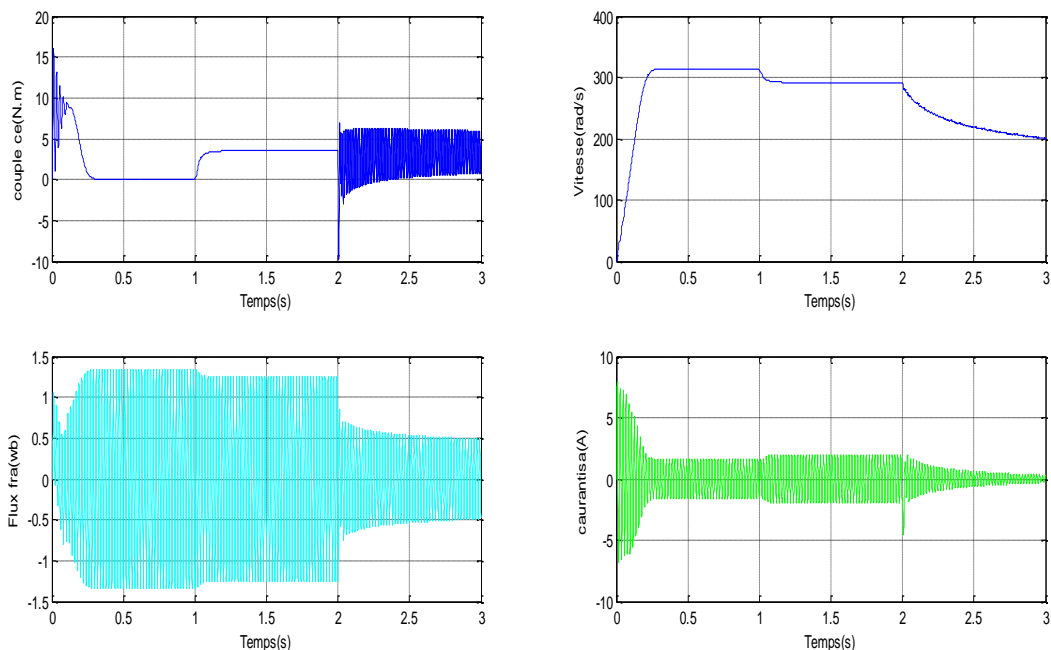
Les tensions appliquées aux trois bobinages statoriques sont les mêmes que le régime normal. Démarrage à vide et l'application de couple résistant  $C_r=3.5 \text{ N.m}$  à l'instant 1s.

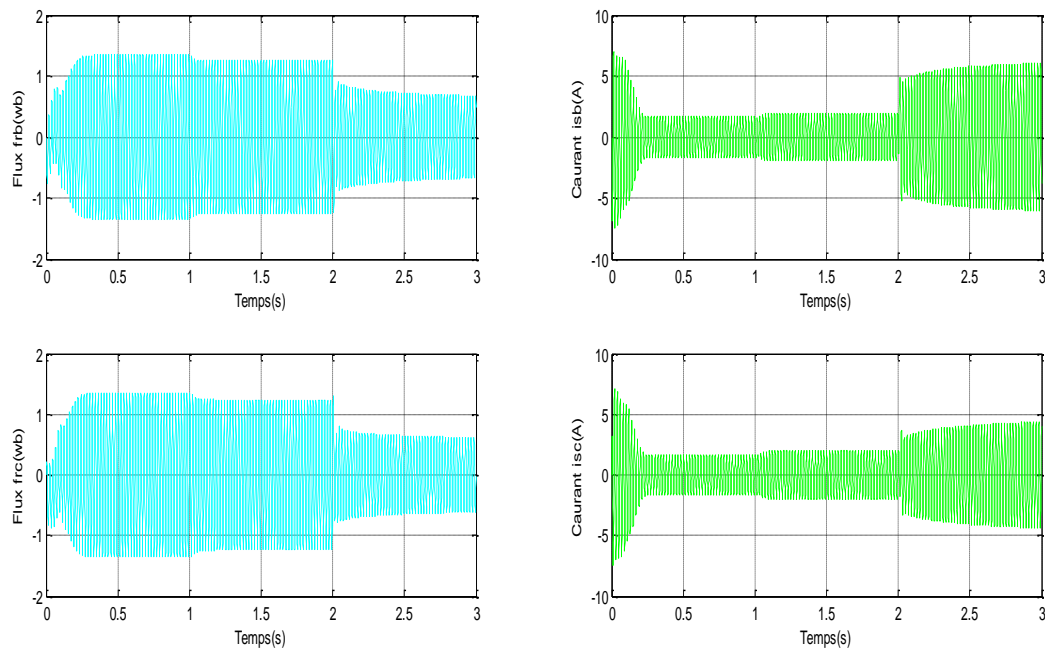
À  $t=2$  nous avons appliqué des défauts a la phase a:

- a. Coupure de la phase
- b. Court-circuit entre 18,75% spires de la phase
- c. Court-circuit entre 37,50% spires de la phase

**II.6.2. Résultats de simulation :**

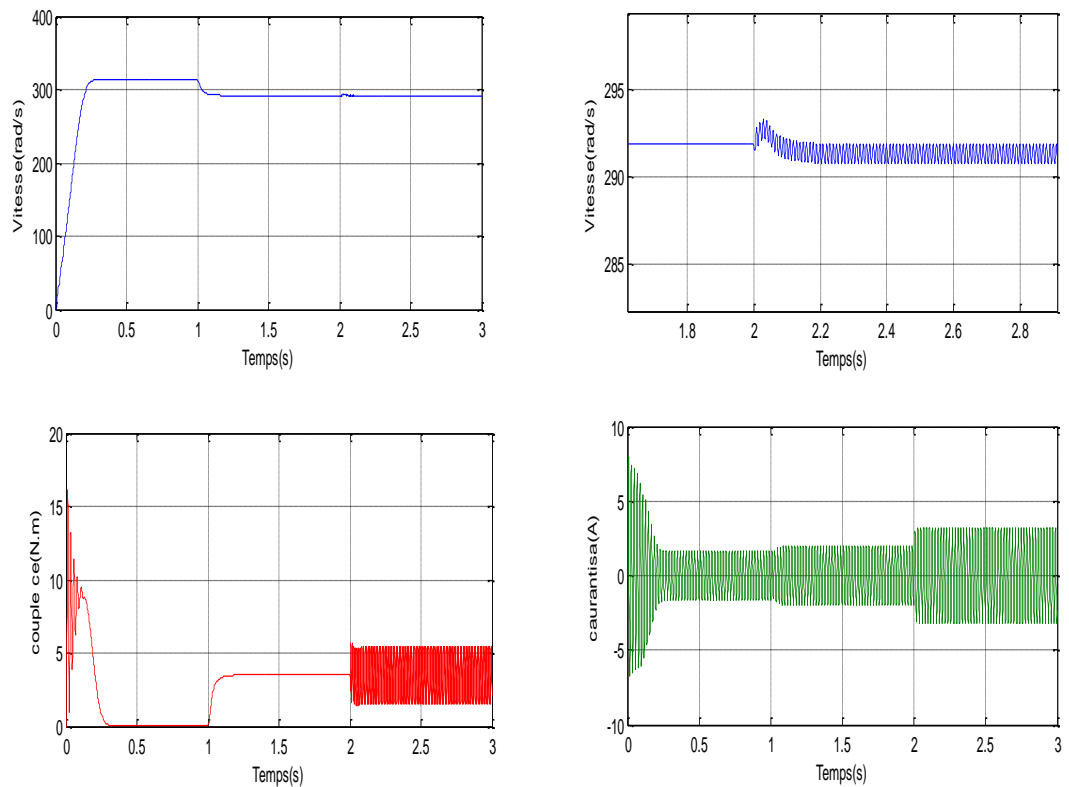
**A. Coupure de la phase A**

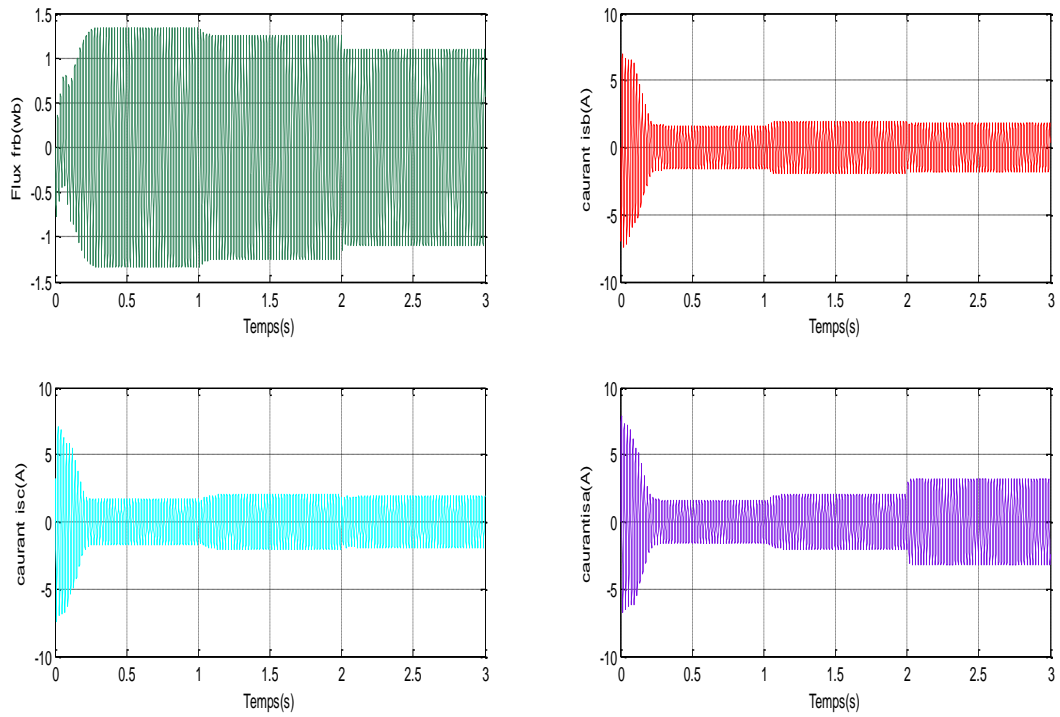




Figure(II.3): résultats de simulation pour une coupure de phase

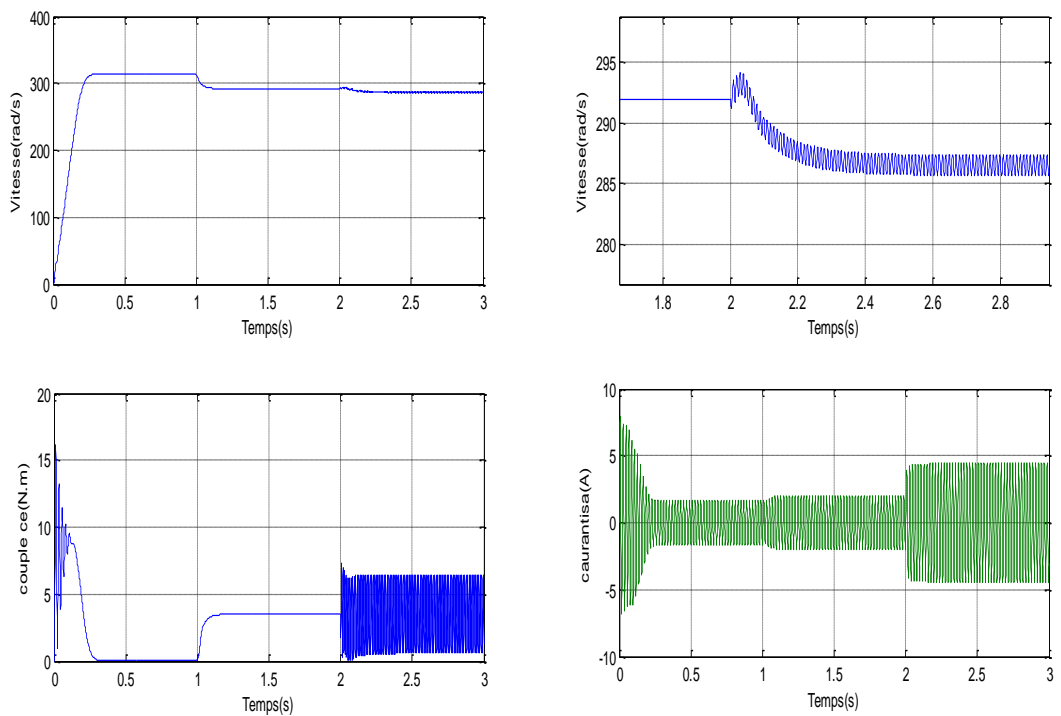
**b. Court-circuit entre 18,75% spires de la première phase :**

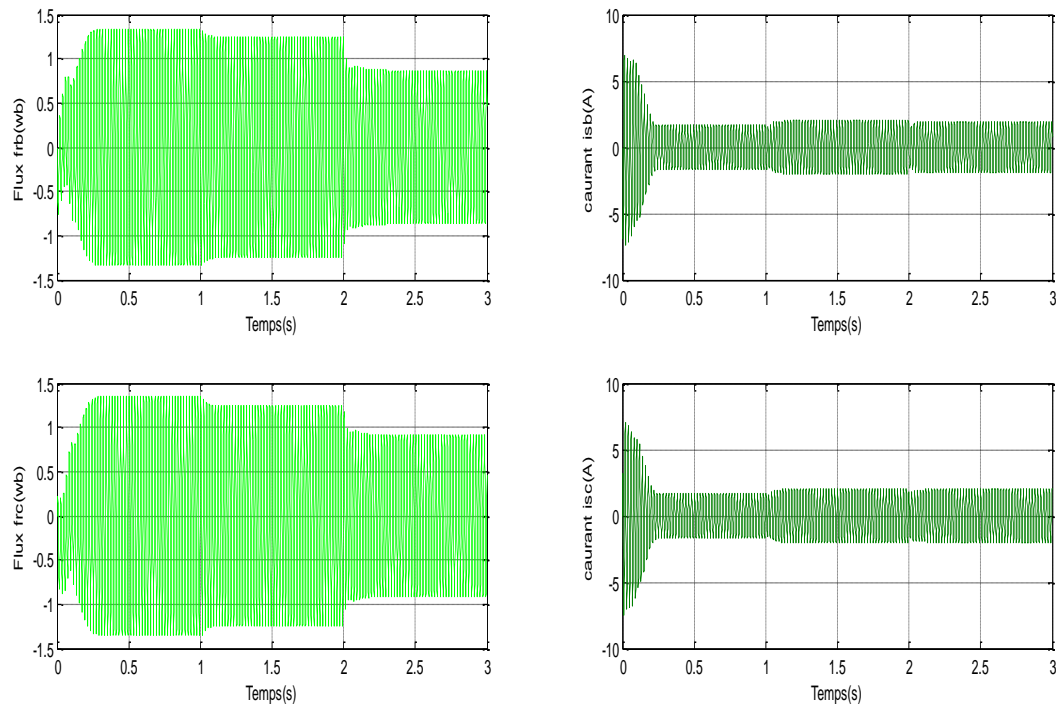




Figure(II.4): résultats de simulation pour un court circuit 18,75% entre spires de la phase

**c. Court-circuit entre 37,5% spires de la première phase :**





**Figure(II.5): résultats de simulation pour un court circuit 37.5% entre spires de la phase**

### II.6.3. Interprétation des résultats :

Dans les régimes anormaux de la machine :

- La coupure de la phase (a) provoque diminution de courant dans la même phase, et augmentation pour les autres phases (b, c), en remarque qu'il ya bruité de signal de couple électromagnétique dès a l'apparition de défaut.
- L'inductance propre de la phase infectée change dès a la court-circuit provoque changement des courants statoriques a cause de couplage magnétique,on observons qu'il ya diminution de vitesse et signal bruité de couple electromagnetique .
- Quand plus des spires en court-circuit plus évolution de courant de phase infectée, plus la diminution de vitesse et plus bruité de signal couple électromagnétique.

