

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 DU  
MASTER EN GENIE ELECTRIQUE

SPECIALITE : **COMMANDE DES SYSTEMES ELECTRIQUES**

## **THEME**

---

*Commande Non Linéaire Tolérante aux Défauts Application à la  
Machine Synchrone à Aimant Permanent*

---

**Proposé et dirigé par :**

- Mr. MEKKI Hemza

**Présenté par :**

- BOUDINA Abdelmalik

Année Universitaire : 2013 / 2014

N° d'ordre : CSE-090

# *Remerciements*

*Je remercie en premier lieu mon ALLAH de Nous donner La santé et la patience pour avoir Terminer ce travail.*

*Remerciements mon encadreur **M.MEKKI Hemza** pour son aide, conseils disponibilité au et long de la réalisation de cette mémoire.*

*Je remercie aussi tous les membres de jury, qui ont accepté d'examiner notre travail.*

*Je tiens à exprimer mes remerciements et ma gratitude à toutes personnes qui ont participé de près ou loin, directement ou indirectement à l'aboutissement de ce travail par leur amour, sacrifice, compétence et encouragements.*

*Je tiens également à remercier tous les enseignants qui donnent des conseils au cours de la piste académique et professionnelle et A tous les enseignants au département de Génie Electrique.*

*A tous les étudiants.*

*BOUDINA Abdelmalik,*

## Tables de matière

---

Remerciement

Index des figures

Notations et Symboles

Introduction générale..... 1

### *Chapitre. I : Etat de l'art sur la commande tolérante aux défauts*

I.1 INTRODUCTION ..... 3

I.2 POSITIONNEMENT DU PROBLEME..... 3

I.3 DEFINITIONS ET CONCEPTS ..... 4

I.3.1 Commande tolérante aux défauts..... 4

I.3.2 Défaillance (*Failure*) ..... 4

I.3.3 Défaut (*Fault*) ..... 5

I.4 LES DIFFERENTS TYPES DE DEFAUTS ..... 5

I.4.1 Selon leurs types ..... 5

I.4.1.1 Les défauts actionneurs..... 5

I.4.1.2 Les défauts capteurs..... 5

I.4.1.3 Les défauts composants Ou systèmes ..... 6

I.4.2 Selon leurs caractéristiques temporelles ..... 7

I.5 MODELISATION DES DEFAUTS ..... 7

I.5.1 Défauts multiplicatifs..... 7

I.5.1.1 Les défauts actionneurs..... 7

I.5.1.2 Les défauts capteurs ..... 8

I.5.2 Défauts additifs ..... 9

I.5.2.1 Les défauts capteurs et actionneurs ..... 9

I.5.2.2 Les défauts de composants Ou système ..... 10

I.6 MODELISATION DES PERTURBATIONS ..... 10

I.7 ÉTAT DE L'ART DES SYSTEMES FTC ..... 11

I.8 DIFFERENTES METHODES FTC ..... 15

I.8.1 Techniques FTC passives ..... 15

I.8.2 Techniques FTC active ..... 16

I.8.2.1 Méthode du pseudo inverse ..... 16

I.8.2.2 Méthode de placement de structure propre ..... 17

I.8.2.3 Commande adaptative ..... 17

I.8.2.4 Commande predictive..... 17

I.8.2.5 Commande multi-modèle ..... 18

## Tables de matière

---

I.8.2.6	Modèle de reference .....	19
I.8.2.7	Bloc FDD et FTC intégrés .....	20
I.9	CONCLUSION.....	20

### ***Chapitre. II : Modélisation de la MSAP avec et sans défauts***

II.1	INTRODUCTION .....	21
II.2	MODELISATION DE LA MSAP .....	21
II.2.1	Obtention du modèle .....	21
II.2.2	Paramètres du modèle .....	26
II.3	DEFAUTS DANS LA MSAP .....	27
II.3.1	Les défauts dans une machine électrique .....	27
II.3.2	Les harmoniques aux defaults .....	29
1)	Les défauts des roulements.....	29
2)	Les défauts de l'armature ou du stator.....	30
3)	Défauts du rotor.....	31
4)	Défauts relatifs à l'excentricité.....	31
II.4	MODELE DE LA MSAP EN PRESENCE DE DEFAUTS .....	33
II.4.1	Modélisation des harmoniques.....	33
II.4.2	Résolution de l'exosystème.....	34
II.4.3	Effet sur le modèle.....	36
II.4.4	Expression matricielle des perturbations.....	36
II.4.5	EXEMPLES : .....	37
II.4.5.1	un défaut affecte la machine au niveau du stator.....	37
II.5	SIMULATIONS .....	37
II.6	INTERPRETATION DE RESULTAT : .....	40
II.7	CONCLUSION .....	40

### ***Chapitre. III : Commande par mode glissant appliquées à la MSAP***

III.1	INTRODUCTION.....	41
III.2	GENERALITES SUR LA THEORIE DU CONTROLE PAR MODE GLISSANT.....	41
III.3	L'OBJECTIF DE LA COMMANDE PAR MODE GLISSANT .....	42
III.4	PRINCIPE DE LA COMMANDE A STRUCTURE VARIABLE .....	42
III.4.1	configuration de base pour les systemes a structure variable (SSV) .....	42

## Tables de matière

---

III.4.2 formulation des expressions générales de la commande par mode de glissement.....	43
III.5 CONDITION D'EXISTENCE DU MODE GLISSANT .....	44
III.6 LES MODES DE LA TRAJECTOIRE DANS LE PLAN DE PHASE .....	44
III.7 CONCEPTION DE LA COMMANDE PAR MODE GLISSANT .....	45
III.7.1 choix de la surface de glissement.....	45
III.7.2 conditions de convergence .....	47
III.7.2.1 Fonction directe de commutation .....	47
III.7.2.2 Fonction de LYAPUNOV .....	48
III.8 LA COMMANDE ROBUSTE PAR MODE GLISSANT.....	48
III.8.1 Notion de glissement.....	48
III.8.2 Recherche d'une commande assurant un mode glissant.....	49
III.9 AVANTAGES DE LA COMMANDE PAR MODE GLISSANT .....	51
III.10 DOMAINES D'APPLICATION DE LA COMMANDE PAR MODE GLISSANT.....	52
III.11 APPLICATION DE LA COMMANDE PAR MODE DE GLISSEMENT A LA MSAP .....	52
III.12 RESULTAT DE SIMULATION .....	56
III.13 INTERPRETATION DES RESULTAS .....	59
III.14 CONCLUSION.....	59

### ***Chapitre. IV : Commande tolérante aux défauts***

IV.1 INTRODUCTION .....	61
IV.2 PRINCIPE DE LA TECHNIQUE .....	61
IV.3 POSITION DU PROBLEME .....	62
IV.3.1 verification de l'hypothese .....	63
IV.3.2 objectif de la commande FTC.....	63
IV.4 LA COMMANDE AUGMENTEE.....	63
IV.5 SYSTEME D'ERREURS .....	64
IV.6 MODELE INTERNE ET COMMANDE ADDITIVE .....	66
IV.6.1 Modèle interne .....	66
IV.6.2 Calcul de la commande additive .....	67
IV.6.3 Désavantages de cette approche .....	69
IV.8 RESUME .....	71
IV.9 RESULTATS DE SIMULATION LA COMMANDE FTC.....	72

## Tables de matière

---

IV.10 CONCLUSION.....	76
<b>Conclusion général.....</b>	<b>77</b>
<b>Annexe.....</b>	<b>78</b>
<b>Bibliographie.....</b>	<b>79</b>

### *Notations et Symboles*

$A_i, \varphi_i$ : Amplitude et phase de défaut respectivement.

$V_{ABC}$ : représente respectivement les tensions de phases statoriques .

$\lambda_{ABC}$ : flux totaux produits par les courants statoriques .

$I_{ABC}$ : courants de phases statoriques .

$I_q$  : courant de l'axe q.

$I_d$  : courant de l'axe d.

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

$\omega_i$ : Pulsation caractéristique de défaut.

$b_d$  :diamètre des billes.

$d_p$  : distance du centre des billes.

$\beta$  :l'angle de contact de la bille avec la cage.

$f$ : Coefficient de frottement.

$f_a$ : Fréquence d'alimentation.

$f_i$  : Fréquence caractéristique du défaut.

$f_r$  : Fréquence de rotation.

$f_{ro}$  : Fréquences détectables dans le spectre du courant.

$f_{vib}$ : L'une des fréquences des vibrations mécaniques.

$p$  : nombre de paires de pôles.

$\omega_r$ : Vitesse de rotation mécanique.

$C_e$  : Couple électromagnétique.

$R_s$ : indique la résistance d'une phase statorique.

$C_r$  : Couple résistant.

$J$  : Moment d'inertie.

$x_{ref}$ : Valeur de référence.

$R_s$  : la résistance statorique.

$e(x)$  :L'écart de la variable à régler .

$\lambda_x$  :Une constante positive.

## Notations et symboles

---

$r$  : Degré relatif.

$k_\lambda$  : scalaire positif donné .

$\varepsilon_\lambda$  : Constante positive de valeur très faible.

$\mathbf{u}$  : La force appliquée,

$P(\mathbf{x})$ : Une force de résistance quelconque.

$\mathbf{B}$  : Matrice d'entrée.

$C_r$  : Couple résistant.

$\Omega$ : Vitesse mécanique.

$g$  : Glissement.

$\theta$ : Angle électrique.

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

$M_s$ : Inductance mutuelle entre phases statoriques.

$T_r$ : Constante de temps rotorique.

$T_s$  : Constante de temps statorique.

$\mathbf{S}$ : Matrice dynamique.

$\mathbf{Z}$  : Etat du système exogène.

$\mathbf{u}_c$  : Terme de compensation.

$\mathbf{u}_{ad}$ : Commande additif.

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

$\mathbf{u}$  : Commande globale.

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

$\mathbf{V}$  : Perturbations des défauts.

$w_{ref}$  : Vitesse électrique de référence.

### *Liste des acronymes :*

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

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

**MSAP** : Machine synchrone à aimants permanents.

**FTC** : Commande tolérante aux defaults.

**C.M.G** : Commande par mode glissant.

## *Index des figures*

### *Chapitre. I : Etat de l'art sur la commande tolérante aux défauts*

**Figure (I.1) :** Problème de la commande passive tolérante aux défauts.

**Figure (I.2) :** Types de défauts systèmes.

**Figure (I.3) :** Défauts additif et multiplicatif.

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

**Figure (I.5) :** Classification des approches FTC.

### *Chapitre. II : Modélisation de la MSAP avec et sans défauts*

**Figure (II.1) :** Référentiel ABC, et Référentiel d-q.

**Figure (II.2) :** Répartition des pannes de la machine synchrone.

**Figure (II.3) :** Le roulement à billes.

**Figure (II.4) :** Autre vue en coupe d'un roulement.

**Figure (II.5) :** L'excentricité statique et dynamique.

**Figure (II.6) :** Simulation de la machine sans aucune charge.

**Figure (II.7) :** Simulation de l'effet du couple de charge.

**Figure (II.8) :** Effet d'une harmonique du à un statorique défaut.

### *Chapitre. III : Commande par mode glissant appliquées à la*

#### *MSAP*

**Figure (III.1) :** Configuration par changement de retour d'état.

**Figure (III.2) :** Configuration avec loi de commutation au niveau de l'organe de commande.

**Figure (III.3) :** Phénomène de glissement.

**Figure (III.4) :** Les modes de trajectoires dans le plan de phase.

**Figure (III.5) :** L'évolution du point de fonctionnement dans l'espace des phases.

**Figure (III.6) :** Commande par retour de position.

**Figure (III.7) :** Retour de position et de vitesse.

**Figure (III.8) :** Glissement du système sur la droite  $\Delta$ .

## Index des figures

---

**Figure (III.9) :** Réticence.

**Figure (III.10) :** Réticence, allure de la vitesse.

**Figure (III.11) :** Calcul de la commande par modes glissants du MSAP.

**Figure( III.12) :** Simulation de la MSAP sans aucune charge.

**Figure. (III.13) :** Simulation de la MSAP avec de charge.

### ***Chapitre. IV : Commande tolérante aux défauts***

**Figure (IV.1) :** Structure d'une commande implicitement tolérante aux défauts.

**Figure (IV.2) :** Simulation de la commande FTC on présence d'un défauts statorique et sans aucune couple de charge.

**Figure (IV.3) :** Simulation de la commande FTC on présence d'un défauts statorique et couple de charge.

### ***Liste des tableaux :***

**Tableau 1 :** Paramètres de la machines étudiée.

**Tableau 2 :** Fréquences de vibration selon les défauts dans un roulement.



# **INTRODUCTION GENERALE**

### INTRODUCTION GENERALE

L'augmentation de la fiabilité, la disponibilité et la sûreté de fonctionnement, dans certains systèmes complexes, comme dans l'aéronautique ou les centrales nucléaires, la phase de détection et de localisation d'un ou de plusieurs défauts est nécessaire mais n'est pas suffisante pour garantir la sûreté de fonctionnement. En effet, il est indispensable de modifier la loi de commande pour assurer la sûreté de fonctionnement et maintenir le niveau minimal de performances [1].

Les moteurs électriques sont des éléments critiques dans les processus industriels. Elles peuvent être le siège de défauts d'origine mécanique ou électrique ayant des signatures fréquentielles liées aux paramètres structurels du moteur. Or ces paramètres changent au cours du temps du fait de la température, des conditions d'exploitation, etc. Il est donc indispensable de disposer d'une loi de commande nominale robuste vis-à-vis des variations paramétriques. Ainsi, le modèle interne sera essentiellement sensible aux défauts [1], [2].

On utilise des nouvelles technologies permettant d'accroître la qualité des produits et des services ainsi que la productivité des systèmes. En revanche ces évolutions ont rendu les systèmes plus vulnérables aux défauts, poussant les chercheurs à concevoir des systèmes possédant une certaine tolérance aux défauts dans le but d'améliorer la productivité [3]. On parle alors de la commande tolérante aux défauts. Un système tolérant aux défauts se caractérise par son aptitude à maintenir ou retrouver des performances proches de celles qu'il possède en régime normal de fonctionnement [4].

Les stratégies de commande tolérante aux défauts ont pour but de conserver la maîtrise du comportement dynamique du système commande.

Différentes causes peuvent être à l'origine de ces dysfonctionnements.

- ✓ Les défaillances internes (vieillesse, fatigue, maintenance mal adaptée), ou défaillance du système d'action (actionneurs, régulateurs, réseaux de transmission, organes de traitement).
- ✓ Les défaillances externes résultent de l'action de l'environnement dans lequel le système évolue (perturbations, erreurs des opérateurs humains) [2]

La commande Non Linéaire Tolérante aux Défauts 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 pas 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 [5]. L'objectif de ce travail est la mise en œuvre des

## **Introduction Générale**

---

techniques de commande tolérante aux défauts. En effet, Le mémoire est organisé en quatre chapitres suivant :

Le premier chapitre présentera un état de l'art des principales commandes tolérantes aux défauts pour amener et justifier les choix et les orientations de ce mémoire. Il est question donc de rappeler les différentes notions théoriques, définitions et concepts relatifs à ce domaine, aussi nous avons données une idée détaillée sur les différents axes de recherche ainsi que les travaux effectués dans ce domaine.

Le deuxième chapitre, est consacré à la modélisation de la MSAP pour la formulation du problème de la commande tolérante aux défauts. On présente d'abord le modèle de la MSAP, puis nous discutons des méthodes de diagnostic actuellement appliquées à la MSAP en précisant leurs avantages et leurs inconvénients. Puis on introduit les perturbations celles dues à la présence des défauts qui peuvent survenir tant au stator de la machine.

Le calcul de la commande pour la machine synchrone à aimant permanent, fait l'objet du troisième chapitre, à partir des conditions de stabilité de Lyapunov, on présentera les principes fondamentaux de ces commandes, par la suite nous les appliquerons au moteur synchrone à aimant permanent en présence des défauts.

Le quatrième chapitre sera consacré à la présentation et l'application d'une technique de commande non linéaire tolérante aux défauts pour la machine synchrone à aimant permanent. En effet, cette dernière va tenir en compte le défaut considéré dans le modèle de la machine, afin de pouvoir commander cette machine en présence de défaut, c'est qu'on appelle la commande tolérante.

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



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

## I.1 INTRODUCTION

Pour répondre aux exigences du marché en termes de fonctionnalités, de coût ou de flexibilité, Les systèmes automatiques sont depuis longtemps poussés vers une modularité toujours accrue, qui passe notamment par la réutilisation de nombreux composants développés indépendamment. Ce haut degré de réutilisation se traduit par des architectures toujours plus complexes, intégrant des éléments hétérogènes dans des systèmes multiformes, ce qui augmente le risque d'apparition d'un défaut [6].

En présence d'un défaut, un conventionnel gain de retour d'état peut s'avérer très limité et amener le système vers des comportements non désirés, voire à l'instabilité. Pour pallier de tels inconvénients, de nouvelles techniques de commande tolérante aux défauts (FTC) ont été développées ces dernières années dans le but précis est relativement de maintenir les performances du système ainsi que sa stabilité [7].

En dépit du fait que la commande tolérante aux défauts soit récente dans le domaine de la commande des systèmes, historiquement, les travaux précurseurs dans ce domaine étaient motivés par les applications aéronautiques, aux Etats Unis, au début des années 80, sous l'impulsion de projets financés par la NASA.[7], où la prise de décision concernant la reconfiguration du système ou de ces objectifs a une importance capitale. Les méthodes proposées étaient en général issues de techniques classiques de commande (commandes linéaires quadratiques, adaptatives, ou robustes) et étaient intimement liées au type d'applications considérées [8].

## I.2 POSITIONNEMENT DU PROBLEME

L'idée de base d'un système de commande tolérant aux défauts est de concevoir un dispositif de commande particulier permettant de maintenir la stabilité et les performances du système à commander, sujet à des défauts qui peuvent le faire dévier de son point de fonctionnement nominal. Le dispositif peut permettre aussi de mener le système de commande vers un autre point de fonctionnement, proche du point de fonctionnement nominal. On parle alors de reconfiguration avec changement d'objectifs. Dans ce dernier cas le système fonctionne en mode dégradé. Afin de satisfaire l'un de ces objectifs, les commandes robustes et adaptatives ne suffisent plus et il est nécessaire de faire appel à des techniques qui prennent en considération l'interaction entre le système de détection des défauts et la loi de commande.

C'est ce dernier point qui constitue, aujourd'hui la préoccupation majeure des chercheurs dans le domaine.

Le principe de reconfiguration est illustré sur la figure (I.1). La procédure est très simple. Si un défaut apparaît, le système dévie de son point de fonctionnement nominal, défini par les variables entrées/sorties  $(u_0, y_0)$  vers un autre point  $(u_f, y_f)$  Le but de la commande tolérante dans

ce cas précis est de déterminer une nouvelle loi de commande qui prend en compte les variations dues à l'apparition du défaut et permet d'amener le système, soit vers l'état de fonctionnement nominal et par conséquent les performances seront maintenues, soit vers un autre point de fonctionnement, défini par  $(u_c, y_c)$  [9].

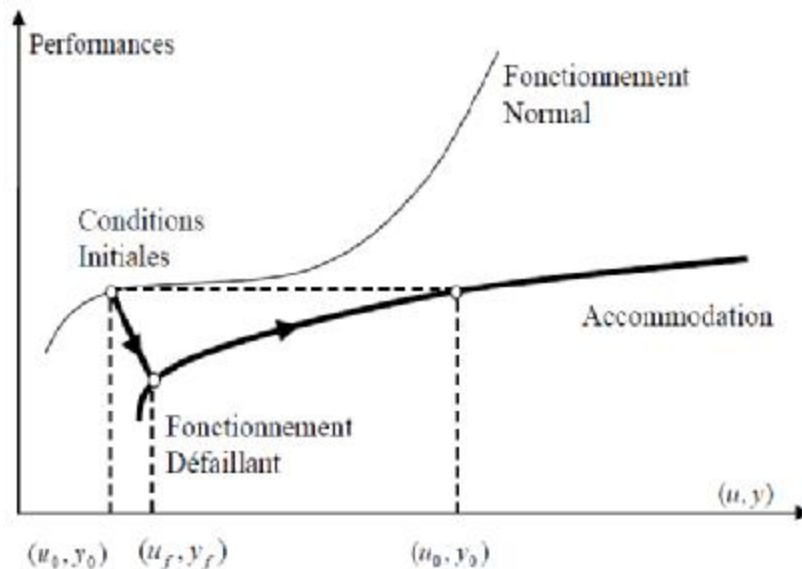


Figure I.1 : Problème de la commande passive tolérante aux défauts

## I.3 DEFINITIONS ET CONCEPTS

### I.3.1 Commande tolérante aux défauts

La commande tolérante aux défauts a pour but de s'accommoder automatiquement de l'effet des défauts tout en étant capable de maintenir la stabilité et au mieux les performances nominales du système. Elle a pour but aussi d'éviter l'arrêt immédiat du système et de Permettre son fonctionnement en mode dégradé [10].

### I.3.2 Défaillance (*Failure*)

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

### I.3.3 Défaut (*Fault*)

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

- ✚ Déviation non permise d'au moins une propriété ou un paramètre caractéristique du système des conditions acceptables ou (et) standards [11].