## II.7. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté la modélisation et la simulation du moteur asynchrone à cage d'écureuil en présence et en absence de défaut. Les résultats obtenus montrent la validité du modèle développé. Ce dernier a permis de révéler les signatures des défauts qui seront utilisées comme des valeurs indicatrices pour l'élaboration d'une commande tolérante ou un système de diagnostic des défauts. Le chapitre suivant, sera consacré à l'élaboration d'une commande robuste à savoir la commande par Backstepping.

## **Chapitre III :**

# **Commande Par Backstepping du Moteur à Induction**

### III.1.Introduction :

Pour des systèmes non linéaires ou ayant des paramètres non constants, ces lois de commande classique peuvent être insuffisantes car elles sont non robustes, surtout lorsque les exigences sur la précision et autres caractéristiques dynamiques du système sont strictes. On doit faire appel à des lois de commandes insensibles aux variations de paramètres aux perturbations et aux non linéarités.

On est donc conduit vers d'autres commandes plus compétitives, plus aptes à surmonter les non-linéarités et plus adaptées à la résolution des problèmes de robustesse. Les commandes à structures variables offrent ces propriétés. Elles ont été à l'issue des travaux élaborés par le mathématicien soviétique A.F.FILLIPOV. [5]

Cependant, la technique de commande par backstepping des systèmes non linéaires est une technique relativement récente. Elle est apparue à la fin des années 80. Cette technique offre une méthode systématique, en combinant la notion de contrôle de Lyapunov avec une procédure récursive de design. Cela permet de surmonter l'obstacle de la dimension et d'exploiter la souplesse de conception pour résoudre les problèmes de commande des systèmes d'ordre plus élevé, ne faisant pas nécessairement appel à la linéarisation. [5]

Dans ce chapitre, il sera question d'exposer le principe de la technique du backstepping avec application aux système afin de se familiariser avec cette technique en vue de l'appliquer à la commande de la machine asynchrone.

### III.2. Modalisation de la machine asynchrone :

La modalisation de la machine asynchrone est une phase essentielle pour l'élaboration de la commande backstepping ; le modèle peut être obtenu par l'application de la transformation de Park de la machine a induction, l'application de l'approche du backstepping à la commande de la machine asynchrone est basée sur le principe de l'orientation du flux rotorique.[4]

#### III.2.1. passage du système triphasé au système biphasé:

La transformation de PARK permet le passage du système triphasé au système biphasé en faisant correspondre aux variables réelles leur composante homopolaire, directe et en quadrature : [12]

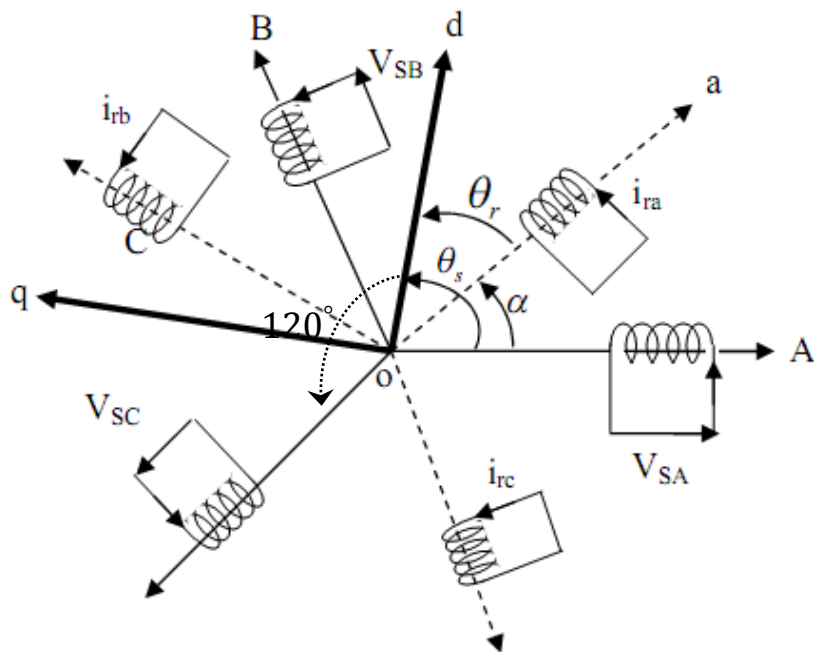


Figure (III.1) : Passage du système triphasé au système biphasé et inversement.

- $\theta_a$  : représente l'angle instantané entre la phase de l'axe  $X_a$  et l'axe  $U$ .
- $\omega_a = \frac{d\theta_a}{dt}$  : Vitesse angulaire de rotation du système d'axes biphasés par rapport aux systèmes d'axes triphasés.

Selon la figure (III.1) la projection du vecteur  $(V_{sa}, V_{sb}, V_{sc})$  sur l'axe biphasé nous donne :

$$\begin{cases} V_{su} = \frac{2}{3} \left( V_{sa} \cdot \cos \theta_a + V_{sb} \cdot \cos \left( \theta_a - \frac{2\pi}{3} \right) + V_{sc} \cdot \cos \left( \theta_a - \frac{4\pi}{3} \right) \right) \\ V_{sv} = -\frac{2}{3} \left( V_{sa} \cdot \sin \theta_a + V_{sb} \cdot \sin \left( \theta_a - \frac{2\pi}{3} \right) + V_{sc} \cdot \sin \left( \theta_a - \frac{4\pi}{3} \right) \right) \end{cases} \quad (III.1)$$

Le terme «  $\frac{2}{3}$  » exprime le passage du système triphasé au système biphasé.

On ajoute l'expression homopolaire  $V_{so}$  à l'équation (III.1) pour équilibrer la transformation

$$V_{so} = \frac{1}{3} (V_{sa} + V_{sb} + V_{sc}) \quad (III.2)$$

La composante homopolaire  $V_{so}$  est nulle pour les systèmes triphasés équilibrés. D'après les équations (III.9) et (III.10) on trouve :

$$\begin{bmatrix} V_{su} \\ V_{sv} \\ V_{so} \end{bmatrix} = [P(\theta_a)] \begin{bmatrix} V_{sa} \\ V_{sb} \\ V_{sc} \end{bmatrix} \quad (III.3)$$

Le passage du système triphasé au système biphasé s'obtient à partir de la matrice  $[P(\theta_a)]$  :

$$[P(\theta_a)] = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\theta_a) & \cos\left(\theta_a - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta_a - \frac{4\pi}{3}\right) \\ -\sin(\theta_a) & -\sin\left(\theta_a - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta_a - \frac{4\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad (\text{III.4})$$

Les composantes triphasées sont obtenues à partir des variables biphasées ( $V_{su}, V_{sv}$ ) comme suit :

$$\begin{bmatrix} V_{sa} \\ V_{sb} \\ V_{sc} \end{bmatrix} = [P(\theta_a)]^{-1} \begin{bmatrix} V_{su} \\ V_{sv} \\ V_{so} \end{bmatrix} \quad (\text{III.5})$$

La matrice inverse de la transformation de Park est donnée par :

$$[P(\theta_a)]^{-1} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\theta_a) & \sin(\theta_a) & \frac{1}{2} \\ \cos\left(\theta_a - \frac{2\pi}{3}\right) & \sin\left(\theta_a - \frac{2\pi}{3}\right) & \frac{1}{2} \\ \cos\left(\theta_a - \frac{4\pi}{3}\right) & \sin\left(\theta_a - \frac{4\pi}{3}\right) & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad (\text{III.6})$$

La transformation de PARK consiste à appliquer aux courants, tensions et flux, un changement de variable faisant intervenir l'angle entre l'axe des enroulements et l'axe (u, v). Les équations (III.1), (III.2) donnent alors lieu au système suivant après le développement du calcul .

$$\begin{bmatrix} V_{su} \\ V_{sv} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{su} \\ I_{sv} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{su} \\ \Phi_{sv} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\omega_a \\ \omega_a & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Phi_{su} \\ \Phi_{sv} \end{bmatrix} \quad (\text{III.7})$$

$$\begin{bmatrix} V_{ru} \\ V_{rv} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 \\ 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{ru} \\ I_{rv} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{rs} \\ \Phi_{rv} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -(\omega_a - \omega) \\ (\omega_a - \omega) & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Phi_{ru} \\ \Phi_{rv} \end{bmatrix} \quad (\text{III.8})$$

### III.2.2. Equations magnétiques :

De même, l'équation (III.5), et on obtient :

$$\begin{bmatrix} \Phi_{su} \\ \Phi_{sv} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & M \\ M & L_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{su} \\ I_{sv} \end{bmatrix} \quad (\text{III.9})$$

$$\begin{bmatrix} \Phi_{ru} \\ \Phi_{rv} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & M \\ M & L_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{ru} \\ I_{rv} \end{bmatrix} \quad (\text{III.10})$$

- $L_s = l_s - M_s$  : Inductance propre cyclique du stator.
- $L_r = l_r - M_r$  : Inductance propre cyclique du rotor.
- $M = \frac{3}{2}M_0$  : Inductance mutuelle cyclique entre stator et rotor.

### III.2.3. choix du référentiel :

comme l'indique la figure (III.2), il existe trois choix d'orientation de ce repère qui dépend des objectifs de l'application.

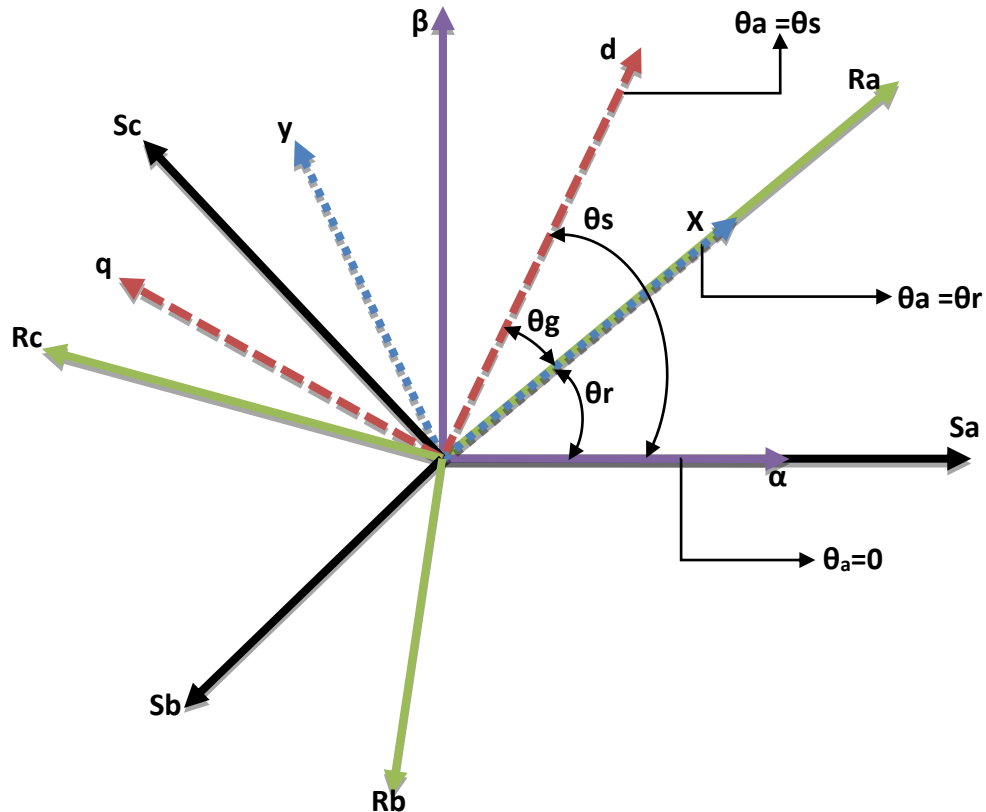


Figure (III.2) : Définition des axes réels du moteur asynchrone triphasé par rapport aux différents référentiels

#### III.2.3.1. Repère lié au stator ( $\alpha, \beta$ ) :

Dans ce cas  $\omega_s = \frac{d\theta_s}{dt} = 0$

Ce référentiel est immobile par rapport au stator, utilisé pour l'étude du démarrage et freinage des machines à courants alternatif avec branchement de résistances. [5]

#### III.2.3.2. Repère lié au rotor ( $x, y$ ) :

Dans ce cas  $\frac{d\theta_a}{dt} = \omega_a = \omega_r$

Ce référentiel est immobile par rapport au rotor, utilisé pour l'étude des régimes transitoires dans les machines asynchrone et synchrone. [5]

**III.2.3.3. Repère liée au champ tournant(d.q) :**

Dans ce cas  $\omega_s = \frac{d\theta_s}{dt} = \omega_a$

Ce repère est utilisé généralement pour réaliser la commande vectorielle du fait que les grandeurs de réglage deviennent continues. [5]

**III.2.4. Equation électromagnétique :**

Le couple électromagnétique est exprimé par quatre formules selon le choix des variables d'états (flux statorique/rotorique et courant statorique/rotorique) : [12]

$$C_e = P[\Phi_{su}I_{sv} - \Phi_{sv}I_{su}] \quad (\text{III.11})$$

$$C_e = P[\Phi_{rv}I_{ru} - \Phi_{ru}I_{rv}] \quad (\text{III.12})$$

$$C_e = \frac{PM}{L_s} [\Phi_{su}I_{rv} - \Phi_{sv}I_{ru}] \quad (\text{III.13})$$

$$C_e = \frac{PM}{L_s} [\Phi_{ru}I_{sv} - \Phi_{rv}I_{su}] \quad (\text{III.14})$$

P : Nombre de pair de pôles.

**III.2.5. Equation mécanique :**

L'équation mécanique est donnée par :

$$J \frac{d\Omega}{dt} = C_e - C_r - f_r \Omega \quad (\text{III.15})$$

Avec :  $\Omega = \frac{\omega}{P}$

Où :

$C_e$  : Couple moteur de la machine (électromagnétique).

$C_r$  : Le couple résistant.

$f_r$  : Le coefficient de frottement.

$\Omega$  : Vitesse mécanique de rotation du rotor.

P : Nombre de paires de pôles de la machine.

$\omega$  : Vitesse électrique du rotor par rapport au stator.

**III.3. Modèle de la machine asynchrone dans le référentiel lié au stator( $\alpha, \beta$ ) :**

le modèle de la machine asynchrone décrite par le système d'équation peut être représenté sous la forme d'état suivant : [6]

$$\begin{cases} \dot{X} = AX + BU \\ Y = CX \end{cases} \quad (\text{III.16})$$

Avec :

- $X$  : vecteur d'état,
- $Y$  : vecteur de sortie,
- $A$  : matrice d'évolution d'état du système,
- $B$  : matrice de commande (d'entrée),
- $U$  : vecteur du système de commande,
- $C$  : matrice d'observation.

Les équations d'état de la partie électrique de notre modèle s'obtiennent en substituant les flux dans les équations des tensions (III.8) puis en isolant les dérivées des courants et des flux. On obtient alors le système d'équations (III.17) suivant :

$$\begin{cases} \dot{i}_{s\alpha} = -\gamma i_{s\alpha} + \frac{k}{T_r} \phi_{r\alpha} + k\omega \phi_{r\beta} + \frac{1}{\sigma L_s} v_{s\alpha} \\ \dot{i}_{s\beta} = -\gamma i_{s\beta} + k\omega \phi_{r\alpha} + \frac{k}{T_r} \phi_{r\beta} + \frac{1}{\sigma L_s} v_{s\beta} \\ \dot{\phi}_{r\alpha} = \frac{M}{T_r} i_{s\alpha} - \frac{1}{T_r} \phi_{r\alpha} - \omega \phi_{r\beta} \\ \dot{\phi}_{r\beta} = \frac{M}{T_r} i_{s\beta} + \omega \phi_{r\alpha} - \frac{1}{T_r} \phi_{r\beta} \end{cases} \quad (\text{III.17})$$

Par identification :

$$A = \begin{bmatrix} -\gamma & 0 & \frac{k}{T_r} & k\omega \\ 0 & -\gamma & -k\omega & \frac{k}{T_r} \\ \frac{M}{T_r} & 0 & -\frac{1}{T_r} & -\omega \\ 0 & \frac{M}{T_r} & \omega & -\frac{1}{T_r} \end{bmatrix}, \quad B = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}, \quad C = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (III.18)$$

$$X = \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \\ \phi_{r\alpha} \\ \phi_{r\beta} \end{bmatrix}, \quad U = \begin{bmatrix} v_{s\alpha} \\ v_{s\beta} \end{bmatrix} \quad (III.19)$$

Avec :

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

De (II.24), l'expression du couple électromagnétique exprimé dans notre référentiel  $(\alpha, \beta)$ , et celle du mouvement sont donnée par :

$$\begin{cases} C_{em} = \frac{pM}{L_r} (\phi_{r\alpha} i_{s\beta} - \phi_{r\beta} i_{s\alpha}) \\ J \frac{d\Omega}{dt} + C_r + f_r \Omega = C_{em} \end{cases} \quad (III.20)$$

## II.4. Commande robuste par backstepping de la MAS :

### III.4.1. Fonction de Lyapunov :

La fonction de Lyapunov est une fonction scalaire positive pour les variables d'état du système. L'idée est de choisir une fonction scalaire pour garantir l'attraction des variables à contrôler vers sa valeur de référence. [6]

Nous définissons la fonction de Lyapunov comme suit :

$$V = \frac{1}{2} e_1^2$$

La dérivée de cette fonction est :

$$\dot{V}_1 = e_1 * \dot{e}_1$$

Pour que la fonction puisse décroître, il suffit d'assurer que sa dérivée est négative. D'où la condition de convergence exprimée par :  $e_1 \dot{e}_1 < 0$

### III.4.2. Principe de la commande par backstepping :

La technique de commande par Backstepping est une méthode de synthèse en non linéaire. Il s'agit de choisir au départ une fonction de Lyapunov pour le premier sous-système et de l'augmenter au fur et à mesure que l'on stabilise les différents sous-systèmes successifs, pour aboutir enfin à une fonction de Lyapunov globale qui stabilise le système global. L'application du Backstepping à la commande de la machine asynchrone est divisée en trois étapes. [8]

### III.4.3. Application de commande Backstepping à la MAS :

En considérons le modèle de la machine asynchrone dans le système d'axe ( $\alpha, \beta$ ) et qui inclut les dynamiques électrique et mécanique de la machine [10] :

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{d\Omega}{dt} = \frac{PM}{JL_r} (\Phi_{r\alpha} I_{s\beta} - \Phi_{r\beta} I_{s\alpha}) - \frac{f_r}{J} \Omega - \frac{C_r}{J} \\ \frac{d\Phi_{r\alpha}}{dt} = -\frac{R_r}{L_r} \Phi_{r\alpha} - P\Omega \Phi_{r\beta} + \frac{R_r}{L_r} M I_{s\alpha} \\ \frac{d\Phi_{r\beta}}{dt} = -\frac{R_r}{L_r} \Phi_{r\beta} + P\Omega \Phi_{r\alpha} + \frac{R_r}{L_r} M I_{s\beta} \\ \frac{dI_{s\alpha}}{dt} = \frac{MR_r}{\sigma L_s L_r^2} \Phi_{r\alpha} + \frac{PM}{\sigma L_s L_r} \Omega \Phi_{r\beta} - \left( \frac{M^2 R_r + L_r^2 R_s}{\sigma L_s L_r^2} \right) I_{s\alpha} + \frac{1}{\sigma L_s} V_{s\alpha} \\ \frac{dI_{s\beta}}{dt} = \frac{MR_r}{\sigma L_s L_r^2} \Phi_{r\beta} + \frac{PM}{\sigma L_s L_r} \Omega \Phi_{r\alpha} - \left( \frac{M^2 R_r + L_r^2 R_s}{\sigma L_s L_r^2} \right) I_{s\beta} + \frac{1}{\sigma L_s} V_{s\beta} \end{array} \right. \quad (\text{III.21})$$

Le modèle (III.21) est un système fortement couplé, multi variables et non linéaire. Ces propriétés compliquent toujours la commande de la machine asynchrone. La transformation du flux orienté est toujours utilisée pour simplifier le modèle. Cette transformation change le modèle d'état  $(\alpha, \beta)$ , à un nouveau repère  $(d, q)$ .

La position du rotor est définie par l'angle  $\theta_s$  donné par :

$$\theta_s = \arctan\left(\frac{\Phi_{r\beta}}{\Phi_{r\alpha}}\right) \quad (III.22)$$

La transformation entre les systèmes  $(\alpha, \beta)$ , et  $(d, q)$  se fait comme suit :

$$\begin{bmatrix} x_d \\ x_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta_s) & \sin(\theta_s) \\ \sin(\theta_s) & \cos(\theta_s) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} \quad (III.23)$$

Où le paramètre « x » peut être courant « I », flux «  $\Phi$  » ou tension « V »

$$\begin{cases} I_{sd} = \frac{\Phi_{r\alpha} I_{s\alpha} + \Phi_{r\beta} I_{s\beta}}{\sqrt{\Phi_{r\alpha}^2 + \Phi_{r\beta}^2}} \\ I_{sq} = \frac{\Phi_{r\alpha} I_{s\beta} - \Phi_{r\beta} I_{s\alpha}}{\sqrt{\Phi_{r\alpha}^2 + \Phi_{r\beta}^2}} \\ \Phi_{rd} = \sqrt{\Phi_{r\alpha}^2 + \Phi_{r\beta}^2} \\ \Phi_{rq} = 0 \end{cases}$$

L'application de cette transformation au système (III.21) conduit au nouveau modèle de

La machine dans le repère  $(d, q)$  donné par :

$$\begin{cases} \frac{d\Omega}{dt} = \frac{\mu}{J} \Phi_d I_{sq} - \frac{f_r}{J} \Omega - \frac{c_r}{J} \\ \frac{d\Phi_d}{dt} = -\alpha \Phi_d + \alpha M I_{sd} \\ \frac{dI_{sd}}{dt} = -\eta I_{sd} + \alpha \beta \Phi_d + P\Omega I_{sq} + \alpha M \frac{I_{sq}^2}{\Phi_d} + \frac{1}{\sigma L_s} V_{sd} \\ \frac{dI_{sq}}{dt} = -\eta I_{sq} - \beta P\Omega \Phi_d - P\Omega I_{sd} - \alpha M \frac{I_{sq} I_{sd}}{\Phi_d} + \frac{1}{\sigma L_s} V_{sq} \end{cases} \quad (III.24)$$

Avec :

$$\Phi_{rd} = \Phi_d, \Phi_{rq} = 0$$

$$\mu = \frac{PM}{L_r}, \quad \alpha = \frac{R_r}{L_r}, \quad \eta = \frac{M^2 R_r + L_r^2 R_s}{\sigma L_s L_r^2} \quad \text{et} \quad \beta = \frac{M}{\sigma L_s L_r}$$

Le modèle (III.24) est plus adapté à l'application de la commande Backstepping. L'idée de base de la technique Backstepping est de choisir récursivement quelques fonctions appropriées d'état comme des entrées virtuelles de commande pour des sous-systèmes du premier ordre du système global. Ce qui implique, que l'application du Backstepping est divisée en plusieurs étapes.

▪ **1<sup>ère</sup> Étapes :**

On définit les erreurs  $e_1$  et  $e_2$  représentant respectivement l'erreur entre la vitesse réelle  $\Omega$  et la vitesse de référence  $\Phi_{ref}$  et l'erreur entre le module de flux  $\Phi_d$  et sa référence  $\Phi_{ref}$  :

$$\begin{cases} e_1 = \Omega_{ref} - \Omega \\ e_2 = \Phi_{ref} - \Phi_d \end{cases} \quad (III.25)$$

Et leurs dynamiques sont données par :

$$\begin{cases} \dot{e}_1 = \dot{\Omega}_{ref} - \dot{\Omega} = \dot{\Omega}_{ref} - \frac{\mu}{J} \Phi_d I_{sq} + \frac{f_r}{J} \Omega + \frac{C_r}{J} \\ \dot{e}_2 = \dot{\Phi}_{ref} - \dot{\Phi}_d = \dot{\Phi}_{ref} + \alpha \Phi_d - \alpha M I_{sd} \end{cases} \quad (III.26)$$

La première fonction de Lyapunov est choisi tel que :

$$V_1 = \frac{1}{2}(e_1^2 + e_2^2) \quad (III.27)$$

Sa dérivée est :

$$\dot{V}_1 = e_1 \dot{e}_1 + e_2 \dot{e}_2 = e_1 \left( \dot{\Omega}_{ref} - \frac{\mu}{J} \Phi_d I_{sq} + \frac{f_r}{J} \Omega + \frac{C_r}{J} \right) + e_2 (\dot{\Phi}_{ref} + \alpha \Phi_d - \alpha M I_{sd}) \quad (III.28)$$

Les objectifs de poursuite sont réalisés ( $\dot{V}_1 < 0$ ) en choisissant les références des composantes du courant qui représentent les fonctions stabilisantes comme suit :

$$\begin{cases} (I_{sq})_{ref} = \frac{1}{\Phi_d \mu} \left[ k_1 e_1 + \dot{\Omega}_{ref} + \frac{f_r}{J} \Omega + \frac{C_r}{J} \right] \\ (I_{sd})_{ref} = \frac{1}{\alpha M} [k_2 e_2 + \dot{\Phi}_{ref} + \alpha \Phi_d] \end{cases} \quad (III.29)$$

Où :

$k_1, k_2$  Des constantes positives.

La dérivée de la fonction de Lyapunov devient :

$$\dot{V}_1 = -k_1 \dot{e}_1^2 - k_2 \dot{e}_2^2 < 0 \quad (III.30)$$

Alors,  $(I_{sd}, I_{sq})_{ref}$  dans (III.29) sont asymptotiquement stables.

▪ 2<sup>eme</sup> Étapes :

On définit les autres erreurs concernant les composantes du courant statorique et leurs références

$$\begin{cases} e_3 = (I_{sq})_{ref} - I_{sq} = \frac{1}{\Phi_d \mu} \left[ k_1 e_1 + \dot{\Omega}_{ref} + \frac{f_r}{J} \Omega + \frac{C_r}{J} \right] - I_{sq} \\ e_4 = (I_{sd})_{ref} - I_{sd} = \frac{1}{\alpha M} \left[ k_2 e_2 + \dot{\Phi}_{ref} + \alpha \Phi_d \right] - I_{sd} \end{cases} \quad (III.31)$$

Avec cette définition et en tenant compte du système (III.26), les dynamiques de  $e_1$  et  $e_2$  s'écrivent :

$$\begin{cases} \dot{e}_1 = -k_1 e_1 + \frac{\mu}{J} \Phi_d e_3 \\ \dot{e}_2 = -k_2 e_2 + \alpha M e_4 \end{cases} \quad (III.32)$$

La dynamique du système (III.31) est donnée par :

$$\begin{cases} \dot{e}_3 = (\dot{I}_{sq})_{ref} - \dot{I}_{sq} = (\dot{I}_{sq})_{ref} - \delta_1 - \frac{1}{\sigma L_s} V_{sq} \\ \dot{e}_4 = \frac{1}{\alpha M} (k_2 \dot{e}_2 + \ddot{\Phi}_{ref} + \alpha \dot{\Phi}_d) - \dot{I}_{sd} = (\dot{I}_{sd})_{ref} - \delta_2 - \frac{1}{\sigma L_s} V_{sd} \end{cases} \quad (III.33)$$

Où :

$$\begin{cases} \delta_1 = -\eta I_{sq} - \beta P \Omega \Phi_d - P \Omega I_{sd} - \alpha M \frac{I_{sq} I_{sd}}{\Phi_d} \\ \delta_2 = -\eta I_{sd} + \alpha \beta \Phi_d + P \Omega I_{sq} + \alpha M \frac{I_{sq}^2}{\Phi_d} \end{cases} \quad (III.34)$$

Les lois de commande réelles de la machine  $V_{sd}$  et  $V_{sq}$  apparaissent dans (III.33), alors on peut aller à l'étape finale.

La fonction de Lyapunov finale est donnée par :

$$V_2 = \frac{1}{2} (e_1^2 + e_2^2 + e_3^2 + e_4^2) \quad (III.35)$$

Sa dérivée par rapport au temps est :

$$\dot{V}_2 = e_1 \dot{e}_1 + e_2 \dot{e}_2 + e_3 \dot{e}_3 + e_4 \dot{e}_4 \quad (III.36)$$

Qui peut être réécrite sous la forme suivante :

$$\begin{aligned} \dot{V}_2 = & -K_1 e_1^2 - K_2 e_2^2 - K_3 e_3^2 - K_4 e_4^2 + e_3 \left( k_3 e_3 + (\dot{I}_{sq})_{ref} - \delta_1 - \frac{1}{\sigma L_s} V_{sq} \right) + e_4 \left( k_4 e_4 + \right. \\ & \left. (\dot{I}_{sd})_{ref} - \delta_2 - \frac{1}{\sigma L_s} V_{sd} \right) \end{aligned} \quad (III.37)$$

Où:

$k_1, k_2$  des constantes positives.

Les tensions de commande  $V_{sd}$  et  $V_{sq}$  sont choisi comme :

$$\begin{cases} V_{sd} = \sigma L_s (k_4 e_4 + (i_{sd})_{ref} - \delta_2) \\ V_{sq} = \sigma L_s (k_3 e_3 + (i_{sq})_{ref} - \delta_1) \end{cases} \quad (III.38)$$

Ce qui rend:  $\dot{V}_2 < 0$

Donc (III.37) peut être exprimé par :

$$\begin{cases} \dot{e}_3 = -k_3 e_3 - \frac{\mu}{J} e_1 \\ \dot{e}_4 = -\alpha M e_2 - k_4 e_4 \end{cases} \quad (III.39)$$

Et à partir des équations (III.32) et (III.39), on peut écrire :

$$\dot{E} = A \cdot E \quad (III.40)$$

Où :

$$A = \begin{bmatrix} -k_1 & 0 & \frac{\mu}{J} & 0 \\ 0 & -k_2 & 0 & \alpha M \\ -\frac{\mu}{J} & 0 & -k_3 & 0 \\ 0 & -\alpha M & 0 & -k_4 \end{bmatrix}, \quad E = \begin{bmatrix} e_1 \\ e_2 \\ e_3 \\ e_4 \end{bmatrix}$$

$\Phi_d$  : Constant (on néglige le régime transitoire).