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

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

## I.4 LES DIFFERENTS TYPES DE DEFAUTS

### I.4.1 Selon leurs types

Les défauts sont des événements qui apparaissent à différents endroits du système. Dans la littérature, les défauts sont classés en fonction de leur localisation (emplacement), définissant alors des types de défauts [10].

#### I.4.1.1 Les défauts actionneurs

Ils représentent la perte partielle ou totale (complète) de l'action de commande. Un exemple d'*actionneur* complètement perdu est une machine qui ne produit aucune action malgré les entrées qu'on lui applique. La raison d'un tel défaut peut être, par exemple un câblage coupé ou brûlé... . L'*actionneur* partiellement défaillant produit seulement une partie de l'action normale (c.-à-d. dans des conditions de fonctionnement nominales). Il peut résulter, par exemple, d'une fuite hydraulique ou pneumatique, résistance accrue ou chute dans la tension d'alimentation. Multiplier les *actionneurs* dans le système afin d'assurer la tolérance aux défauts n'est souvent pas une bonne solution à cause de leurs prix élevés et du volume qu'ils occupent.

#### I.4.1.2 Les défauts capteurs

Peuvent être subdivisés en partiel et total. Un défaut total dans le *capteur* produit une mesure qui n'est pas liée à la valeur du paramètre physique mesuré. Il peut être dû à une coupure de fils, perte de contact avec la surface ... . Un défaut partiel du *capteur* produit une mesure liée au signal mesuré de telle manière que l'information utile puisse en être extraite. Ceci peut être dû à une réduction de gain qui engendre un offset dans lecture de mesure, ou aux bruits du *capteur*.

En raison de leurs petites tailles, les *capteurs* peuvent être multipliés dans le système pour assurer la tolérance aux défauts. Cette approche implique habituellement l'augmentation significative en coûts relatifs.

Un défaut capteur total produit une valeur qui n'est pas en rapport avec la grandeur à mesurer  $[0, \infty [$ .

### I.4.1.3 Les défauts composants ou systèmes

Ce type de défaut provient du système lui-même; bien souvent les défauts n'appartenant pas à un défaut capteur ou actionneur sont classés de manière arbitraire dans cette catégorie. Néanmoins, un défaut composant résulte de la casse ou de l'altération d'un composant du système réduisant les capacités de celui-ci à effectuer une tâche. En pratique, ceci revient à, considérer une modification des caractéristiques du système proprement dit (la CTN résistance à Coefficient de Température Négatif, d'une chaufferie est cassée, un roulement est altéré, . . .).

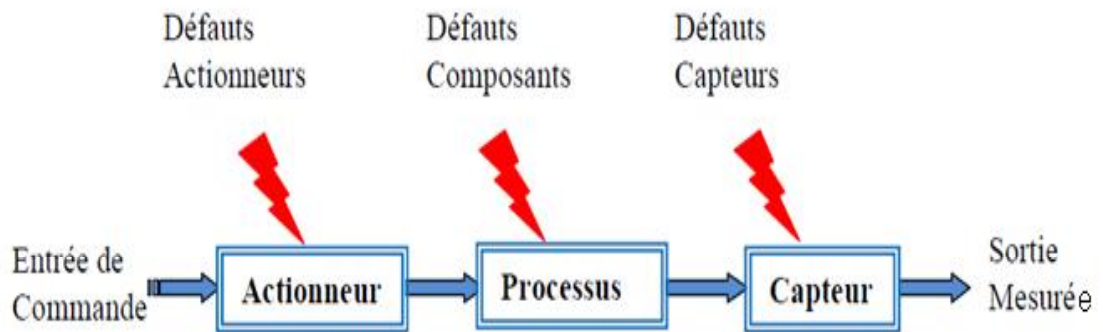


Figure I.2 Types de défauts systèmes.

Les défauts cités ci-avant peuvent être qualifiés d'additif et multiplicatif, selon la figure (I.3) des défauts additifs s'ils affectent le comportement du procédé indépendamment des entrées connues (tels que les défauts actionneurs et défauts capteurs). S'ils affectent le procédé d'une façon dépendante des entrées connues, ils sont considérés comme étant multiplicatifs (défauts système) [12].

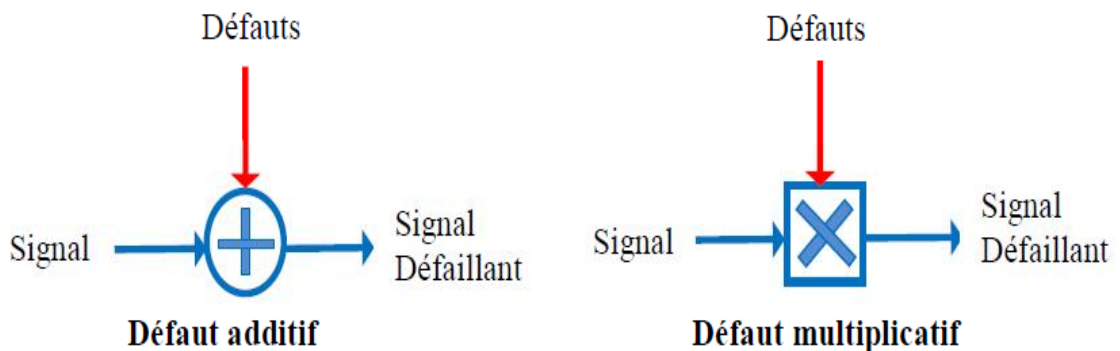


Figure I.3 Défauts additif et multiplicatif

### I.4.2 Selon leurs Caractéristiques temporelles

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

- ✓ **Abrupts (biais):** la caractéristique principale de ce type de défauts est la discontinuité dans l'évolution temporelle de la variable. Cette évolution, si elle ne correspond pas aux évolutions dynamiques normales attendues par la variable, est caractéristique d'une panne brutale de l'élément en question (arrêt total ou partiel ou déconnexion).
- ✓ **Intermittentes (valeurs aberrantes):** il s'agit d'un type de défauts caractéristiques de faux contacts (câblage partiellement endommagé). C'est un cas particulier de défauts abrupts avec la propriété d'un signal qui revient de façon aléatoire aux valeurs normales.
- ✓ **Graduels (dérives) :** ce type de défaut est essentiellement caractéristique d'un encrassement ou d'une usure de pièce. Il s'agit de défauts très difficiles à détecter, car leurs évolutions temporelles sont les mêmes que celles d'une modification paramétrique lente représentant une non-stationnarité du procédé.

### I.5 MODELISATION DES DEFAUTS :

Comme mentionné dans la section précédente, les défauts peuvent être représentés soit additivement soit multiplicativement. Dans cette section nous intéressons à la représentation mathématique des défauts [6].

Supposons que l'on dispose d'un modèle linéaire d'un procédé sous la forme d'une représentation d'état, telle que :

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

Où  $x$ ,  $u$  et  $y$  représentant les vecteurs d'état, de commande et de sortie du système respectivement, tel que:  $x \in \mathbb{R}^n$ ,  $u \in \mathbb{R}^m$ ,  $y \in \mathbb{R}^p$

$A$ ,  $B$ ,  $C$  et  $D$  sont des matrices de dimensions respectives  $n \times n$ ,  $n \times m$ ,  $p \times n$  et  $p \times m$ .

#### I.5.1 Défauts multiplicatifs :

Le modèle multiplicatif est souvent utilisé pour représenter un dysfonctionnement dans les actionneurs ou les capteurs du système [12].

##### I.5.1.1 Les défauts actionneurs :

Sont modélisés comme des signaux additifs aux signaux d'entrée. Un dysfonctionnement dans l'actionneur est un changement brusque dans la commande nominale qui prend la forme :

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

Avec :  $\bar{u} \in R^m$  est un vecteur qu'on ne peut pas manipuler.

$$\Sigma_A = \text{diag} (\sigma_1^a, \sigma_2^a, \dots, \sigma_m^a) \text{ ou } \sigma_i^a \in \mathfrak{R} \text{ et } \sigma_i^a = (1 \text{ ou } 0)$$

$\sigma_i^a = 0$  représente un défaut total du  $i^{\text{ième}}$  actionneur du système de manière à ce que le signal de commande provenant de cet actionneur devienne égal au  $i^{\text{ième}}$  élément du vecteur incontrôlables  $\bar{u}$ .

$\sigma_i^a = 1$  Implique que le remplacement de la commande nominale  $u$  par sa forme en cas de défaut la  $i^{\text{ième}}$  actionneur fonctionne normalement, c'est-à-dire  $u_f(i) = u(i)$

Le remplacement de la commande nominale  $u$  par sa forme en cas défaut  $u_f$  nous donne le modèle d'état (à défauts multiplicatifs) suivant:

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

Bien que les défauts multiplicatifs n'affectent pas directement la dynamique du système commandé lui-même; ils peuvent affecter d'une manière très significative la dynamique du système en boucle fermée et peuvent affecter même la commandabilité du système.

### I.5.1.2 Les défauts capteurs

Ils sont modélisés par des signaux additifs aux signaux de sortie. D'une manière similaire, les défauts de capteurs représentent des mesures différentes des valeurs réelles des variables de sortie. Ils peuvent être représentés comme suit :

$$y_f = u + (I - \Sigma_A) \cdot (\bar{y} - y) \quad (I.4)$$

$$\Sigma_S = \text{diag} (\sigma_1^s, \sigma_2^s, \dots, \sigma_m^s) \text{ ou } \sigma_j^s \in \mathfrak{R} \text{ et } \sigma_j^s = (1 \text{ ou } 0)$$

Si  $\sigma_j^s = 0$ , il s'agit d'un défaut total du  $j^{\text{ième}}$  capteur fonctionne correctement.

En cas de défauts de capteurs, le système (I.1) devient :

$$\begin{cases} \dot{x} = A \cdot x + B \cdot u \\ y = \Sigma_S \cdot C \cdot x + \Sigma_S \cdot D \cdot u + (I - \Sigma_S) \cdot \bar{y} \end{cases} \quad (I.5)$$

La combinaison des deux types de défauts multiplicatifs (actionneur et capteur) change le modèle (I.1) en :

$$\begin{cases} \dot{x} = A \cdot x + B \cdot \Sigma_A \cdot u + B \cdot (I - \Sigma_A) \bar{u} \\ y = \Sigma_S \cdot C \cdot x + \Sigma_S \cdot D \cdot u + \Sigma_S \cdot D \cdot (I - \Sigma_A) \cdot \bar{u} + (I - \Sigma_S) \bar{y} \end{cases} \quad (I.6)$$

Le modèle multiplicatif est utilisé pour représenter la majorité des défauts de capteurs et d'actionneurs mais ce n'est pas autant pour les défauts des composants du système

### I.5.2 Défauts additifs

$$\begin{cases} \dot{x} = A \cdot x + B \cdot u + F \cdot f_f \\ y = C \cdot x + D \cdot u + E \cdot f_f \end{cases} \quad (I.7)$$

Où  $f_f \in \mathfrak{R}^{nf}$  est un signal décrivant les défauts. Cette représentation peut en principe être  $f_f \in \mathfrak{R}$  utilisée pour représenter une large classe de défauts y compris les capteurs, actionneurs et composants système. Cependant, l'utilisation du modèle (I.7) induit un n signal  $f_f$  dépendant de  $u$ ,  $y$  et  $x$ . Par exemple, si on veut représenter additivement un défaut total dans tous les actionneurs, (mettre  $\Sigma_A=0$  et  $\bar{u} = 0$  dans (I.2)) alors, pour avoir (I.7) équivalent à (I.3) le signal  $f_f$  doit vérifier:

$$\begin{bmatrix} F \\ E \end{bmatrix} \cdot f_f = - \begin{bmatrix} B \\ D \end{bmatrix} \Sigma_A \cdot u \quad (I.8)$$

Ce qui rend  $f_f$  dépendant de  $u$  et complique par conséquent la conception du régulateur.

#### I.5.2.1 Les défauts capteurs et actionneurs

En effet, supposons que le modèle :

$$\begin{cases} \dot{x} = A \cdot x + B \cdot u + f_f^a \\ y = C \cdot x + D \cdot u + f_f^s \end{cases} \quad (I.9)$$

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

$$y(s) = (C \cdot (sI - A)^{-1} \cdot B + D) \cdot u(s) + C \cdot (sI - A)^{-1} \cdot f_f^a + f_f^s$$

A partir de cette fonction on remarque que l'effet d'un défaut d'actionneur sur la sortie peut être représenté par  $f_f^a$  mais aussi par  $f_f^s$ .

Un avantage des modèles additifs est que les défauts sont représentés par des signaux et non pas par des changements dans les matrices d'état du système, comme c'est le cas pour la représentation multiplicative. C'est pour cela que la majorité des méthodes FDD se basent sur la représentation additive [13].

#### I.5.2.2 Les défauts de composants ou système

Les défauts des composants du système sont les plus rencontrés car ils incluent pratiquement tout changement dans quelque élément que ce soit du système. Ils ont été définis dans la section I.4 comme la classe de tous les défauts qu'on ne peut pas qualifier par défauts de capteurs ou d'actionneurs. Ces défauts provoquent des changements dans toutes les matrices de la représentation d'état du système car celles-ci dépendent pratiquement des mêmes paramètres physiques subissant un changement. Les défauts de composants système sont en général modélisés sous la forme d'un système à paramètres variables.

$$\begin{cases} \dot{x} = A(f).x + B(f).u \\ y = C(f).x + D(f).u \end{cases} \quad (\text{I.10})$$

Où  $f \in \mathfrak{R}^{nf}$  est un vecteur décrivant les défauts.

## I.6 MODELISATION DES PERTURBATIONS

En plus des défauts, le système peut être soumis à d'autres signaux dits entrées inconnues (perturbations et bruits), ainsi qu'à des incertitudes de modélisations. Si l'influence de ces signaux sur le système est connue, alors il est possible de réécrire les équations précédentes sous la forme suivante :

$$\begin{cases} \dot{x} = A(f).x + B(f).u + f_f^a + F.d_a(t) \\ y = C(f).x + D(f).u + f_f^s + E.d_s(t) \end{cases} \quad (\text{I.11})$$

Où  $d_a(t) \in \mathfrak{R}^{d*1}$  et  $d_s(t) \in \mathfrak{R}^{p*1}$  représentent respectivement les perturbations et bruits agissant sur le système. La matrice  $F$  est dite matrice de distribution de  $d_a(t)$ .

L'origine des perturbations est souvent due à une modélisation imparfaite du système, engendrant une action non connue sur ce dernier. Les perturbations font l'objet de caractéristiques particulières. Lorsque ces dernières sont d'ordre statistique, le système est dit bruité. Cet axe de recherche (stochastique) est particulier et a fait l'objet de peu d'études [14].

L'étude en cours prend en compte le cas des perturbations déterministes.

Pour des raisons de simplicité, il est possible de mettre le système (I.11) sous la forme:

$$\begin{cases} \dot{x} = A.x + B.u + F_d.d_a + F.f_f \\ y = C.x + D.u + E_d.d_a + E.f_f \end{cases} \quad (\text{I.12})$$

$$F_f = [B \ H \ 0_{n*p}], \ F_d = [F \ 0_{n*p}], \ E_f = [0_{p*m} \ 0_{p*c} \ I_{p*p}], \ E_d = [0_{p*d} \ I_{p*p}]$$

$$d_d = [d_a d_s]^T \in \mathfrak{R}^a \quad \text{et} \quad f_f = [f_a f_s f_p]^T \in \mathfrak{R}^5$$

Les matrices  $I_{p \times p}$  et  $0_{n \times p}$  sont respectivement la matrice identité de dimension  $p \times p$  et la matrice nulle de dimension  $n \times p$ .

Généralement, dans les problèmes de détection et de localisation des défauts, c'est cette dernière modélisation qui est prise en compte. Cependant, il faut signaler que selon le contexte, les objectifs du diagnostic, les techniques utilisées et bien d'autres critères, ce modèle peut différer de façon à adapter aux exigences. Par exemple, pour résoudre le problème de détection et de localisation des défauts, il est possible de décomposer le vecteur défaut en des défauts que l'on désire détecter et qui constitueront alors le vecteur  $f_f$  et les défauts que l'on ne veut pas détecter et que l'on regroupera dans le vecteur  $d_d$ .

Pour être exploitable, au vu des objectifs de commande, le modèle doit traduire au mieux le comportement du système. Ce pendant, la précision d'un modèle est généralement obtenu au détriment de sa simplicité. Le choix entre ces deux modèles est difficile à effectuer.

Les modèles linéaires pour lesquels de nombreuses méthodes de traitement sont connues mais possédant une plage de fonctionnement limitée.

Les modèles non linéaires d'utilisation complexe mais possédant un domaine de validité étendu [6].

Par la suite, nous avons entrain de faire un état de l'art des principales commandes tolérantes aux défauts. Il est question de rappeler les différents concepts et définitions relatifs à ce domaine, de présenter les approches existantes ainsi, quelques méthodes de commandes tolérantes aux défauts.

## I.7 ÉTAT DE L'ART DES SYSTEMES FTC

Un système de commande tolérant aux défauts est un système capable de maintenir la stabilité et un certain degré de performance en présence de défauts [7]. On distingue deux approches : passive et active. Dans l'approche passive on utilise les techniques du contrôle robuste [15] de manière à ce que le système en boucle fermée reste insensible à un ensemble connu des défauts. Cette approche ne nécessite aucun schéma de détection de défauts ni aucune reconfiguration de loi de commande est donc du point de vue calcul plus attractive. Mais son applicabilité est très limitée à cause de ses désavantages:

1. Les défauts sont alors pris en compte dans la conception du système de commande. Le contrôleur est donc robuste aux défauts prescrits (sa capacité de tolérance reste restreinte à quelques défauts).
2. Assurer la robustesse vis à vis des défauts, ne peut se faire sans réduire les performances nominales du système. Comme les défauts sont des phénomènes qui arrivent rarement, il n'est pas raisonnable de dégrader les performances nominales du système pour un ensemble très réduit de défauts.
3. Dans des conditions pratiques, l'utilisation seule de la commande robuste peut être risquée.

Comme un régulateur inintelligent, sans utilisation de module de diagnostic et sans connaissance sur l'occurrence de défaut (sa sévérité, sa localisation, . . .), le système passif a alors une faible capacité de tolérance aux défauts.

A l'opposé de la voie passive, l'approche active réagit ' activement ' sur les défauts en reconfigurant la loi de commande de manière à maintenir la stabilité et les performances du système [15]. Cette approche permet alors de traiter des défauts imprévus mais nécessite une technique de détection et d'isolation de défauts (FDD) et une méthode de reconfiguration de la loi de commande comme le montre La figure (I.4) qui présente un schéma typique de systèmes de commande tolérante aux défauts [8] avec 4 principaux composants : un bloc de diagnostic de défauts (en anglais Fault Détection and Diagnosis, FDD) donnant des informations en temps réel, un mécanisme de reconfiguration, un régulateur reconfigurable et une référence appliquée au système. Dans le schéma de FDD, les paramètres en défaut ainsi que les variables d'état du système doivent être estimés en ligne. Ce schéma de FDD doit permettre de prendre en compte les différents types de défauts intervenant sur le système et d'assurer la fiabilité de ses informations pour activer le mécanisme de reconfiguration en un temps minimal.

A partir de cette information en ligne produite par le module de FDD le contrôle non linéaire basé sur le technique de linéarisation au sens des entrées-sorties [16], le régulateur reconfigurable doit être synthétisé automatiquement pour maintenir la stabilité et la dynamique du système ainsi que ses performances initiales. De plus, afin d'assurer que le système en boucle fermée soit capable de suivre la commande de référence/trajectoire spécifiée même en présence de défauts, un régulateur "feedforward" reconfigurable doit pouvoir être synthétisé pour réaliser un asservissement. Dans le cas de dégradation de performances du système, la commande de référence doit permettre d'ajuster l'entrée de commande ou la trajectoire de référence automatiquement ou informer les opérateurs humains de la présence de défauts [7].