La stabilité de la commande est obtenue si et seulement si la matrice A est hurwitzienne (avec des racines à parties réelles négatives) ce qui est vérifié par un bon choix des gains ( $k_1, k_2, k_3, k_4$ )

### III.5. Structure générale de la commande par Backstepping :

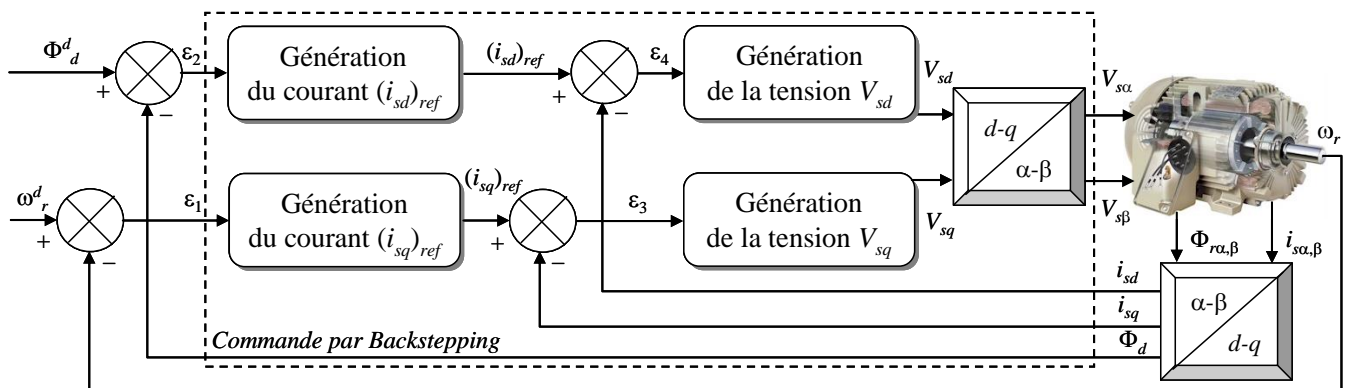
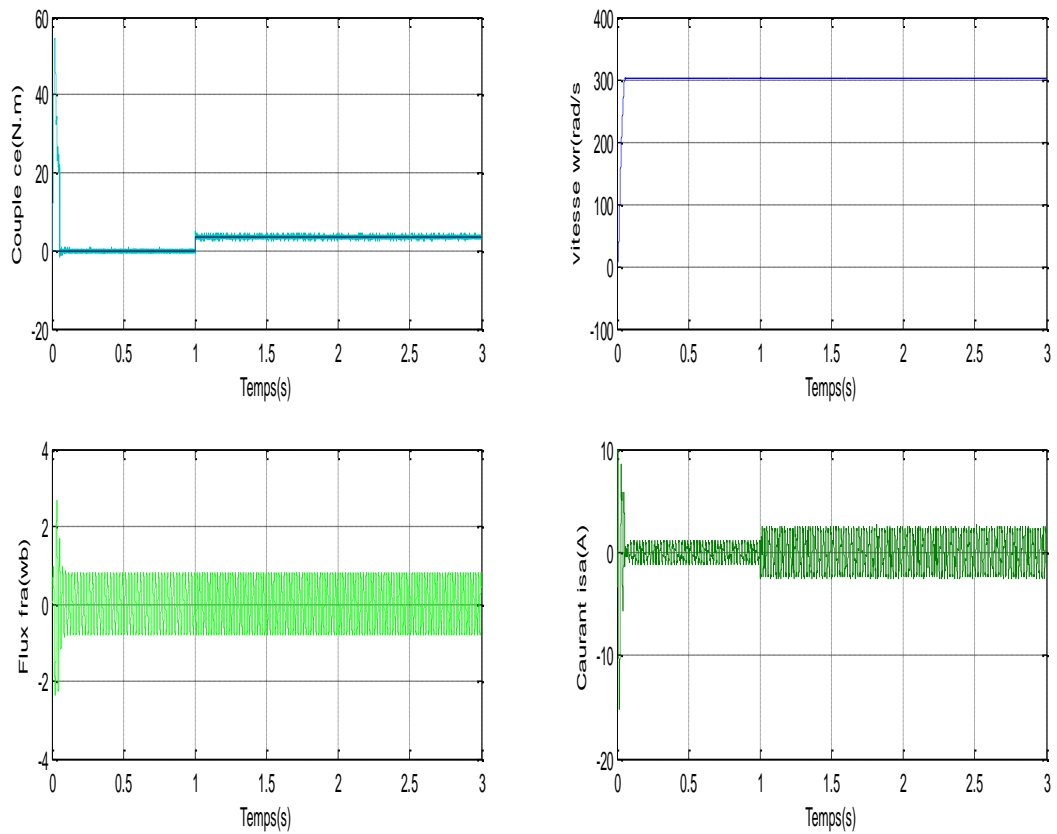


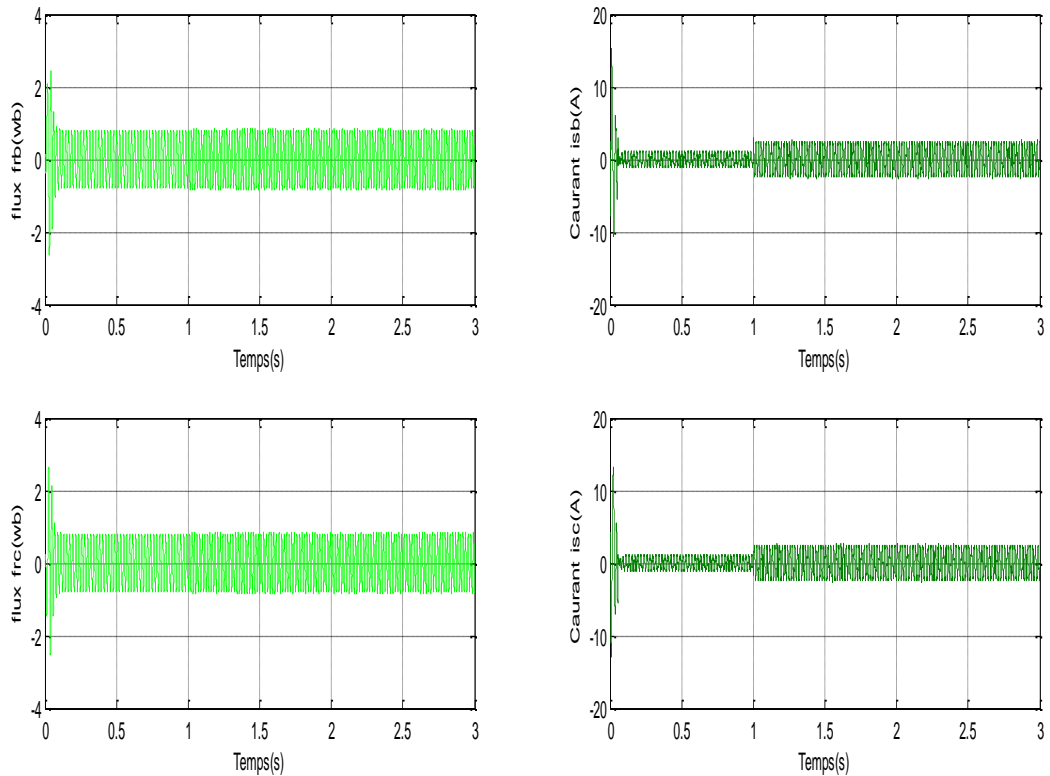
Figure (III.3) : Structure générale de la commande par Backstepping de la MAS.

### III.6. Simulation de la commande backstepping pour MAS:

#### III.6.1. simulation de la backstepping dans le régime normal de la machine :

Démarrage à vide et application de couple résistant  $C_r=3.5$  N.m à l'instant 1s





**Figure(III.4) : résultats de simulation de la commande backstepping sur la machine (régime normal).**

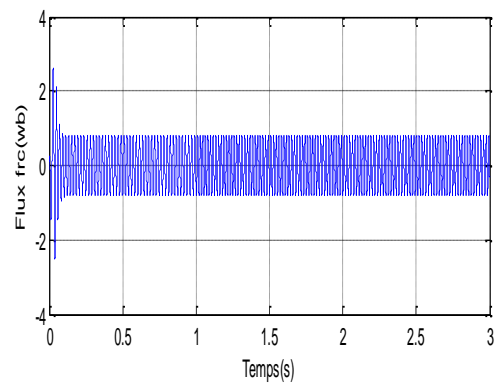
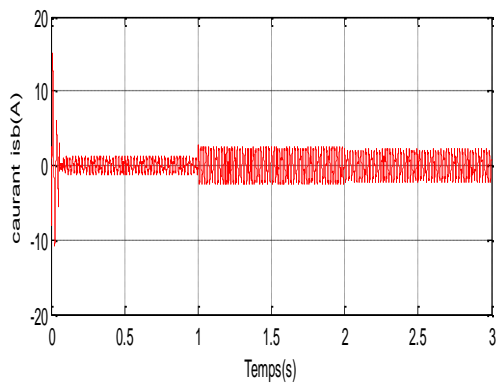
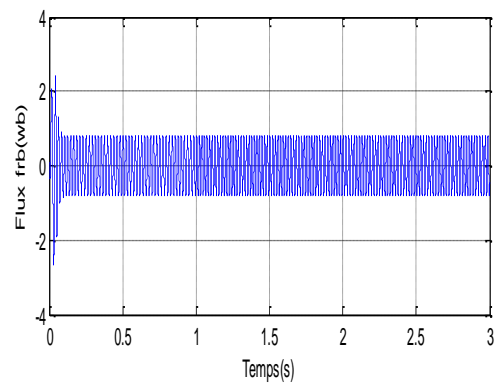
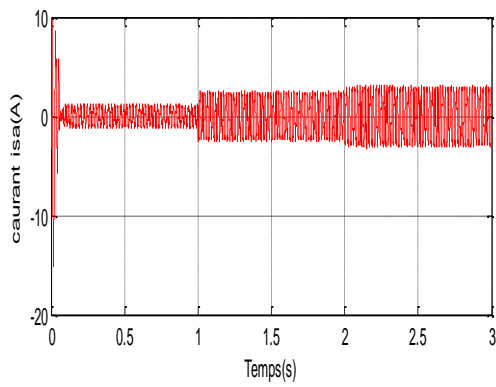
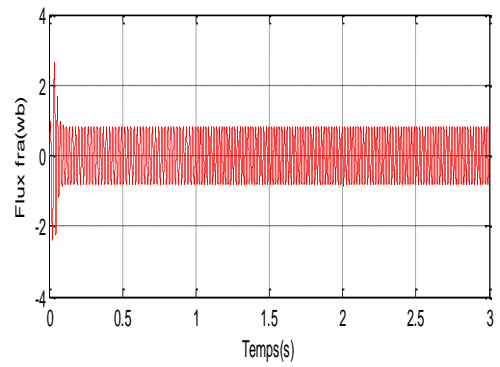
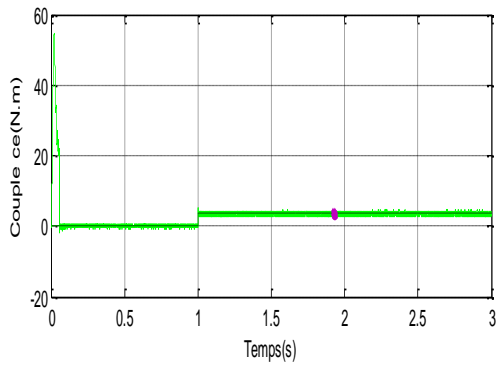
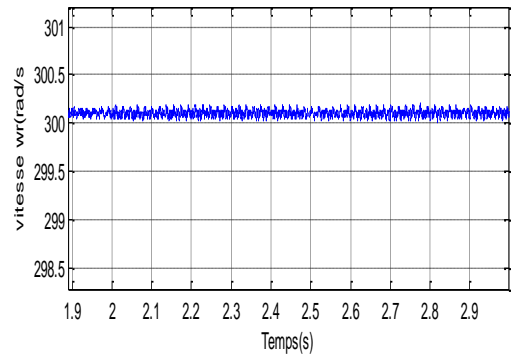
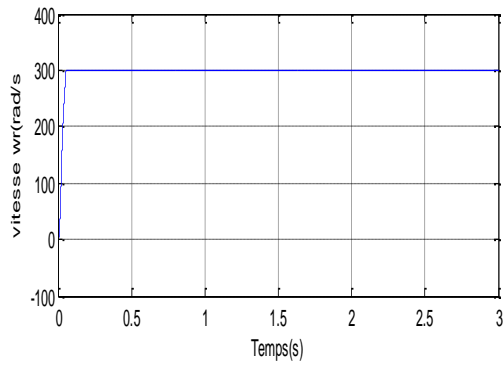
### III.6.2. Simulation de la backstepping dans le régime anormal de la machine :

Les tensions appliquées aux trois bobinages statoriques sont les mêmes que le régime normal. Démarrage à vide et l'application de couple résistant  $C_r=3.5$  N.m à l'instant 1s.

À  $t=2$  nous avons appliqué des défauts à la phase a:

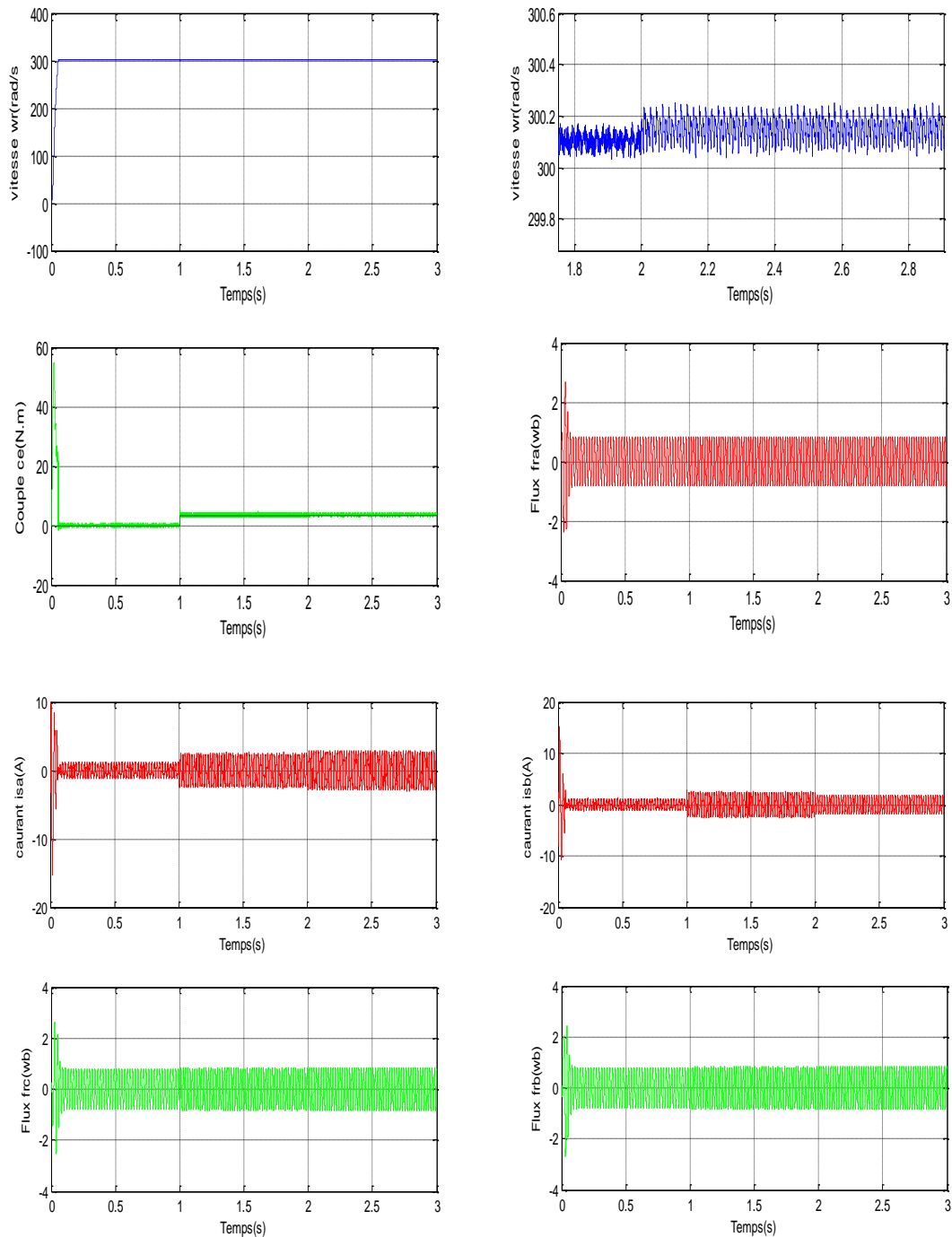
- a. Court-circuit entre 18,75% spires de la phase
- b. Court-circuit entre 37,50% spires de la phase

#### a. Court-circuit entre 18,75% spires de la première phase :



Figure(III.5) : résultats de simulation de la commande backstepping sur la machine (régime anormal, court-circuit entre 18.75% de spires de la première phase).