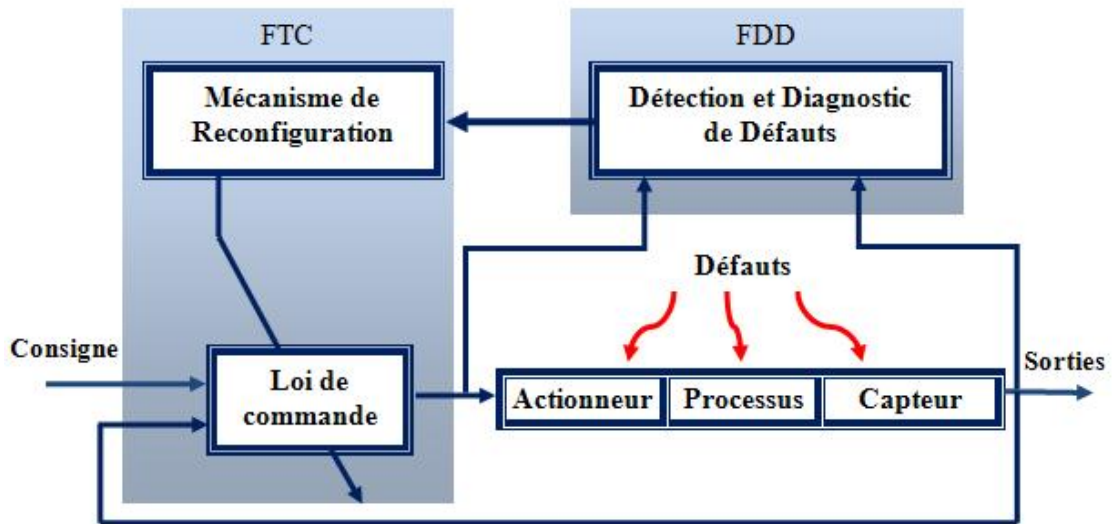
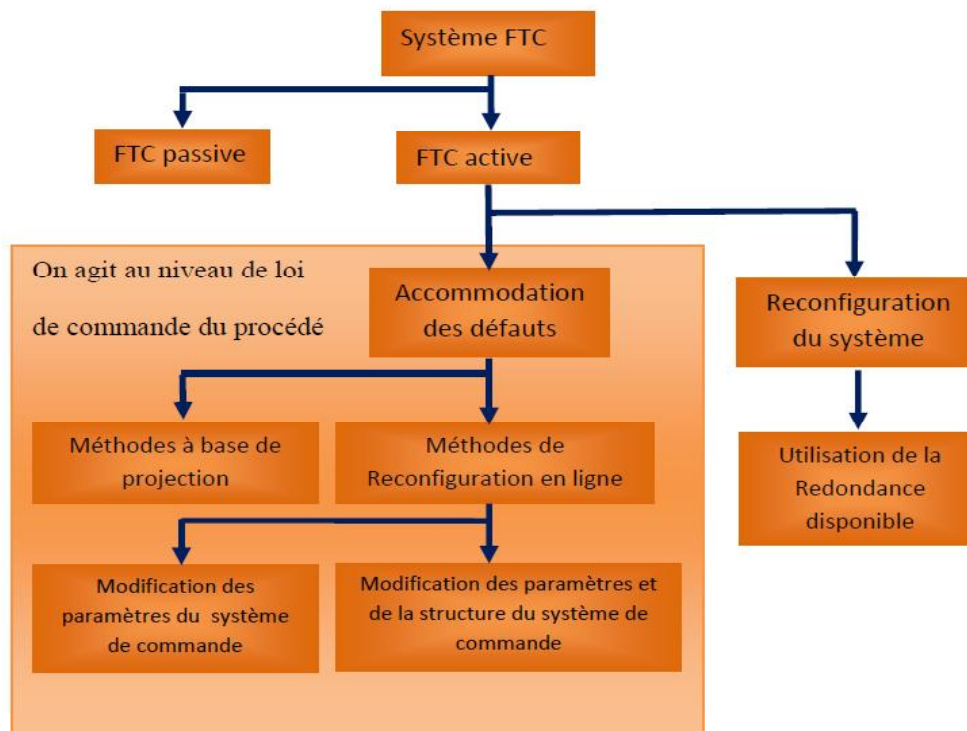


Figure I.4 Schéma de principe d'une loi de commande FTC active.

Comme nous avons dit, les approches FTC sont divisées en deux classes : les approches passives et les approches actives. Voir la figure (I.5) Les méthodes actives sont généralement classifiées en deux sous classes : l'accommodation de défauts, et la reconfiguration du système.

Lorsque l'on parle de reconfiguration du système, la structure du système à contrôler est modifiée de façon à compenser l'effet du défaut. En d'autres termes, les entrées/sorties entre la loi de commande et le système à contrôler sont modifiées à travers un changement des paramètres et de la structure de la loi de commande.

Lorsque l'on parle d'accommodation de défauts, les entrées/sorties entre la loi de commande et le système à commander restent inchangées. Dans le cadre de l'accommodation de défauts, on distingue les méthodes à base de projection, des méthodes de reconception en ligne. Dans les méthodes à base de projection, il s'agit de sélectionner la loi de commande adéquate à partir d'un ensemble de correcteurs pré calculés hors ligne. Les méthodes de préconception en ligne impliquent un calcul en ligne des paramètres du correcteur (commande reconfigurable) ou une nouvelle synthèse de la loi de commande modifiant ainsi la structure et les paramètres de cette dernière. La classification précédente est résumée sur cette figure.



**Figure I.5** Classification des approches FTC.

On rencontre plusieurs problèmes lors de la conception d'un système FTC actif :

1. Le problème majeur dans cette approche consiste en la limitation du temps disponible pour recalculer la loi de commande à chaque instant de détection d'un défaut.

2. Ainsi le problème le plus important, est probablement l'intégration des blocs FTC et FDD du système. La majorité des approches dans la littérature se concentrent sur l'une de ces deux parties en considérant que l'autre est absente ou qu'elle est parfaite. Pour être plus spécifique, d'une part, plusieurs algorithmes FDD ne considèrent pas le système en boucle fermée et d'autre part, plusieurs méthodes FTC supposent que l'estimation des défauts par le bloc FDD est parfaite. Il est très important de réaliser l'une des deux parties en considérant la présence et l'imperfection de l'autre.

3. Dans le cas stochastique, ce type d'approche engendre aussi un autre problème très peu étudié dans le contexte déterministe. Lors qu'un défaut apparaît, au départ, il n'y a pas assez d'informations en terme d'entrées sorties système alimentant le bloc FDD, et ce dernier n'est pas capable de diagnostiquer le défaut. Pour cette raison le bloc FTC doit supporter les incertitudes dans les estimations du bloc FDD et assurer au moins la stabilité durant la période transitoire nécessaire pour le diagnostic du défaut.

4. Très souvent, pour représenter les dynamiques des systèmes physiques réels, les modèles linéaires manquent de précision et on doit utiliser les modèles non linéaires. Ceci nécessite le développement de techniques FTC capables de traiter explicitement les non-linéarités dans les représentations mathématiques des systèmes.

5. Un autre problème très important est qu'un système commandé en temps réel, possède une saturation dans le signal de commande, c'est-à-dire que le signal d'entrée ne doit pas dépasser une certaine valeur. On doit donc concevoir une commande qui n'est pas active au-delà des limites de la saturation dans des conditions normales. Cependant, les défauts peuvent ramener le signal de commande au-delà des limites de saturation.

## I.8 DIFFERENTES METHODES FTC

Lorsqu'un recours à des chaînes redondantes d'actionneurs, composants et/ou capteurs n'est pas possible, l'objectif est alors de concevoir des stratégies d'accommodation de défauts permettant de compenser complètement ou partiellement l'effet du défaut en utilisant les ressources disponibles. De très bons états de l'art sur l'analyse de ces méthodes peuvent être trouvés dans la liste non exhaustive de la référence suivante [17]. Dans ces références, on peut identifier les principales méthodologies pour la conception de stratégies d'accommodation de défauts :

### I.8.1 Techniques FTC passives

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

Dans [14], les auteurs proposent de modéliser l'effet des défauts sur le système par un Processus aléatoire. Une méthodologie basée sur la minimisation d'un critère LQG, est ensuite utilisée pour synthétiser le correcteur FTC. Dans [18], l'idée est d'utiliser la paramétrisation de Youla comme degré de liberté pour atteindre les performances FTC requises. Le problème est résolu à l'aide de la technique « loopshaping » de la commande robuste  $H_\infty$ . La minimisation d'un critère  $H_\infty$  est aussi le point initial autour duquel les travaux de Yang et Lum [7] sont développés. La méthode de synthèse mise en jeu est basée sur les inégalités matricielles linéaires (LMI), ou sur la résolution d'équations algébriques de Riccati. La méthodologie proposée par Marcos et Balas [19] consiste à synthétiser un régulateur à quatre degrés de liberté (*4-DOF Controller*) [2]. La méthodologie implique donc la gestion d'un compromis entre les performances de régulation et de diagnostic. Même si l'idée de départ est séduisante d'un point de vue conceptuel, ce type de solution reste pour le moins discutable car cela conduit à détériorer les performances du système commandé en fonctionnement nominal (non défaillant).

### I.8.2 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 :

#### I.8.2.1 Méthode du pseudo inverse

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

$$\begin{cases} \dot{x} = A \cdot x + B \cdot u \\ y = C \cdot x \end{cases} \quad (\text{I.13})$$

Avec une commande en retour d'état linéaire  $u = -Kx$ . L'apparition d'un défaut conduit à un changement du modèle qui devient :

$$\begin{cases} \dot{x}_f = A_f x_f + B_f u_f \\ y_f = C_f x_f \end{cases} \quad (\text{I.14})$$

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 :

$$u_f = -K_f \cdot x_f, \text{ telle que } A - BK = A_f - B_f K_f \quad (\text{I.15})$$

On a:

$$K_f = B_f^+ \cdot (A_f - A + BK)$$

$B_f^+$  étant 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 [12].

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 palier ce problème, la méthode pseudo-inverse modifiée a été développée. D'autres modifications et améliorations de cette méthode ont été par la suite proposées dans la littérature (voir par exemple [10]).

#### I.8.2.2 Méthode de placement de structure propre

Pour la conception de loi de commande tolérante aux défauts cette méthode a été introduite initialement dans [20] et a fait l'objet de plusieurs publications (voir par exemple [13]). 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.

### **I.8.2.3 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 [21]. 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.

### **I.8.2.4 Commande prédictive**

Tout le potentiel de la commande prédictive à résoudre le problème de l'accommodation aux défauts a été montré par Maciejowki [7]. 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.

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.8.2.5 Commande multi-modèle

C'est une autre approche FTC active qui attire l'attention des chercheurs pour la résolution du problème de l'accommodation pour les systèmes non linéaires. En effet, cette technique permet de commander un système non linéaire sur une large zone de fonctionnement, décomposée en plusieurs zones linéaires autour de différents points de fonctionnements. Il est alors possible d'appliquer les techniques linéaires pour les systèmes non linéaires. La loi de commande globale, dans ce cas, est déterminée à partir de  $n$  lois de commandes calculées pour toutes les situations possibles du système, décrites par un ensemble de  $n$  modèles. Le premier modèle correspond au fonctionnement nominal du système. Les autres situations prennent en compte l'apparition d'un défaut particulier, entraînant le système en dehors de sa zone de fonctionnement nominal. Les matrices de gain  $K_i$  de la commande sont calculées à l'avance pour chacun des modes de fonctionnement. La commande locale  $u_i$  est déterminée par la relation [14]:

$$u_i = K_i \hat{X}_i \quad (\text{I.17})$$

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

$$P(H_i/r_i) = \frac{P(H_i)P(r_i/H_i)}{\sum_{i=1}^n [P(H_i)P(r_i/H_i)]} \quad (\text{I.18})$$

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

$$U = \sum_{i=1}^n u_i P(H_i/r_i) \quad (\text{I.19})$$

Cette méthode requiert le calcul a priori des gains des régulateurs correspondant à chaque situation du système. Une méthode fondée sur le principe d'interaction a été développée pour des défauts de type capteur et actionneur [7], Cette technique est basée sur une estimation d'état reconfigurée permettant d'éviter la modification du gain de la commande par retour d'état pour n'importe quelle situation du système.

### I.8.2.6 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 [22][16][23][24].

Généralement, la méthode considère un modèle de référence de la forme :

$$\begin{cases} \dot{x}_m = A_m x_m + B_m r \\ y_m = x_m \end{cases} \quad (\text{I.20})$$

Où  $r \in \mathfrak{R}^m$ ,  $x_m \in \mathfrak{R}^n$  et  $y_m \in \mathfrak{R}^p$  correspondent respectivement au signal de référence, aux états et aux sorties du modèle de référence. Le but est de synthétiser les matrices  $K_r$  et  $K_x$  telles que la loi de commande par retour d'état  $u$  définie par :

$$u = K_r r + K_x x \quad (\text{I.21})$$

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

$$\begin{cases} \dot{x} = A_f x + B_f u \\ y = C_f x \end{cases} \quad (\text{I.22})$$

Où  $u \in \mathfrak{R}^m$  correspond aux entrées de commande,  $y \in \mathfrak{R}^p$  aux sorties mesurées, et  $x \in \mathfrak{R}^n$  aux états du système et où  $A_f, B_f$  et  $C_f$  sont des matrices d'état dépendant du vecteur de paramètre  $f$  correspond à un vecteur de paramètres dont la variation autour de sa valeur nominale traduit l'effet des défauts considérés. On cherche alors les matrices  $K_r$  et  $K_x$  telles que le système défaillant (I.22) coïncide au modèle de référence (I.20) en boucle fermée.

Il Vient alors que:

$$\begin{cases} K_x = (C_f B_f)^{-1} \cdot (A_m - C_f A_f) \\ K_r = (C_f B_f)^{-1} \cdot B_m \end{cases} \quad (\text{I.23})$$

Comme nous le montre le résultat (I.23), 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.23) 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 [22]. L'idée consiste à calculer directement les matrices de gain des correcteurs  $K_r$  et  $K_x$  à partir d'une méthode adaptative.

### I.8.2.7 Bloc FDD et FTC intégrés

Une autre approche de commande tolérante aux défauts consiste à intégrer le processus de surveillance des défauts FDD dans la procédure de commande FTC. Dans ce cas, les défauts possibles, sont représentés par des signaux et estimés par le même algorithme qui calcule la loi de commande. Les défauts sont tout d'abord modélisés puis une commande insensible à ces derniers est conçue. Ainsi, l'opérateur peut être averti de la présence du défaut grâce aux processus de surveillance [9].

Il y a cependant, plusieurs autres approches intégrant les blocs FDD et FTC : combinaison des approches FDD à base de modèles multiples avec la redistribution de la commande ou avec régulateur PID [7], combinaison de méthodes FDD et FTC adaptatives, reconfiguration basée sur l'ajout d'un résidu issu du bloc FDD à la commande nominale.

D'autres approches ont été proposées dans le cadre de l'approche active de la commande tolérante aux défauts, parmi lesquelles, l'utilisation de l'optimisation convexe ou encore la commande LQ où un choix adéquat des matrices de pondération permet d'atténuer l'effet des défauts sur le processus. Il est à noter aussi l'existence de méthodes basées sur des approches heuristiques [18] et les réseaux de neurones et la logique floue.

## I.9 CONCLUSION

Dans ce premier chapitre, nous avons donné un état de l'art de 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. Aussi nous avons données une revue sur un certain nombre de travaux de recherche effectués dans ce domaine. Chaque méthode de commande FTC a fait l'objet d'une discussion avec ses avantages et ses inconvénients.

Etant donné que l'objectif de notre travail est l'application d'une technique FTC passive pour la machine synchrone à aimant permanent (MSAP), une modélisation mathématique de cette dernière s'impose. Ce ci fera l'objectif du chapitre suivant.



# **Modélisation de la MSAP avec et sans défauts**

## II.1 INTRODUCTION

L'étude du comportement d'une machine électrique est une tâche difficile et nécessite, avant tout, une bonne connaissance de son modèle dynamique afin de bien prédire, par voie de simulation, son comportement dans les différents modes de fonctionnement envisagés.

Parmi les machines électriques à courant alternatif utilisées dans les entraînements, la machine synchrone à aimants permanents (MSAP) reste un bon candidat à cause d'un certain nombre d'avantages qu'elle présente, à savoir [25], pas de pertes au rotor, une grande capacité de surcharge, une vitesse stable et constante à une fréquence donnée et surtout à cause de son couple massique élevé par rapport à celui de la machine asynchrone et du moteur synchrone classique.

L'objet de ce chapitre est la modélisation de la machine synchrone à aimants permanents et la formulation du problème de la commande robuste tolérante aux défauts. On présente d'abord le modèle triphasé puis à l'aide de la transformation de Park on obtient la fameuse représentation (d-q). Puis ne introduit pas les perturbations dues aux variations paramétriques puis celles dues à la présence de défauts [26], [27]. Le chapitre se termine par des simulations en boucle ouverte des modèles obtenus.

## II.2 MODELISATION DE LA MSAP

### II.2.1 Obtention du modèle

La machine synchrone à aimants permanents (MSAP) comporte au stator un enroulement triphasé représenté par les trois axes (A, B, C) déphasés, l'un par rapport à l'autre, de  $120^\circ$  électrique (figure II.1) et au rotor des aimants permanents assurant son excitation. En fonction de la manière dont les aimants sont placés, on peut distinguer deux types de rotors. Dans le premier type, les aimants sont montés sur la surface du rotor offrant un entrefer homogène, la machine est appelée à rotor lisse et les inductances ne dépendent pas de la position du rotor. Dans le deuxième, par contre, les aimants sont montés à l'intérieur de la masse rotorique et l'entrefer sera variable à cause de l'effet de la saillance. Dans ce cas, les inductances dépendent fortement de la position du rotor.

De plus, le diamètre du rotor du premier type est moins important que celui du deuxième ce qui réduit considérablement son inertie en lui offrant la priorité dans les entraînements des charges rapides. Afin de modéliser la MSAP, on adopte les hypothèses simplificatrices usuelles données dans la majorité des références: La machine possède une armature symétrique non saturée ce qui permet d'exprimer les flux comme fonctions linéaires des courants et une distribution sinusoïdale de la FMM créée par les enroulements au stator.

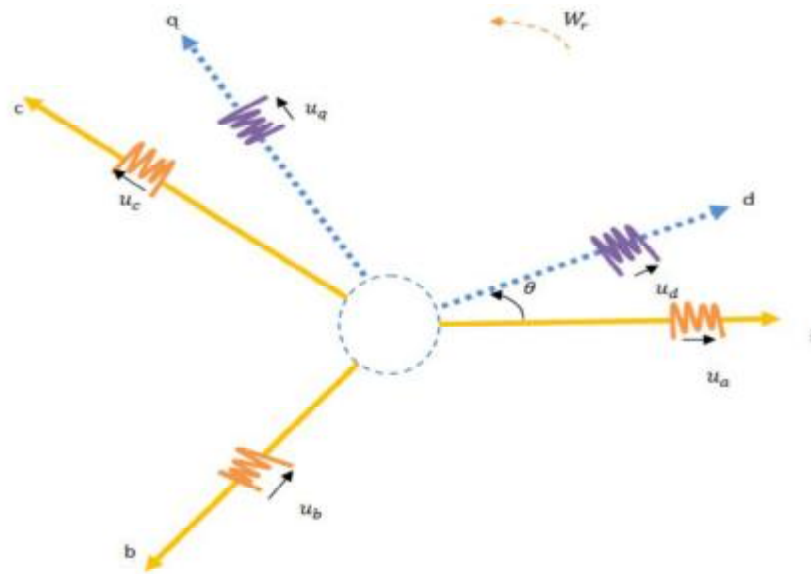


Figure. II.1 Référentiel ABC, et Référentiel d-q

Le modèle mathématique de la MSAP est similaire à celui de la machine synchrone classique [25]. En considérant les conditions simplificatrices citées ci-dessus, le modèle triphasé s'exprime par

$$[V_{ABC}] = [R][I_{ABC}] + \frac{d}{dt} [\lambda_{ABC}] \tag{II.1}$$

$$[V_{ABC}] = \begin{bmatrix} V_A \\ V_B \\ V_C \end{bmatrix}, [I_{ABC}] = \begin{bmatrix} I_A \\ I_B \\ I_C \end{bmatrix}, [\lambda_{ABC}] = \begin{bmatrix} \lambda_A \\ \lambda_B \\ \lambda_C \end{bmatrix}, [R] = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix}, \tag{II.2}$$

Avec  $V_{ABC}$ ,  $I_{ABC}$ ,  $\lambda_{ABC}$ , représentant respectivement les tensions de phases statoriques, les courants de phases statoriques et les flux totaux produits par les courants statoriques.  $R_s$  indique la résistance d'une phase statorique.

Les flux totaux  $\lambda_{ABC}$  sont exprimés par:

$$[\lambda_{ABC}] = [L][I_{ABC}] + [\phi_{ABC}] \tag{II.3}$$

Où

$$[L] = \begin{bmatrix} L_{SS} & M_s & M_s \\ M_s & L_{SS} & M_s \\ M_s & M_s & L_{SS} \end{bmatrix} \tag{II.4}$$

Avec  $L_{ss}$  et  $M_s$  représentant l'inductance propre et l'inductance mutuelle entre les enroulements statoriques, La self-inductance est la somme de deux inductances : l'inductance de fuite  $L_{ls}$  et l'inductance de magnétisation  $L_m$ .

$$L_{ss} = L_{ls} + \frac{3}{2} L_m$$

Les flux  $\phi_{ABC}$ , sont les flux rotoriques vus par les enroulements du stator. Ils représentent les amplitudes des flux induits dans les phases statoriques à vide.

La substitution de (II.3) dans (II.1) donne:

$$[V_{ABC}] = [R][I_{ABC}] + \frac{d}{dt} ([L][I_{ABC}] + [\phi_{ABC}]) \quad (\text{II.5})$$

Le couple électromagnétique est exprimé par :

$$C_{em} = \frac{1}{\omega_r} ([e_{ABC}]^T [I_{ABC}]) \quad (\text{II.6})$$

Où  $e_{ABC} = \frac{d}{dt} [\phi_{ABC}]$  représentent les FÉMS produites dans les phases statoriques.

$\Omega_r$  : la vitesse de rotation du rotor en (rad/sec).

On remarque que le système (II.5) engendre des équations fortement non-linéaires et couplées. Pour simplifier ce problème, la majorité des travaux dans la littérature préfèrent utiliser ladite transformation de Park [25], qui, par une transformation appliquée aux variables réelles (tensions, courants et flux), permet d'obtenir des variables fictives appelées les composantes d-q ou les équations de Park.