+Court-circuit entre 37,50%spires de la première phase :



Figure(III.6) : résultats de simulation de la commande backstepping sur la machine (régime anormal, court-circuit entre 37.50% de spires de la première phase).

**III.6.3. Interprétation des résultats :**

On remarque que l'effet de court-circuit provoque une chute de la vitesse. Aussi une augmentation de l'amplitude du courant ( $I_{sa}$ ) et le couple électromagnétique de la machine asynchrone. La commande nominale par backstepping malgré sa robustesse n'assure pas fidèlement la convergence, donc ne compense pas fidèlement l'effet de ces défauts.

**III.7. Conclusion :**

L'objectif de ce chapitre était l'évaluation de la robustesse et les performances de la commande non linéaire par backstepping de la MAS. Les différents résultats obtenus par simulation montrent la robustesse de ces commandes vis-à-vis des perturbations et de la charge, D'autre part, la poursuite de la vitesse, et la convergence vers l'équilibre sont assurés sur toute la plage de fonctionnement, malgré sa robustesse, on constate une sensibilité des commandes aux défauts statorique (court-circuit entre spires).

Ceci nous amène à introduire une commande tolérante aux défauts active capable de compenser l'effet des défauts par l'ajout d'un terme de compensation. A cet effet, dans le chapitre suivant nous développeront une commande tolérante aux défauts dotée d'un système automatique de diagnostic à base de réseau de neurones artificiels capable de détecter et de localiser ces défauts.

## **Chapitre VI :**

# **Commande tolérants et Diagnostic aux défauts de la MAS**

## IV.1.Introduction:

Comme on l'avait vu dans le chapitre précédant, la commande backstepping développée ne rejette pas les défauts survenus, alors, une commande tolérante aux défauts doit être élaborée afin de compenser ces défauts.

La façon la plus commune de concevoir un système FTC est de diviser le problème en deux Phases distinctes. La première phase concerne le problème de détection et d'isolation des défauts (FDI : Fault Detection and Isolation) qui consiste en la conception d'un filtre capable; sur la base des entrées sorties mesurées; de détecter la présence d'un défaut ou éventuellement complètement l'isoler. Dans la deuxième phase, on s'intéresse à la conception d'une unité de décision qui assure ; sur la base des informations fournies par l'unité FDI ; la reconfiguration de la commande afin de compenser les effets des défauts et de respecter les contraintes de performances. [5]

L'objectif de ce chapitre est de présenter une approche de conception de commande tolérante aux défauts autres que l'approche classique. Nous commençons par la description de la technique et nous étudions l'application à la machine asynchrone dans diverses situations de défaillances. Ensuite, un système d'aide au diagnostic des défauts sera élaboré à base de réseaux de neurones artificiels pour la détection et la localisation des défauts.

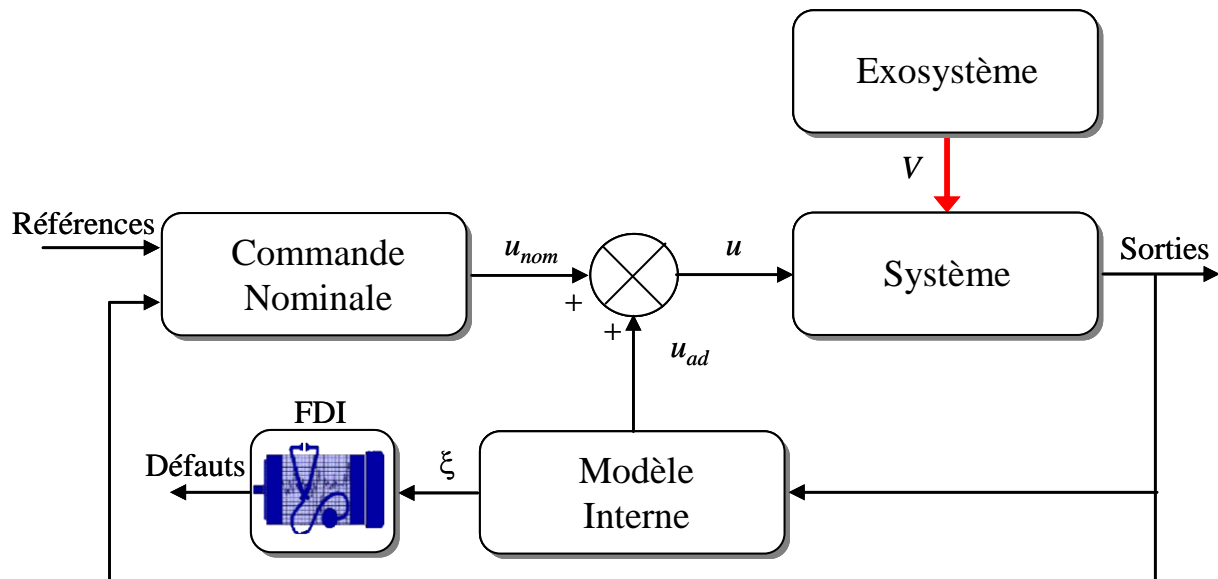
## IV.2. Principe de la technique FTC :

La technique FTC est utilisée principalement pour le rejet de perturbations dans la régulation non linéaire de sortie et elle a été adaptée pour élaborer une commande FTC implicite de la machine asynchrone. L'application de cette technique revient à trouver un terme additif  $u_{ad}$  nul en absence des défauts qu'on ajoute à la commande nominale pour compenser l'effet des défauts sur le système. [6] [5]

Un système tolérant aux défauts est un système capable de détecter la présence de défauts et de s'adapter automatiquement en étant capable de maintenir la stabilité et au mieux les performances nominales du système.

Il est intéressant de noter que dans cette technique, la phase de détection et d'isolation du défaut qui constitue le point de départ dans l'approche classique est décalée par rapport à la phase de reconfiguration de la commande. Celle-ci est réalisée en testant l'état du modèle interne qui s'active automatiquement pour compenser l'effet du défaut. [17].

La Figure (IV.1) représente le principe d'une commande implicitement tolérante aux défauts. Elle suppose que les effets des défauts sur le système peuvent être convenablement modélisés par un signal exogène issu d'un système autonome stable appelé exo système. Une commande additive, ajoutée à la commande nominale, sert à compenser l'effet du défaut (aspect FTC). Cette commande additive est issue d'un modèle interne dont le rôle est de reproduire le signal représentant l'effet du défaut.



Figure(IV.1) : Schéma du régulateur FTC.

Cette technique est utilisée principalement pour le rejet de perturbations dans la régulation non linéaire de sortie et elle a été adaptée pour élaborer une commande FTC implicite de la machine asynchrone. [5]

### IV.3 Position du problème :

La commande nominale que l'on a vu dans le chapitre précédent, on peut nommer par la commande nominale robuste par rapport au couple de charge, elle présente une insuffisance quant au rejet de l'effet des défauts de court-circuit des spires de bobinage statorique.

#### IV.3.1. Commande robuste tolérante aux défauts par backstepping :

#### IV.3.2. première méthode :

##### IV.3.2.1. Commande augmentée :

La nouvelle commande s'exprime alors par :

$$u = u_{nom} + u_{ad}$$

$$u = \begin{bmatrix} u_{dnom} \\ u_{qnom} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} u_{dad} \\ u_{qad} \end{bmatrix} \quad (IV.3)$$

Avec l'expression retenue de la commande nominale :

$$u_{dnom} = \sigma L_s (k_4 (I_{sdref} - I_{sd}) + \dot{I}_{sdref} - \delta_2) \quad (IV.4)$$

$$u_{qnom} = \sigma L_s (k_3 (I_{sqref} - I_{sq}) + \dot{I}_{sqref} - \delta_1) \quad (IV.5)$$

### IV.3.2.2. Système d'erreurs :

La différence instantanée entre l'état du système et la consigne s'exprime par :

$$\bar{x} = x_{ref} - x = \begin{bmatrix} x_{1ref} \\ x_{2ref} \\ x_{3ref} \\ x_{4ref} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \\ x_4 \end{bmatrix} \quad (IV.6)$$

Tel que :

$$x_{ref} = [x_{1ref} \ x_{2ref} \ x_{3ref} \ x_{4ref}]^T = [w_{ref} \ \Phi_{dref} \ I_{sqref} \ I_{sdref}]^T$$

$$x = [x_1 \ x_2 \ x_3 \ x_4]^T = [w \ \Phi_d \ I_{sq} \ I_{sd}]^T$$

Et sa dérivée par rapport au temps est :

$$\dot{\bar{x}} = \begin{bmatrix} \dot{\bar{x}}_1 \\ \dot{\bar{x}}_2 \\ \dot{\bar{x}}_3 \\ \dot{\bar{x}}_4 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \dot{x}_{1ref} \\ \dot{x}_{2ref} \\ \dot{x}_{3ref} \\ \dot{x}_{4ref} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \\ \dot{x}_3 \\ \dot{x}_4 \end{bmatrix} = \begin{cases} \dot{x}_{1ref} - \frac{\mu}{J} \Phi_d \cdot I_{sq} + \frac{C_r}{J} \\ \dot{x}_{2ref} + \alpha \Phi_d - \alpha \cdot M \cdot I_{sd} \\ \dot{x}_{3ref} - \delta_1 - \frac{1}{\sigma L_s} u_q - V_q \\ \dot{x}_{4ref} - \delta_2 - \frac{1}{\sigma L_s} u_d - V_d \end{cases} \quad (IV.7)$$

Qui devient en remplaçant l'expression de la commande et l'expression des termes ( $V_{sd}, V_{sq}$ ) :

$$\dot{\bar{x}} = \begin{bmatrix} \dot{\bar{x}}_1 \\ \dot{\bar{x}}_2 \\ \dot{\bar{x}}_3 \\ \dot{\bar{x}}_4 \end{bmatrix} = \begin{cases} \dot{x}_{1ref} - \frac{\mu}{J} \Phi_d \cdot I_{sq} + \frac{C_r}{J} \\ \dot{x}_{2ref} + \alpha \Phi_d - \alpha \cdot M \cdot I_{sd} \\ \dot{x}_{3ref} - \delta_1 - \frac{1}{\sigma L_s} (\sigma L_s (k_3 (I_{sqref} - I_{sq}) + \dot{I}_{sqref} - \delta_2) + u_{qad}) - \Gamma_q \cdot z \\ \dot{x}_{4ref} - \delta_2 - \frac{1}{\sigma L_s} (\sigma L_s (k_4 (I_{sdref} - I_{sd}) + \dot{I}_{sdref} - \delta_1) + u_{dad}) - \Gamma_d \cdot z \end{cases} \quad (IV.8)$$

Après simplification on obtient :

$$\dot{\tilde{x}} = \begin{bmatrix} \dot{\tilde{x}}_{1ref} \\ \dot{\tilde{x}}_{2ref} \\ \dot{\tilde{x}}_{3ref} \\ \dot{\tilde{x}}_{4ref} \end{bmatrix} = \begin{cases} \dot{x}_{1ref} - \frac{\mu}{J} \Phi_d \cdot I_{sq} + \frac{C_r}{J} \\ \dot{x}_{2ref} + \alpha \Phi_d - \alpha \cdot M \cdot I_{sd} \\ \dot{x}_{3ref} - k_3 \bar{x}_3 - \dot{I}_{sqref} - \frac{1}{\sigma L_s} u_{qad} - \Gamma_q \cdot Z \\ \dot{x}_{4ref} - k_4 \bar{x}_4 - \dot{I}_{sdref} - \frac{1}{\sigma L_s} u_{dad} - \Gamma_d \cdot Z \end{cases} \quad (IV.9)$$

Et aussi «  $\dot{x}_{4ref} = \dot{I}_{sdref}$  » et «  $\dot{x}_{3ref} = \dot{I}_{sqref}$  », donc le système d'erreurs prend la forme compacte suivante :

$$\begin{cases} \dot{\tilde{x}}_1 = \dot{x}_{1ref} - \frac{\mu}{J} \cdot \Phi_d \cdot I_{sq} + \frac{C_r}{J} \\ \dot{\tilde{x}}_2 = \dot{x}_{2ref} + \alpha \cdot \Phi_d - \alpha \cdot M \cdot I_{sd} \\ \dot{\tilde{x}}_3 = -k_3 \bar{x}_3 - \frac{1}{\sigma L_s} u_{qad} - \Gamma_q \cdot Z \\ \dot{\tilde{x}}_4 = -k_4 \bar{x}_4 - \frac{1}{\sigma L_s} u_{dad} - \Gamma_d \cdot Z \end{cases} \quad (IV.10)$$

Dans la première équation on ajoute et on retranche «  $\frac{\mu}{J} \cdot \Phi_d \cdot I_{sqref}$  ».

Dans la deuxième on ajoute et on retranche «  $\alpha \cdot M \cdot I_{sdref}$  ».

$$\begin{cases} \dot{\tilde{x}}_1 = -k_1 \cdot \bar{x}_1 + \frac{\mu}{J} \Phi_d \cdot \bar{x}_3 \\ \dot{\tilde{x}}_2 = -k_2 \cdot \bar{x}_2 + \alpha M \cdot \bar{x}_4 \\ \dot{\tilde{x}}_3 = -k_3 \cdot \bar{x}_3 - \frac{1}{\sigma L_s} u_{qad} - \Gamma_q \cdot Z \\ \dot{\tilde{x}}_4 = -k_4 \cdot \bar{x}_4 - \frac{1}{\sigma L_s} u_{dad} - \Gamma_d \cdot Z \end{cases} \quad (IV.11)$$

Remarquons :

- Que dans les deux premières équations si  $\bar{x}_3$  et  $\bar{x}_4$  s'annulent, on aura la convergence des deux erreurs  $\bar{x}_1$  et  $\bar{x}_2$  exponentiellement vers zéro.
- Et que les deux dernières équations ne dépendent pas des variables  $\bar{x}_1$  et  $\bar{x}_2$ .