Du point de vue physique, cette transformation est interprétée comme étant une substitution des enroulements immobiles (A, B, C) par des enroulements (d,q) tournant avec le rotor. Cette transformation rend les équations dynamiques des moteurs à courant alternatif plus simples ce qui facilite leur étude et leur analyse.

La transformation de Park est définie comme suit:

$$[X_{dq0}] = [K_\theta][X_{ABC}] \quad (\text{II.7})$$

Où  $X$  peut-être un courant, une tension ou un flux et  $\theta$  représente la position du rotor. Les termes  $X_d$ ,  $X_q$  représentent les composantes longitudinale et transversale des variables statoriques (tensions, courants, flux et inductances).

La matrice de transformation  $K_\theta$  est donnée par :

$$[K_\theta] = \frac{2}{3} \cdot \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \sin(\theta) & \sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad (\text{II.8})$$

Dont la matrice inverse a pour forme:

$$[K_\theta]^{-1} = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \sin(\theta) & 1 \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & 1 \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) & 1 \end{bmatrix} \quad (\text{II.9})$$

Le moteur est supposé être connecté en étoile et forme donc un système équilibré  $I_A + I_B + I_C = 0$  Ainsi, le composant homopolaire désigner par la troisième ligne de la matrice (II.8) est nulle.

En appliquant la transformation (II.7) au système (II. 1), on obtient :

$$[u_{dq}] = [K_\theta][V_{ABC}] = [K_\theta][R][I_{ABC}] + [K_\theta] \frac{d}{dt} [\lambda_{ABC}] \quad (\text{II.10})$$

En suite, en se basant sur (II.9) et (II.5) on obtient:

$$[u_{dq}] = [K_\theta][u_{dq}][K_\theta]^{-1}[i_{dq}] + [K_\theta][K_\theta]^{-1} \frac{d}{dt} [\phi_{dq}] + \dots \quad (\text{II.11})$$

$$\dots + [K_\theta] \left( \frac{d}{dt} [K_\theta]^{-1} \right) [\phi_{dq}]$$

Du moment [R] que est diagonale, alors :

$$[K_\theta][R][K_\theta]^{-1} = [R]$$

En utilisant

$$[K_\theta] \frac{d}{dt} [K_\theta]^{-1} = \frac{d\theta}{dt} \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ -1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (\text{II.12})$$

Et à l'aide de (II.11), on peut déduire les équations de Park sous une forme vectorielle comme suit:

$$[u_{dq}] = [R][i_{dq}] + \frac{d}{dt} [\lambda_{dq}] + P\Omega_r [\lambda'_{dq}] \quad (\text{II.13})$$

$$[u_{dq}] = \begin{bmatrix} u_d \\ u_q \end{bmatrix}, [R] = \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix}, [i_{dq}] = \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix},$$

$$[\lambda_{dq}] = \begin{bmatrix} \lambda_d \\ \lambda_q \end{bmatrix}, [\lambda'_{dq}] = \begin{bmatrix} \lambda'_d \\ \lambda'_q \end{bmatrix}$$

Et la transformation (II.8) appliquée à (II.3) donne :

$$\begin{bmatrix} \lambda_d \\ \lambda_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_d & 0 \\ 0 & L_q \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \phi_f \\ 0 \end{bmatrix} \quad (\text{II.14})$$

$\phi_f$ ,  $P$  désignent respectivement le flux crée par les aimants au rotor et le nombre de paires de pôles. L'équation électromécanique est exprimée par :

$$C_{em} - C_r = J \frac{d\Omega_r}{dt} + f\Omega_r \quad (\text{II.15})$$

Avec :  $f$ ,  $J$  et  $C_r$  définissant le coefficient d'amortissement, le moment d'inertie du rotor et le couple de charge. Le couple électromagnétique ( $C_{em}$ ) est produit par l'interaction entre les pôles formés par les aimants au rotor et les pôles engendrés par les FMMs dans l'entrefer générées par les courants statoriques. Il est exprimé par :

$$C_{em} = P \cdot (\phi_f i_q + (L_d - L_q) i_d i_q) \quad (\text{II.16})$$

En développant le système d'équations (II.13) et en se rappelant la relation entre La vitesse mécanique  $\Omega_r$  et la vitesse électrique  $\omega_r$  du rotor donnée par :  $\omega_r = P\Omega_r$  on peut déduire la forme finale du modèle de la MSAP dans le référentiel d-q en fonctionnement normal, c'est-à-dire le régime où l'unique perturbation inconnue est le couple de charge appliqué à la machine (il n'y a ni perturbations paramétriques ni défauts). Soit :

$$\dot{x} = f(x) + B(x) + d \cdot C_r \quad (\text{II.17})$$

Avec  $x$  : vecteur d'état choisi pour la modélisation formé de  $i_d$ =courant direct,  $i_q$ = courant en quadrature et  $\omega_r$  la vitesse électrique du rotor.

$$x = [x_1 \ x_2 \ x_3]^T = [i_d \ i_q \ \omega_r]^T \quad (\text{II.18})$$

$f(x)$  : Champs de vecteur définissant la dynamique non linéaire de la machine

$$B : \text{matrice d'entrée } B = \begin{bmatrix} b_1 & 0 \\ 0 & b_2 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (\text{II.19})$$

$u$  : Vecteur de commande composé des tensions exprimées dans le repère de Park.

$$u = \begin{bmatrix} u_1 = u_d \\ u_2 = u_q \end{bmatrix} \quad (\text{II.20})$$

$C_r$  : Étant le couple de charge inconnu et le vecteur  $d$  est donné par :

$$d = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ d_1 \end{bmatrix} \quad (\text{II.21})$$

Le modèle (II.17) peut être réécrit d'une façon plus détaillée :

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = f_1(x) + b_1 u_1 \\ \dot{x}_2 = f_2(x) + b_2 u_2 \\ \dot{x}_3 = f_3(x) + d_1 C_r \end{cases} \quad (\text{II.22})$$

Avec l'expression de champ de vecteur  $f(x)$  suivante:

$$\begin{cases} f_1(x) = a_1 x_1 + a_2 x_2 x_3 \\ f_2(x) = a_3 x_2 + a_4 x_3 + a_5 x_1 x_3 \\ f_3(x) = a_6 x_2 + a_7 x_3 + a_8 x_1 x_2 \end{cases} \quad (\text{II.23})$$

### II.2.2 Paramètres du modèle

$$\vartheta = [a_1 \ a_2 \ a_3 \ a_4 \ a_5 \ a_6 \ a_7 \ a_8 \ b_1 \ b_2 \ d_1] \quad (\text{II.24})$$

Les composantes de ce vecteur s'expriment en fonction des paramètres mécaniques et électriques de la MSAP comme suit :

$$\begin{cases} a_1 = -\frac{R_s}{L_d}; & a_2 = \frac{L_q}{L_d}; & b_1 = \frac{1}{L_d} \\ a_3 = -\frac{R_s}{L_q}; & a_4 = -\frac{\phi_f}{L_d}; & a_5 = -\frac{L_d}{L_q} \\ a_6 = \frac{P^2 \phi_f}{J}; & a_7 = -\frac{f}{J}; & a_8 = \frac{P^2 \phi_f}{J} (L_d - L_q) \\ b_2 = -\frac{1}{L_q} & d_1 = -\frac{P}{J} \end{cases} \quad (\text{II.25})$$

Avec

$R_s$ Résistance d'une phase du stator	$f$ coefficient de frottement
$L_d$ Inductance dans l'axe directe	$J$ moment d'inertie du rotor
$L_q$ Inductance dans l'axe en quadrature	$P$ nombre de paires de pôles
$\phi_f$ Flux créé par les aimants au rotor	

Dans ce travail nous étudions une machine à pôles lisses ce qui se traduit par  $L_q = L_d = L$  et simplifie relativement le modèle (II.22) ainsi que l'expression du couple électromagnétique car  $a_8 = 0$ . Le couple électromagnétique  $C_{em}$  s'exprimant par [25] :

$$C_{em} = P \cdot (\phi_f + (L_d - L_q) \cdot i_d) \cdot i_q = P \cdot \phi_f \cdot i_q \quad (\text{II.26})$$

Le tableau suivant contient les valeurs numériques nominales des paramètres de la machine étudiée :

$R_s^0$	$L^0$	$f^0$	$J^0$	$\phi_f^0$	$P$	$C_{nom}$	$P_{nom}$
3.4	0.0121	0.00005	0.0001	0.013	2	0.05	22
$\Omega$	H	Nm/rdS <sup>-1</sup>	Nm/rdS <sup>-2</sup>	Wb	/	Nm	W

**Tableau II.1** : paramètres de la machines étudiée

$C_{nom} \cdot P_{nom}$  Sont respectivement le couple de charge nominal et la puissance nominale.

## II.3 DEFAUTS DANS LA MSAP

### II.3.1 Les défauts dans une machine électrique [28] [29]

Les machines électriques sont des éléments critiques dans les applications électromécaniques et dans les processus industriels. Une panne dans une machine peut causer l'arrêt de l'unité de production ou nécessiter l'utilisation d'un équipement redondant pour contourner le problème [28].

Plusieurs études ont montré que l'une des raisons principales des défauts dans les machines électriques est la dégradation des enroulements statoriques. Les défauts du stator sont généralement reliés à un problème d'isolation. Ces défauts ne sont pas facilement détectables au départ, mais grandissent tour après tour et deviennent dangereux. Par conséquent, toute technique capable de détecter ce genre de défaut plus rapidement (FDI-FDD) est la bienvenue, car elle permet d'éviter les situations catastrophiques et d'élaborer des procédures de réparation (FTC) [26], [27] [28], [29] [30].

Les origines d'un défaut dans le rotor ou dans le stator peuvent être de différents types :

- Thermique (surcharge, . . .).
- Électrique (diélectrique, . . .).
- Électromagnétique (Force en  $B^2(t)$ , . . .).
- Mécanique (bobinage, roulement . . .).
- Dynamique (arbre de transmission, . . .).
- Environnemental (agression, . . .).

Les principaux défauts de la MSAP peuvent être classés comme suit [31]:

- Les des défauts de roulements.
- les défauts du rotor.

- Les défauts du stator ou de l'armature.
- Les défauts liés à l'excentricité (statique ou dynamique).



**Figure. II.2** La répartition des pannes de la machine synchrone

Ces défauts produisent un ou plus des symptômes suivants :

- Forces Magnéto-Motrices dans l'entrefer et courants de lignes non équilibrés,
- Pulsations accrues du couple.
- Couple moyen diminué,
- Pertes accrues et réduction d'efficacité.
- Chauffage excessif.