Ainsi, dans la suite, pour la détermination de variables, on considère le système suivant :

$$\tilde{x} = \begin{bmatrix} \bar{x}_3 \\ \bar{x}_4 \end{bmatrix} \quad (IV.12)$$

Dont la dynamique se déduit facilement du système (IV.11) :

$$\dot{\tilde{x}} = \begin{bmatrix} \dot{\tilde{x}}_3 \\ \dot{\tilde{x}}_4 \end{bmatrix} = \begin{cases} -k_3 \tilde{x}_3 - \frac{1}{\sigma_{L_s}} u_{qad} - \Gamma_q \cdot z \\ -k_4 \tilde{x}_4 - \frac{1}{\sigma_{L_s}} u_{dad} - \Gamma_d \cdot z \end{cases} \quad (\text{IV.13})$$

On peut écrire alors ce qui suit :

$$\dot{\tilde{x}} = H(\tilde{x}) + \tilde{B} \cdot u_{ad} - \Gamma \cdot z \quad (\text{IV.14})$$

Avec :

$$H(\tilde{x}) = \tilde{A} \cdot \tilde{x}$$

$$\tilde{A} = \begin{bmatrix} -k_3 & 0 \\ 0 & -k_4 \end{bmatrix} \quad \text{Et} \quad \tilde{B} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{\sigma_{L_s}} & 0 \\ 0 & -\frac{1}{\sigma_{L_s}} \end{bmatrix}$$

#### IV.4. Modèle interne et commande additive :

Dans cette section, nous introduisons le modèle interne qui va être utilisé par le régulateur final. Ce dernier sert à reproduire asymptotiquement les variations du terme inconnu  $V$  qui montre l'effet des défauts dans notre cas. La conception de ce modèle interne est faite selon la procédure décrite dans la référence (Canonical Internal Model). Nous déterminons également l'expression du terme additif de la commande.

##### IV.4.1. Modèle interne :

En supposant que les pulsations caractéristiques des défauts  $w_i$  (de nombre  $n_f$ ), et donc les matrices  $S$  et  $G$ , sont parfaitement connues, considérons l'équation de Sylvester suivante :

$$M \cdot S - F \cdot M = G \cdot \Gamma \quad (\text{IV.15})$$

$F$  et  $G$  sont des matrices de dimensions adéquates telles que  $F$  est arbitraire stable (Hurwitz) et  $G$  choisie de tel sorte que la paire  $(F, G)$  est commandable :

$$\begin{cases} \dim(F) = 2n_f \cdot 2n_f \\ \dim(G) = 2n_f \cdot 2 \end{cases} \quad (\text{IV.16})$$

$M$  est l'unique solution de l'équation (IV.15) et elle est non singulière. Le modèle interne prend alors la forme suivante :

$$\dot{\xi} = S \cdot \xi + N(\tilde{x}) \quad (\text{IV.17})$$

Avec :

$$\dim(\xi) = \dim(z) = 2n_f \quad (\text{IV.18})$$

#### IV.4.2. commande additive $u_{ad}$ :

Introduisons une nouvelle variable englobant l'erreur de réglage  $\tilde{x}$  et l'erreur d'observation de l'état du modèle représentant les défauts  $(\xi - z)$  et dérivons-la par rapport au temps.

$$x = M.(\xi - z) - G.\tilde{x} \quad (\text{IV.19})$$

$$\dot{x} = M.(\dot{\xi} - \dot{z}) - G.\dot{\tilde{x}} \quad (\text{IV.20})$$

Ou encore :

$$\dot{x} = M.S.\xi - M.S.z + M.N(\tilde{x}) - G.[H(\tilde{x}) + \tilde{B}.u_{ad} - \Gamma.z]$$

$$\dot{x} = M.S.(\xi - z) + M.N(\tilde{x}) - G.H(\tilde{x}) - G.\tilde{B}.u_{ad} - \Gamma.z \quad (\text{IV.21})$$

On choisit alors  $u_{ad}$  de la forme :

$$u_{ad} = \tilde{B}^{-1}.\Gamma.\xi \quad (\text{IV.22})$$

Et l'expression de  $\dot{x}$  devient :

$$\dot{x} = M.S.(\xi - z) + M.N(\tilde{x}) - G.H(\tilde{x}) - G.\Gamma.\xi + G.\Gamma.z$$

$$\dot{x} = M.S.(\xi - z) + M.N(\tilde{x}) - G.H(\tilde{x}) - G.\Gamma.(\xi - z) \quad (\text{IV.23})$$

$$\dot{x} = [M.S - G.\Gamma].(\xi - z) + M.N(\tilde{x}) - G.H(\tilde{x})$$

Or d'après l'équation de Sylvester (IV.15) :

$$[M.S - G.\Gamma] = F.M \quad (\text{IV.24})$$

Ainsi (IV.23) devient :

$$\dot{x} = F.M.(\xi - z) + M.N(\tilde{x}) - G.H(\tilde{x}) \quad (\text{IV.25})$$

Qui s'écrit en introduisant le terme  $x$  :

$$\dot{x} = F.x + F.G.\tilde{x} + M.N(\tilde{x}) - G.H(\tilde{x}) \quad (\text{IV.26})$$

Finalement en choisissant  $N(\tilde{x})$  comme étant :

$$N(\tilde{x}) = M^{-1}[G.H(\tilde{x}) - F.G.\tilde{x}] \quad (\text{IV.27})$$

On obtient :

$$\dot{x} = F.x \quad (\text{IV.28})$$

Cette dernière équation assure que l'erreur globale tend asymptotiquement vers zéro car  $F$  est une matrice de Hurwitz par construction.

En tenant compte de l'expression de  $u_{ad}$  (IV.22), et des équations (IV.13), (IV.14), on peut écrire :

$$\dot{\tilde{x}} = H(\tilde{x}) + \Gamma.(\xi - z)$$

$$\dot{\tilde{x}} = \tilde{A}.\tilde{x} + \Gamma.(\xi - z) \quad (\text{IV.29})$$

Et d'après (IV.19) :

$$(\xi - z) = M^{-1}.[x + G.\tilde{x}] \quad (\text{IV.30})$$

Et (IV.29) devient :

$$\dot{\tilde{x}} = \tilde{A}.\tilde{x} + \Gamma.M^{-1}.[x + G.\tilde{x}]$$

$$\dot{\tilde{x}} = (\tilde{A} + \Gamma.M^{-1}.G).\tilde{x} + \Gamma.M^{-1}.x \quad (\text{IV.31})$$

La variable  $x$  tend vers zéro lorsque le terme  $t$  tend vers l'infini d'après (IV.28) et la matrice  $\tilde{A}$  donnée par (IV.14) est stable par construction car elle est constituée des gains de réglage on choisit alors ces gains de manière à avoir la matrice dynamique  $(\tilde{A} + \Gamma.M^{-1}.G)$  Du système (IV.30) toujours stable ce qui assure la convergence de  $x$  vers zéro.

Nous aurons donc d'après (IV.12) :

$$[\tilde{x} \rightarrow 0 \Leftrightarrow (\tilde{x}_3 \rightarrow 0 \text{ et } \tilde{x}_4 \rightarrow 0)] \Rightarrow (\tilde{x}_1 \rightarrow 0 \text{ et } \tilde{x}_2 \rightarrow 0) \quad (\text{IV.32})$$

Et ce malgré la présence des défauts  $V \neq 0$ , ce qui garanti l'aspect FTC de la commande ainsi établie.

D'autre part, de (IV.28) et (IV.32) il découle directement que :

$$(\xi - z) = M^{-1}.[x + G.\tilde{x}] \rightarrow 0 \quad (\text{IV.33})$$

Autrement dit, l'état du modèle interne reproduit exactement l'état inconnu à priori du système exogène simulant les défauts.

Nous avons donc une idée claire sur la nature des défauts et leur sévérité. C'est l'aspect FDI de cette commande.

#### IV.4.3. Désavantages de cette approche :

- La résolution de l'équation de Sylvester nécessite un temps de calcul (off line).
- L'augmentation des défauts dans le modèle interne augmente considérablement les dimensions des matrices  $F$ ,  $S$  et  $M$
- Ceci engendre un problème de conditionnement numérique de la matrice solution  $M$  et

L'utilisation d'algorithme de résolution récursive autre que les fonctions MATLAB s'avère nécessaire ce qui augmente les calculs. [12]

Dans cette section nous appliquons une autre approche pour déterminer la commande additive. Cette approche a été déjà utilisée dans [mch8], Pour les raisons suivantes :

- Diminution du temps de calcul en éliminant le passage par l'équation de Sylvester
- Possibilité d'augmenter le nombre de défauts dans le modèle interne sans beaucoup de contraintes car l'expression de  $\Gamma$  est donnée en fonction de  $\omega$
- Élimination du problème de conditionnement numérique de la solution  $M$

#### IV.5. Deuxième méthode :

L'augmentation du nombre de défauts augmente les dimensions des matrices  $F$ ,  $S$  et  $\Gamma$ , ce qui pose des problèmes de conditionnement sur la résolution de l'équation de Sylvester, dans cette méthode et dans le but de la diminution du de temps de calcul en éliminant le passage par l'équation de Sylvester.

##### IV.5.1. Modèle interne

On garde la même forme du modèle interne et on suppose toujours vérifiée l'hypothèse Sur  $w_i$ , Celui-ci est donné par (IV.17) :

$$\dot{\xi} = S. \xi + N(\tilde{x})$$

##### IV.5.2. Calcul de la commande additive :

On considère le système (IV.14), avec le même choix de la forme de la commande additive  $u_{ad} = \tilde{B}^{-1} \cdot \Gamma \cdot \xi$ , ce qui revient à écrire :

$$\dot{\tilde{x}} = H(\tilde{x}) + \Gamma \cdot (\xi - z)$$

$$\dot{\tilde{x}} = \tilde{A}(\tilde{x}) + \Gamma \cdot e \quad (\text{IV.34})$$

Où nous avons introduit la nouvelle variable d'erreur «  $e$  » que nous dérivons par rapport au temps en tenant compte de la dynamique du modèle interne et celle des défauts :

$$\dot{e} = \dot{\xi} - \dot{z} = S \cdot \xi + N(\tilde{x}) - S \cdot z$$

$$\dot{e} = S \cdot e + N(\tilde{x}) \quad (\text{IV.35})$$

Les équations décrivant la dynamique des erreurs en boucle fermée sont donc :

$$\begin{cases} \dot{\tilde{x}} = \tilde{A} \cdot \tilde{x} + \Gamma \cdot e \\ \dot{e} = S \cdot e + N(\tilde{x}) \end{cases} \quad (\text{IV.36})$$

Et il faut trouver l'expression de  $N(\tilde{x})$  qui annule l'erreur d'observation des défauts  $e$  et permet en même temps de rejeter leur effet car elle annule aussi  $\tilde{x}$ .

Soit la fonction de Lyapunov du système (IV.36) :

$$V = \frac{1}{2} \tilde{x}^T \cdot \tilde{x} + \frac{1}{2} e^T \cdot e \quad (\text{IV.36})$$

Sa dérivée par rapport au temps est :

$$\dot{V} = \tilde{x}^T \cdot \dot{\tilde{x}} + e^T \cdot \dot{e} = \tilde{x}^T \cdot [\tilde{A} \cdot \tilde{x} + \Gamma \cdot e] + e^T [S \cdot e + N(\tilde{x})]$$

$$\dot{V} = \tilde{x}^T \cdot \tilde{A} \cdot \tilde{x} + e^T \cdot S \cdot e + \tilde{x}^T \cdot \Gamma \cdot e + e^T \cdot N(\tilde{x}) \quad (\text{IV.37})$$

✓ Le terme «  $e^T \cdot S \cdot e$  » est nul car la matrice «  $S$  » est antisymétrique par construction.

✓ Le terme «  $\tilde{x}^T \cdot \tilde{A} \cdot \tilde{x}$  » vérifie «  $\tilde{x}^T \cdot \tilde{A} \cdot \tilde{x} < 0$  » car «  $\tilde{A}$  » est définie négative.

Le terme «  $\tilde{x}^T \cdot \Gamma \cdot e$  » est un scalaire qui est égal à son transposé :

$$\tilde{x}^T \cdot \Gamma \cdot e = (\tilde{x}^T \cdot \Gamma \cdot e)^T = e^T \cdot \Gamma^T \cdot \tilde{x} \quad (\text{IV.38})$$

Et nous exprimons à nouveau  $\dot{V}$  :

$$\dot{V} = \tilde{x}^T \cdot \tilde{A} \cdot \tilde{x} + e^T \cdot \Gamma^T \cdot \tilde{x} + e^T \cdot N(\tilde{x}) \quad (\text{IV.39})$$

Donc, on peut déduire l'expression de  $N(\tilde{x})$  comme suit :

$$N(\tilde{x}) = -\Gamma^T \cdot \tilde{x} \quad (\text{IV.40})$$

Enfin, la dérivée de la fonction de Lyapunov est négative :

$$\dot{V} = \tilde{x}^T \cdot \tilde{A} \cdot \tilde{x} \leq 0 \quad (\text{IV.41})$$

Par conséquent «  $\tilde{x}$  » est stable à l'origine et on a  $\tilde{x} \rightarrow 0$

Et le système (IV.36) devient :

$$\begin{cases} \Gamma \cdot e = 0 \\ \dot{e} = S \cdot e \end{cases} \quad (\text{IV.42})$$

Il en découle immédiatement  $e \rightarrow 0$

Finalement l'objectif de la commande est atteint en adoptant la procédure réalisée et on arrive à compenser l'effet des défauts sur le système ( $\tilde{x} \rightarrow 0$ ) et à les reproduire ( $e \rightarrow 0$ ) grâce au modèle interne

## IV.6. Simulation de la commande FTC:

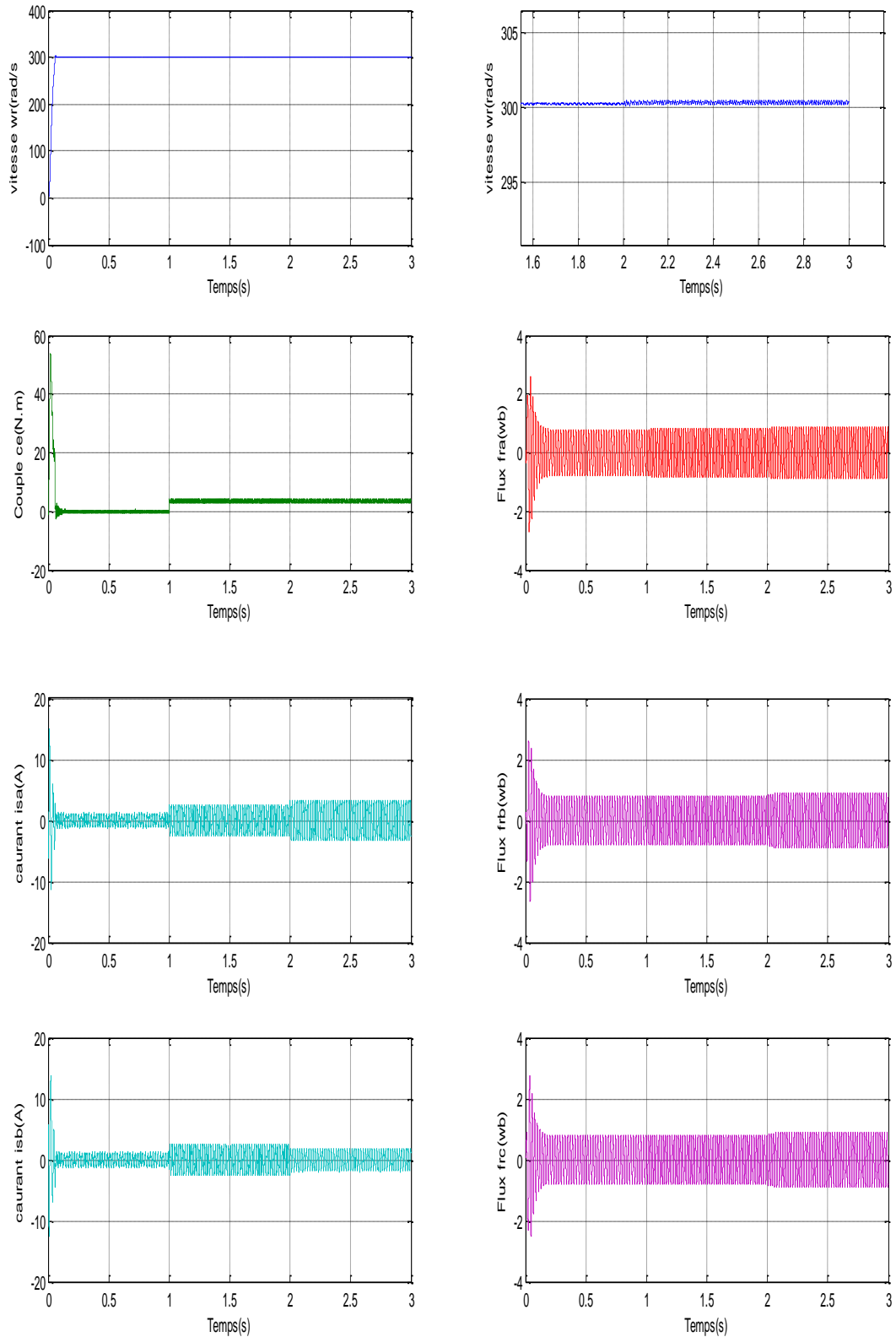
### IV.6.1. Montage de la commande FTC dans le régime anormal de la machine :

Démarrage à vide et l'application de couple résistant  $C_r=3.5$  N.m à l'instant 1s.

À  $t=2$  nous avons appliqué deux défauts à la phase (a):

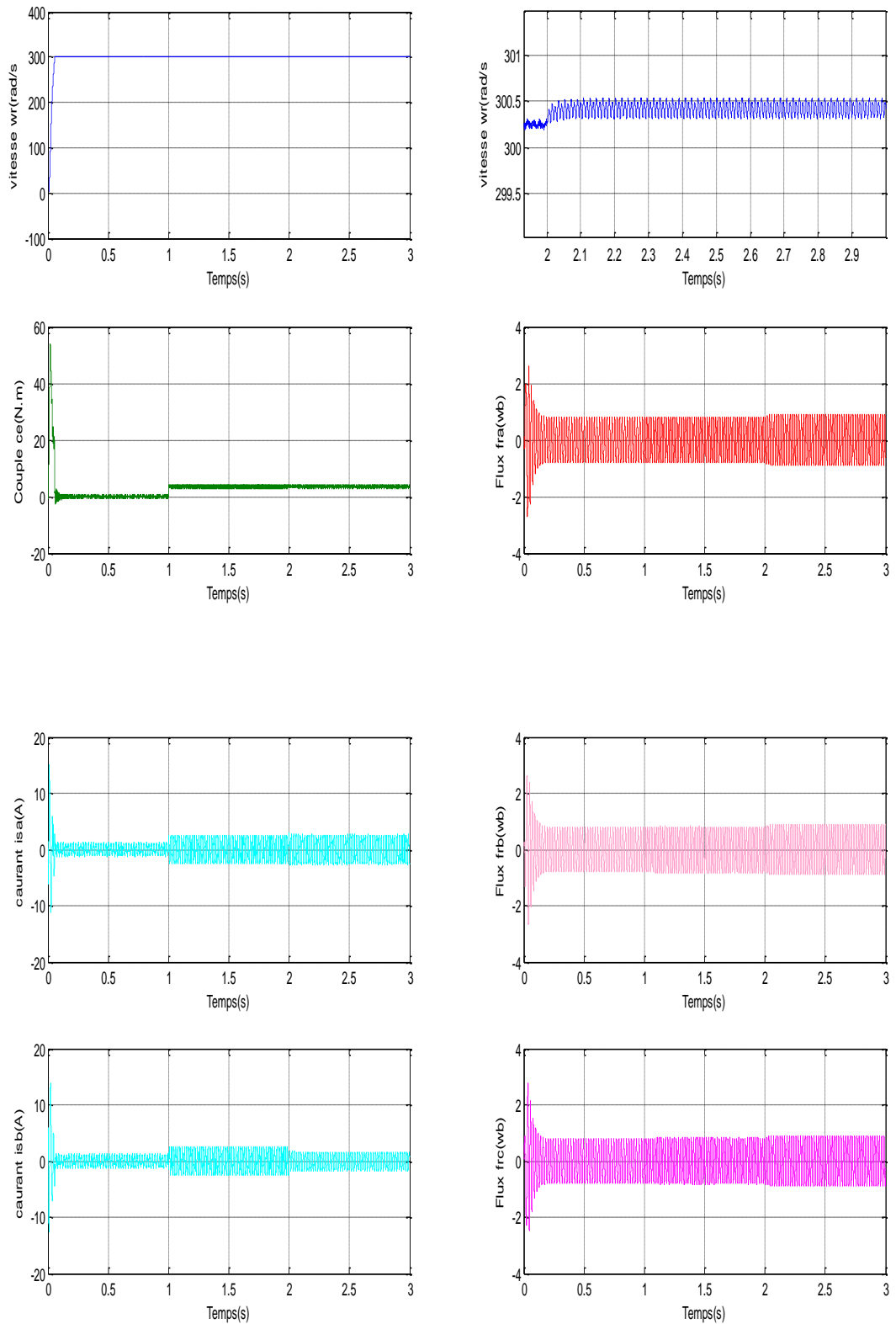
- a. Court-circuit entre 18,75% spires de la phase(a)
- b. Court-circuit entre 37,50% spires de la phase (a)

#### a. Court-circuit entre 18,75% spires de la première phase :



Figure(IV.2) : résultats de simulation de la commande FTC (régime anormal, court-circuit entre 18.75%spires de la première phase).

**b. Court-circuit entre 37,50%spires de la première phase :**



**Figure(IV.3) : résultats de simulation de la commande FTC (régime anormal, court-circuit entre 37.50%spires de la première phase).**

### **VI.6.2. Interprétation de résultat :**

La commande backstepping manquée de compenser le défaut de court-circuit, une commande tolérante peut de faire ca comme l'on va voir les résultats de simulation, nous avons simulé deux défauts de court-circuit: pour 18.5% des spires court-circuités, puis 37.5%).

On remarque la commande que nous avons synthétisée rejette l'effet de ces défauts, et elle assure la convergence et donc compense l'effet des défauts.

### **IV.7. diagnostic par réseaux de neurones MAS**

Un réseau de neurone est un ensemble de neurones reliés entre eux avec une topologie spécifique d'interconnexions et une loi appropriée d'apprentissage pour adapter les poids de connexions. Dans le cas du diagnostic, les différents états de fonctionnement normaux et anormaux sont le plus souvent caractérisés par des signatures. L'opérateur humain, après avoir mémorisé et appris les différentes formes de signatures associées à un état déterminé, est capable à la lecture d'une nouvelle signature d'identifier très rapidement l'état de la machine. Si la nouvelle signature est déjà apprise, il devra l'interpréter et la mémoriser.

#### **IV.7.1. Construction de la base d'apprentissage de RNA :**

La base d'apprentissage du RNA est mise sous forme matricielle. Ce dernier est représenté par des classes de vecteurs, ou chaque classe représente un type de fonctionnement.

Pour le RNA, les étapes, que ont été considérées avec des valeurs efficaces. Dans ce cas chaque vecteur est constitué des 7 paramètres cités ci-dessus (Ia, Ib, Ic, Va, Vb, Vc et w). Ces derniers représentent la couche d'entrée du RNA.

#### **IV.7.2 Structure des réseaux de neurones :**

Pour ce réseau: ses entrées sont les valeurs efficaces (Ia, Ib, Ic, Va, Vb, Vc et w), ce qui signifie que le nombre d'entrées de ce réseau est égal à 7entrées. le réseau doit indiquer un nombre binaire quelconque (par exemple 0001) à sa sortie, qui correspond à ce type de défaut (défaut de court-circuit). C'est-à-dire chaque sortie du réseau présente un seul chiffre soit 1 ou 0, les défauts sont représentés sur le tableau ci-dessus; avec leurs symboles et leurs codes associés.

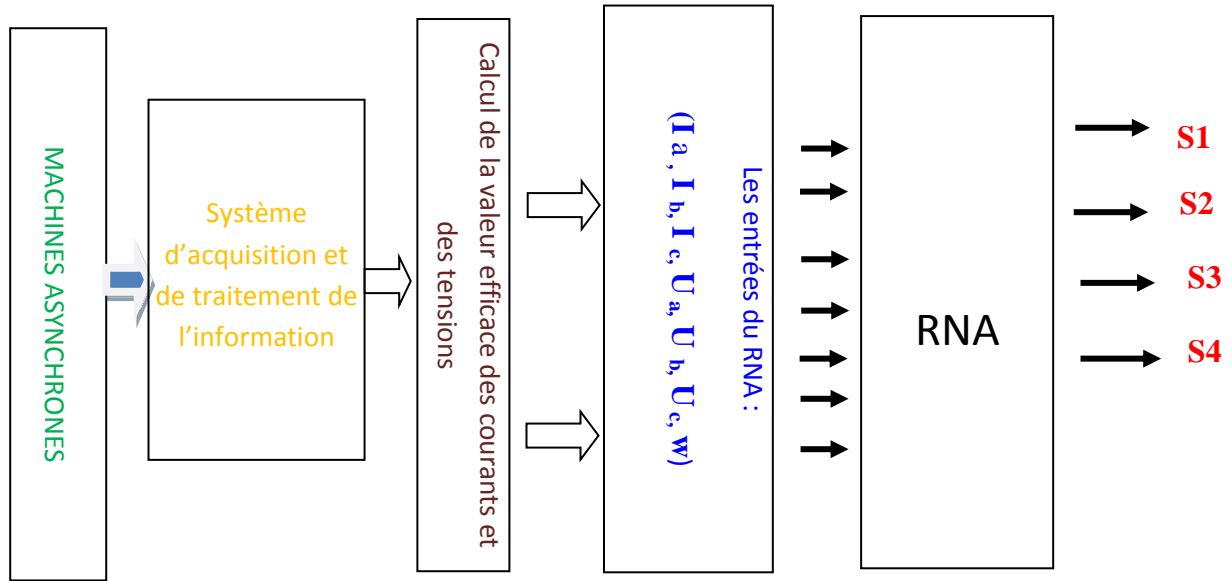
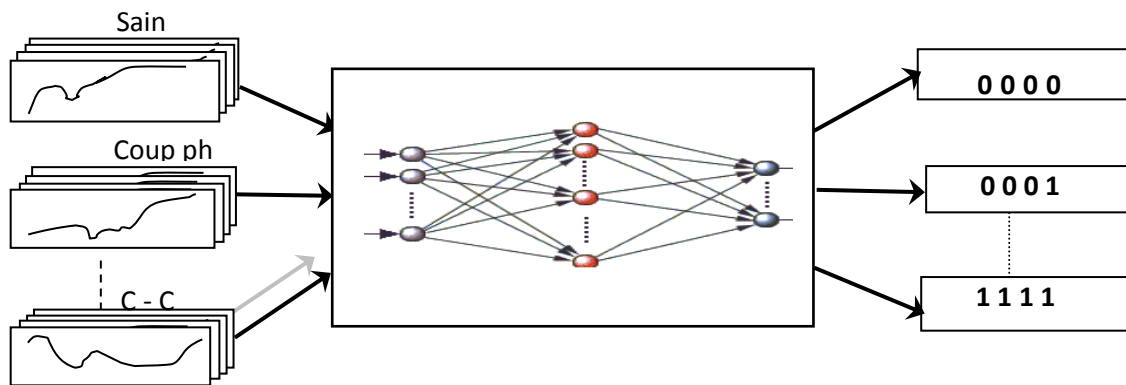


Figure (IV.7): Structure du réseau à étudier

**IV.7.3. Choix des sorties de réseau :**

Nous avons décidé d'associer chaque défaut à un tension, c'est-à-dire chaque défaut est représenté par deux tension de sortie. Chaque défaut est représenté sous différentes formes (vecteurs). Ces vecteurs représentent une classe; d'une façon plus claire nous avons associé à chaque classe un tension (voir figure suivant).



Figure(IV.8): Principe de classification des signaux des défauts

#### IV 7.4. Apprentissage de réseau de neurone sélectionné :

historiquement le premier RNA, C'est le réseau monocouche, le perceptron de Rosenblatt est un réseau simple, comportant une couche d'entrée qui correspond à la rétine, une couche de sortie qui correspond à la décision, et un couche cachée, Ce couche cachée constitue les variables de représentation interne des problèmes son a effectué un apprentissage automatique à l'aide du logiciel MATLAB jusqu'à l'obtention de l'erreur quadratique la plus petite. Pour le réseau on a obtenu l'erreur quadratique moyenne la plus petite après 1600 itérations. À la fin de cette étape on fixe le nombre des neurones de chaque couche. [21]

#### IV.7.5. Test de RNA sur exemples :

On peut décrire cette étape pour le réseau de la manière suivante: (Voir le tableau IV.2).

nombres de Neurones	Couche D'entrée	Couches Cachées	Couche de Sortie	Erreur quadratique Moyenne
RNA	7	4	4	5.84 e <sup>-12</sup>

**Tableau. IV.1. Essai d'apprentissage de RNA**

Une fois que le réseau de neurones est construit et que leur apprentissage a atteint des performances satisfaisantes.

En ce qui concerne le test de réseau sur les exemples qui ont été appris dans la phase d'apprentissage, leurs résultats sont présentés dans les tableaux ci-dessous.

SORTIE DU RNA	TYPE DE DEFAUTS		
	Sain	Défaut1	Défaut2
S <sub>1</sub>	1.8957e <sup>-3</sup>	0.3697	7.936 e-2
S <sub>2</sub>	7.1453e <sup>-8</sup>	4.0566e <sup>-7</sup>	0
S <sub>3</sub>	3.986e <sup>-5</sup>	8.1066e <sup>-8</sup>	10.1656e <sup>-6</sup>
S <sub>4</sub>	4.1828e <sup>-4</sup>	3.1964e <sup>-6</sup>	0.49767

**Tableau. IV.2. Résultats de test du RNA.**

À partir de la présentation des sorties de RNA, on peut interpréter que les sorties changent leurs valeurs à l'instant de l'application du défaut.

Dans cet instant les sorties : S1, S2, S3, S4, indiquent respectivement dans les trois cas:

- 1) Les valeurs presque: 0, 0, 0, 0 : le défaut équivalent est un état sain.
- 2) Les valeurs proche de: 0, 0, 0, 1 : le défaut est coupure d'une phase.
- 3) Les valeurs tend vers : 1, 0, 0, 0 : le défaut est un court-circuit entre les spires.

A partir des résultats obtenus dans la phase du test, on constate que les sorties de réseau évoluent conformément aux sorties désirées préétablies auparavant, et on peut interpréter que les sorties changent leurs valeurs à l'instant de l'application du défaut.

## **VI.8.Conclusions :**

Deux approches de commande tolérante aux défauts ont été étudiées dans le cas d'une machine asynchrone. En effet, la phase de détection et d'isolation du défaut, décalée par rapport à la phase de reconfiguration de la commande, est réalisée en testant l'état d'un modèle interne qui s'active automatiquement dès l'apparition d'un défaut pour compenser son effet, Cet effet est modélisé par un signal exogène issu d'un système autonome stable appelé exo-système. Une commande additive est ainsi ajoutée à une commande par Backstepping (commande nominale).

La première approche FTC exploitant un modèle interne basé sur l'équation de Sylvester pose des problèmes de dimensionnement numérique de la matrice solution.

La deuxième approche FTC, quant à elle, a permis de contourner cet inconvénient par une exploitation particulière des matrices du problème.

Enfin, le système d'aide au diagnostic élaboré à base de réseau de neurones artificiels a montré la capacité de détecter et localiser les défauts afin de pouvoir prendre une décision pour leurs isolations.

# **Conclusion générale**

### Conclusion générale

Le travail présenté porte la technique récente de commande tolérante aux défauts dans des applications à la machine asynchrone. Dans cette technique, la phase de détection et d'isolation du défaut qui constitue le point de départ dans l'approche classique est décalée par rapport à la phase de reconfiguration de la commande. Celle-ci est réalisée en testant l'état du modèle interne qui s'active automatiquement dès l'apparition du défaut pour compenser son effet. Ces effets peuvent être convenablement modélisés par un signal exogène issu d'un système autonome stable appelé "exo-système". Une commande additive est ajoutée à la commande nominale que sert à compenser l'effet du défaut (aspect FTC). Cette commande additive est issue du modèle interne dont le rôle est de reproduire le signal représentant l'effet du défaut (aspect FDI).

La commande par Backstepping (commande nominale) que nous avons calculée est robuste par rapport aux perturbations paramétriques et au couple de charge, il suffit en effet de manipuler les gains  $k_1, k_2, k_3, k_4$  pour trouver les meilleurs résultats. Mais cette commande présente une insuffisance quant au rejet de l'effet des défauts même si on augmente la robustesse.

Dans la première approche nous avons utilisé une technique de compensation implicite de l'effet des défauts en générant à partir de l'état du modèle interne, un terme additif à la commande nominale. Le calcul du modèle interne est basé sur une équation de Sylvester pour la résolution, de laquelle nous avons utilisé des fonctions MATLAB.

Nous avons aussi utilisé une nouvelle approche de calcul du modèle interne qui exploite les caractéristiques des différentes matrices intervenant dans le problème. Ainsi, elle permet d'éliminer les inconvénients de la première approche et présente de meilleures performances sous les mêmes hypothèses.

La deuxième approche FTC, quant à elle, a permis de contourner cet inconvénient par une exploitation particulière des matrices du problème.

Enfin, le système d'aide au diagnostic élaboré à base de réseau de neurones artificiels a montré la capacité de détecter et localiser les défauts afin de pouvoir prendre une décision pour leurs isolations.

En perspective, vue la capacité d'apprentissage et de généralisation des réseaux de neurones artificiels, Il est possible d'élaborer un système englobant la commande tolérante aux défauts (FTC) et un système de détection et d'isolation (FDI) à base de cette technique d'intelligence artificielle.

# **Annexe**

## Annexe A

- ◆ Paramètres et caractéristiques de la MAS utilisée en simulation

P=1,1 KW

V=220 V

P=1

f=50 Hz

R<sub>s</sub>=7.58 Ω

R<sub>r</sub> =6.3 Ω

L<sub>s</sub>=0.5976 H

L<sub>r</sub>=0.1612 H

M<sub>rr</sub> =0.0265 H

M<sub>ss</sub> = 0.009 H

M<sub>sr</sub> = 26.5 mH

J=0.0054 Kg.m<sup>2</sup>

f=0

## Annexe B

$\begin{aligned} \blacksquare \frac{di_{sa}}{dt} = & d_1 f_{sb}^2 f_{sc}^2 \mathbf{U}_{sa} + d_2 f_{sa} f_{sb} f_{sc}^2 \mathbf{U}_{sb} + d_2 f_{sa} f_{sc} f_{sb}^2 \mathbf{U}_{sc} - \left(\frac{3}{2}(d_1 + d_2) T f_{sa}^2 f_{sb}^2 f_{sc}^2 + \right. \\ & R_s d_1 f_{sa} f_{sb}^2 f_{sc}^2) \mathbf{i}_{sa} - \left(\frac{3}{2} \left(\frac{d_1 + 3d_2}{2}\right) T f_{sa} f_{sb}^3 f_{sc}^2 + R_s d_2 f_{sa} f_{sb}^2 f_{sc}^2\right) \mathbf{i}_{sb} - \\ & \left(\frac{3}{2} \left(\frac{d_1 + 3d_2}{2}\right) T f_{sa} f_{sb}^2 f_{sc}^3 + R_s d_2 f_{sa} f_{sb}^2 f_{sc}^2\right) \mathbf{i}_{sc} + K f_{sa} f_{sb}^2 f_{sc}^2 (G \Phi_{ra} + \left(\frac{\sqrt{3}}{2} Wr - \frac{G}{2}\right) \Phi_{rb} - \\ & \left(\frac{\sqrt{3}}{2} Wr + \frac{G}{2}\right) \Phi_{rc}) \end{aligned}$
$\begin{aligned} \blacksquare \frac{di_{sb}}{dt} = & d_2 f_{sa} f_{sb} f_{sc}^2 \mathbf{U}_{sa} + d_1 f_{sa}^2 f_{sc}^2 \mathbf{U}_{sb} + d_2 f_{sa}^2 f_{sb} f_{sc} \mathbf{U}_{sc} - \left(\frac{3}{2} \left(\frac{d_1 + 3d_2}{2}\right) T f_{sb} f_{sa}^3 f_{sc}^2 + \right. \\ & R_s d_2 f_{sb} f_{sa}^2 f_{sc}^2) \mathbf{i}_{sa} - \left(\frac{3}{2}(d_1 + d_2) T f_{sa}^2 f_{sb}^2 f_{sc}^2 + R_s d_1 f_{sb} f_{sa}^2 f_{sc}^2\right) \mathbf{i}_{sb} - \\ & \left(\frac{3}{2} \left(\frac{d_1 + 3d_2}{2}\right) T f_{sb} f_{sa}^2 f_{sc}^3 + R_s d_2 f_{sb} f_{sa}^2 f_{sc}^2\right) \mathbf{i}_{sc} + K f_{sb} f_{sa}^2 f_{sc}^2 \left(\left(\frac{\sqrt{3}}{2} Wr + \frac{G}{2}\right) \Phi_{ra} + G \Phi_{rb} + \right. \\ & \left.\left(\frac{\sqrt{3}}{2} Wr - \frac{G}{2}\right) \Phi_{rc}\right) \end{aligned}$
$\begin{aligned} \blacksquare \frac{di_{sc}}{dt} = & d_2 f_{sa} f_{sc} f_{sb}^2 \mathbf{U}_{sa} + d_2 f_{sa}^2 f_{sb} f_{sc} \mathbf{U}_{sb} + d_1 f_{sa}^2 f_{sb}^2 \mathbf{U}_{sc} - \left(\frac{3}{2} \left(\frac{d_1 + 3d_2}{2}\right) T f_{sc} f_{sa}^3 f_{sb}^2 + \right. \\ & R_s d_2 f_{sc} f_{sa}^2 f_{sb}^2) \mathbf{i}_{sa} - \left(\frac{3}{2} \left(\frac{d_1 + 3d_2}{2}\right) T f_{sc} f_{sa}^2 f_{sb}^3 + R_s d_2 f_{sc} f_{sa}^2 f_{sb}^2\right) \mathbf{i}_{sb} - \left(\frac{3}{2}(d_1 + \right. \\ & \left. d_2) T f_{sa}^2 f_{sb}^2 f_{sc}^2 + R_s d_1 f_{sc} f_{sa}^2 f_{sb}^2\right) \mathbf{i}_{sc} + K f_{sc} f_{sa}^2 f_{sb}^2 \left(\left(\frac{\sqrt{3}}{2} Wr - \frac{G}{2}\right) \Phi_{ra} - \left(\frac{\sqrt{3}}{2} Wr + \frac{G}{2}\right) \Phi_{rb} + \right. \\ & \left. G \Phi_{rc}\right) \end{aligned}$

$$\bullet \frac{d\Phi_{ra}}{dt} = \partial \left( f_{sa} i_{sa} - \frac{f_{sb}}{2} i_{sb} - \frac{f_{sc}}{2} i_{sc} \right) - \frac{R_r A}{C} \Phi_{ra} - \left( \frac{R_r B}{C} + \frac{\sqrt{3}}{3} w_r \right) \Phi_{rb} - \left( \frac{R_r B}{C} - \frac{\sqrt{3}}{3} w_r \right) \Phi_{rc}$$

$$\bullet \frac{d\Phi_{rb}}{dt} = \partial \left( \frac{f_{sa}}{2} i_{sa} - f_{sb} i_{sb} - \frac{f_{sc}}{2} i_{sc} \right) - \left( \frac{R_r B}{C} - \frac{\sqrt{3}}{3} w_r \right) \Phi_{ra} - \frac{R_r A}{C} \Phi_{rb} - \left( \frac{R_r B}{C} + \frac{\sqrt{3}}{3} w_r \right) \Phi_{rc}$$

$$\bullet \frac{d\Phi_{rc}}{dt} = \partial \left( -\frac{f_{sa}}{2} i_{sa} - \frac{f_{sb}}{2} i_{sb} + f_{sc} i_{sc} \right) - \left( \frac{R_r B}{C} + \frac{\sqrt{3}}{3} w_r \right) \Phi_{ra} - \left( \frac{R_r B}{C} - \frac{\sqrt{3}}{3} w_r \right) \Phi_{rb} - \frac{R_r A}{C} \Phi_{rc}$$

- $A = (L_{rf} + M_r)^2 - \frac{M_r^2}{4}$
- $B = \frac{L_{rf} M_r}{2} + \frac{3M_r^2}{4}$
- $\partial = \frac{M_{sr} R_r (A-B)}{C}$
- $T = \frac{M_{sr}^2 R_r (A-B)^2}{C^2}$
- $Z = M_s - \frac{3M_{sr}^2 (A-B)}{2C}$
- $\lambda = z + L_{sf}$
- $H = \lambda^2 - \frac{Z\lambda}{2} - \frac{Z^2}{2}$
- $|\Gamma| = f_{sa}^2 f_{sb}^2 f_{sc}^2 \left( \lambda^3 - \frac{3Z^2\lambda}{4} - \frac{Z^4}{4} \right)$
- $d_1 = (z + L_{sf})^2 - \frac{Z^2}{4}$
- $d_2 = \frac{z(z+L_{sf})}{2} - \frac{Z^2}{4}$
- $K = \frac{M_{sr} H (A-B)}{c|\Gamma|}$
- $G = \frac{R_r (A-B)}{C}$

# **BIBLIOGRAPHIE**

- [1] : **MEKKI, Hamza**, « Commande Tolérante aux défauts application à la MAS», Mémoire de magister, ENP, 2009.
- [2] : **Mouna debbi, sarah bakhti**, « commande vectorielle d'une machine asynchrone a cage en présence des défauts rotorique», mémoire d'ingénieur Université de M'sila 2005/2006.
- [3] : **DJAFAR Djamel Eddine**, « Commande tolérante de la machine asynchrone en tenant compte des défauts »Mémoire d'ingénieur Université de M'sila2011/2012.
- [4] : **Mr CHEBBI Azeddine** « Commande Backstepping d'une machine asynchrone sans capteur de vitesse », Mémoire d'ingénieur, Université de Batna, 2011
- [5] : **NOUREDDINE Benbaha** « Commande Robuste Tolérante Aux Défauts Application à la Machine à Courant Alternatif » Mémoire d'ingénieur, Université de Batna 2009
- [6] : **Bakhti Abdelmalik** « Commande non linéaire tolérante aux défauts d'une machine a induction »Mémoire de Master Université de M'sila 2012/2013
- [7] : **MADANI Nadir**, « Diagnostic de défaillances de l'ensemble convertisseur-moteur et commande par les techniques de l'intelligence artificielle »,Mémoire d'ingénieur Université de M'sila 2011/2012
- [8] : **HERIZI Abdelghafour SERRAI Hocine** « Commande des systèmes non linéaires par Backstepping Application à la machine asynchrone » Mémoire d'ingénieur Université de M'sila 2006
- [9] : **Djalal Eddine Khodja, et Aissa Kheldoun** « Three-phases Model of the Induction Machine Taking Account the Stator Faults », article 2009
- [10] : **O. Benzineb, H. Mekki, D. Boukhetala, M. Tadjine, M. Benbouzid et D. Diallo** « Commande Robuste et tolérant aux défauts d'un moteur asynchrones ».Article Batna 2010
- [11] : **MAGHRAOUI Abdelwahab et DEBOUCHA Abdelhakim** « Diagnostic des défauts dans les moteurs asynchrones triphasés à cage »,Mémoire d'ingénieur Université de M'sila2005/2006
- [12] : **Maouch Said**« commande par backstepping de la MAS en tenant des défauts »Mémoire de master Université de M'sila 2012/1013
- [13] : **Smail bachir** « Contribution au diagnostic de la machine asynchrone par estimation paramétrique » Doctorat de l'Université Poitiers, 17/12/2002

- [14] :**BABAK, VASEEGHI**, « Contribution à l'étude des machines électriques en présence des défauts entre-spores », Thèse de doctorat, DE L'I.N.P.L, 2009.
- [15] :**Djalal Eddine Khodja** « Elaboration d'un système intelligent de surveillance et de diagnostic automatique en temps réel des défaillances des moteurs à induction », thèse de Doctorat, Boumerdès, 2007.
- [16] :**Khatir Abdelfattah**, « Etude comparative des modèles des machines asynchrones utilisés un diagnostic des défauts », Thèse de Magister, Université Ferhat Abbas-Sétif, 2009.
- [17] : **M.chakir**, « Commande robuste tolérante aux défauts : application a la MSAP », Mémoire de fin d'étude du diplôme d'ingénieur d'état, ENB. Alger, 2006.
- [18] :**Medoued ammar**, «surveillance et diagnostic des défauts des machines électrique application aux moteur asynchrone», thèse de doctorat, l'université de skikda, 2012.
- [19] :**G.Didier**, « Modélisation et diagnostic de la machine asynchrone en présence de défaillance » Doctorat de l'Université Henri Poincaré, Nancy 2004
- [20] :**O.Ondel** « Diagnostic par reconnaissance des formes : application a un ensemble» article 2003.
- [21] **Saci Fawzi**, «Modèles multi enroulements de la MAS dédiés au diagnostic» Mémoire d'ingénieur Université de M'sila 2012/2013.
- [22] :**H.razik, g.Didier** «notes de cours sur le diagnostic de la machine asynchrone »,2003.
- [23] :**Cieslak, mj**,« analyse et synthèse d'une architecture coopérative pour la commande tolérante aux défauts application a un système aéronautique » Doctorat de l'Université de bordeaux I. 2007.
- [24] :**Jean-claud trigeasous**. «diagnostic des machines electriques »,2004.

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

**SPECIALITE :**

**Ingénierie des systèmes électromécaniques**

**Proposé et dirigé par : -Dr. KHODJA Djalal Eddine**

**Présenté par : - Chahli Hicham**

**Thème :**

**Commande tolérante de machine asynchrone appliquée sur le modèle multi enroulements**

**Résumé :**

L'idée principale de ce mémoire est l'exploiter la technique tolérante basée sur la compensation des défauts par des tensions additives de la machine asynchrone. Cette dernière est commandée par la commande Backstepping basée sur la théorie de Lyapunov.

Après présentation d'un état de l'art sur la commande tolérante aux défauts, et la présentation de la modélisation de la machine asynchrone (modèle triphasé), nous avons élaboré les modèles mathématiques de la MAS à l'état sain et en présence des défauts. Ensuite, une commande tolérante a été appliquée à la machine dans le régime sain et dans le cas du régime dégradé afin de compenser les effets de ces défauts. Enfin, un système automatique du diagnostic des défaillances à base de Réseaux de neurones artificiel a été élaboré. Ce système va délivrer un protocole de maintenance sur lequel on trouvera le type du défaut détecté ainsi que les causes de son apparition.

**Mots clés :**

Commande Backstepping - Commande tolérante - Machine asynchrone –modèle multi enroulements-réseaux de neurones.

**Numéro d'ordre : 108**