Les méthodes de diagnostic permettant d'identifier les défauts ci-dessus peuvent être décrits comme suit [29]:

- La surveillance du champ électromagnétique par enroulements de prélèvement, enroulements montés autour de l'axe du moteur (détection relative au flux axial),
  - Mesure de la température.
  - Identification infrarouge.
  - Surveillance par émissions de fréquences radio (RF).
  - Surveillance des bruits et des vibrations.
  - Analyse chimique.
  - Mesure de bruits acoustiques.
  - Analyse de la signature du courant du moteur (Motor Current Signature Analysis / MCSA).
- Techniques basées sur la modélisation, l'intelligence artificielle et les réseaux de neurones.

Quelque soit la méthode utilisée, on se doit de prélever un ou plusieurs signaux pour les traiter, les analyser, conclure à une défaillance ou non, avec certitude. Quarter signaux élémentaires peuvent être prélevés. Il s'agit de [32] :

- Courants statoriques.
- Flux rayonnant de la machine.
- Vibrations.
- La vitesse de rotation.

Dans la suite, nous nous baserons sur les méthodes d'analyse du spectre des courants statoriques (MCSA). C'est-à-dire l'étude des fréquences que contient le spectre du courant de chaque phase car la présence d'un défaut dans la machine, induit des harmoniques dans les courants de lignes [29] , [12] , [30].

### II.3.2 Les harmoniques aux défauts

Dans cette section, nous allons rappeler les formules donnant les fréquences des harmoniques apparaissant dans les courants, flux et autres signaux de la machine en cas de défauts [29] , [12] , [28]. Ces fréquences dépendent des caractéristiques de la machine et seront supposées parfaitement connues dans la suite [26], [27].

#### 1) Les défauts des roulements

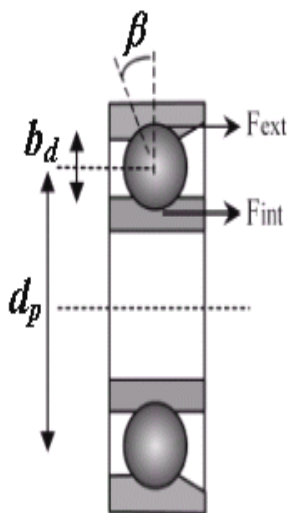


Figure. II.3 : Le roulement à billes

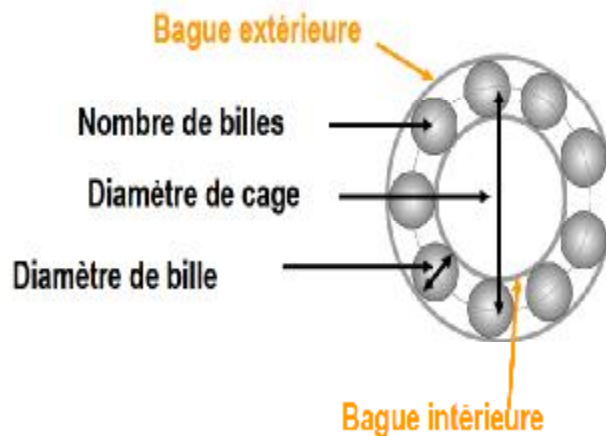


Figure. II.4 : Autre vue en coupe d'un roulement

Les fréquences de vibrations provoquées par un défaut de roulements varient selon le type du défaut comme suit [30] :

Type de défaut dans le roulement	Fréquence de vibration
défaut de la cage externe du roulement	$f_V[\text{HZ}] = (N/2)f_r [1 - b_d \cos(\beta)/d_p]$ (II.35)
défaut de la cage interne du roulement	$f_V[\text{HZ}] = (N/2)f_r [1 - b_d \cos(\beta)/d_p]$ (II.36)
défaut de billes	$f_V[\text{HZ}] = (d_b f_r / b_d) [1 - (b_d \cos(\beta) / d_p)^2]$ (II.35)
défaut du Train du roulement	$f_V[\text{HZ}] = (f_r/2)[1 - b_d \cos(\beta)/d_p]$ (II.38)

**Tableau II.2** fréquences de vibration selon les défauts dans un roulement

Où :

$f_r$  = fréquence de rotation mécanique.

$N$  = Nombre de billes.

$b_d$  = Diamètre des billes.

$d_p$  = Distance du centre des billes.

$\beta$  = L'angle de contact de la bille avec la cage.

Cependant, il a été prouvé que ces fréquences de vibration se reflètent dans le spectre du courant comme :

$$f_{bng} = |f_a \pm m \cdot f_V| \quad (\text{II.27})$$

Où  $m = 1.2.3\dots$ ,  $f_V$  est une des fréquences caractéristiques de vibration et  $f_a$  la fréquence d'alimentation électrique.

## 2) Les défauts de l'armature ou du stator

Ces défauts sont habituellement liés à une isolation défailante. Ils sont généralement connus comme défauts entre terre et phase ou entre phases. Ces défauts peuvent ne pas être détectés au début, mais au cours du temps et tour après tour, leurs effets augmentent et ils deviennent des défauts majeurs (agissent en dérive) [33]. Presque 30-40 % des défauts des machines électriques font partie de cette catégorie.

Les fréquences à détecter dans la composante axiale du flux sont donnés par :

$$f_s = [k \pm n \cdot (1 - s)/P] f_a \quad (\text{II.28})$$

$P$  = Nombre de paires de pôles

$f_a$  = la fréquence d'alimentation

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

$s =$  le glissement ( $s=0$  pour la MSAP).

L'harmonique qui s'ajoute au spectre du courant en cas de défauts dans les enroulements statoriques est caractérisée par la fréquence [26] :

$$f_s = f_a \quad (\text{II.29})$$

Une méthode développée dans [34] basée sur l'utilisation du vecteur étendu de Park (EPVA= Extended Park's Vector Approach) stipule qu'un défaut dans les enroulements statoriques d'une machine électrique synchrone ou asynchrone se manifeste par la présence d'une composante égale au double de la fréquence du signal d'alimentation dans le spectre du EPVA :

$$f_s = 2f_a \quad (\text{II.30})$$

### 3) Défauts du rotor

Dans [29] on a employé l'analyse du spectre du courant de ligne de la machine (MCSA) pour détecter les défauts du rotor. Il s'agit d'étudier les composantes de la bande latérale,  $f_{ro}$  autour du fondamental  $f_a$  pour détecter ces défauts. Voir aussi [26]

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

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

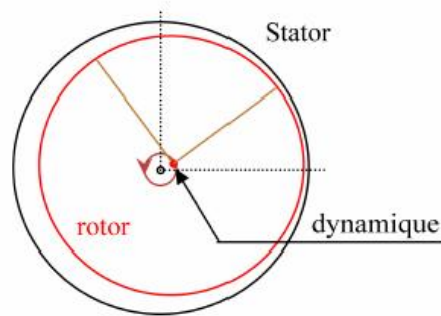
$$f_{ro} = \left(\frac{k}{p}(1-s) \pm s\right)f_a \quad (\text{II.32})$$

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

### 4) Défauts relatifs à l'excentricité

L'excentricité d'une machine apparaît lorsque l'espace entre le stator et le rotor n'est pas uniforme [35]. Quand l'excentricité devient importante, les forces radiales déséquilibrées résultantes (également connues sous le nom de traction magnétique non équilibrée ou Unbalanced Magnetic Pull / UMP) peuvent provoquer une bande de frottement entre le stator et le rotor, et ceci peut avoir comme conséquence l'endommagement du stator et du rotor. Il y a deux types d'excentricité: statique et dynamique.

Dans le cas de l'excentricité statique, la position de la longueur radiale minimale est fixé dans l'espace (l'excentricité statique se distingue par le fait que le centre du rotor n'est pas égal à celui du stator). L'excentricité statique peut être provoquée par la forme ovale du noyau du stator ou par le positionnement incorrect du rotor ou du stators lors du montage. Si l'arbre du rotor est suffisamment rigide, le niveau de l'excentricité statique ne change pas.



**Figure. II.5.** L'excentricité statique et dynamique.

La présence de l'excentricité statique et dynamique peut être détectée par la méthode MCSA (analyse du courant de la machine) [35]. L'équation donnant les fréquences des composantes d'intérêt est :

$$f_{ro} = [(kR \pm n_d)(1 - s)/P \pm v]f_a \quad (\text{II.33})$$

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

$R$ : le nombre de fentes dans le rotor.

$s$ : glissement ( $s=0$  dans notre cas –MSAP–).

$P$ : nombre de paire de pôles.

$f_a$ : fréquence du signal d'alimentation .

$k$ : un nombre entier.

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

Néanmoins, si l'excentricité statique et dynamique existent ensemble, d'autres composantes de basses fréquences peuvent être détectées autour du fondamental pour toutes les machines :

$$f_{ex} = |f_a \pm kf_r| \quad (\text{II.34})$$

Les signaux de vibration peuvent être exploités pour détecter les défauts liés à l'excentricité. En cas d'excentricité mixte les composantes de basse fréquence de vibration du stator sont données par :

$$f_v = 2f_a \pm f_r \quad (\text{II.35})$$

## II.4 MODELE DE LA MSAP EN PRESENCE DE DEFAUTS

Dans cette section nous mettons en évidence le changement du modèle de la MSAP en présence de défauts. Un terme  $V$  représentant une perturbation inconnue mais tout le temps bornée – qui résulte de la présence d'un ou plusieurs défauts dans la machine – s'ajoute dans modèle (II.22) qui s'écrit alors – en absence de perturbations paramétriques – sous la forme :

$$\dot{x} = f(x) + B.u + d.C_r + \sigma.V \quad (\text{II.36})$$

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

$$\sigma = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \text{ et } V = \begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \end{bmatrix} \quad (\text{II.37})$$

Comme il a été précisé plus haut, nous nous basons sur l'analyse du spectre des courants statoriques pour détecter les défauts qui y provoquent une ou plusieurs harmoniques dont les fréquences on été données dans la section précédente.

### II.4.1 Modélisation des harmoniques

Soient  $I_A$  et  $I_B$  les courants de phases (A,B) du moteur ,en cas de défaut ,il sont augmentés d'une sinusoïde de pulsation  $2\pi f_i$  ( $f_i$  étant la fréquence caractéristique du défaut)et une amplitude et phase  $A_i$  et  $\varphi_i$  respectivement :

$$A_i \sin (2\pi f_i \cdot t + \varphi_i) \quad (\text{II.38})$$

Notons que seule  $f_i$  est connue,  $A_i$  et  $\varphi_i$  sont inconnues à priori et reflètent l'état initial du défaut. Les courants  $I_A$  et  $I_B$  en cas de défauts prennent donc la forme suivante [26],[27]

$$\begin{cases} I_A \rightarrow I_A + A_i \sin (2\pi f_i \cdot t + \varphi_i) \\ I_B \rightarrow I_B + A_i \cos (2\pi f_i \cdot t + \varphi_i) \\ i = 1, \dots, n_f \end{cases} \quad (\text{II.39})$$

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

De même pour les courants dans le repère de Park :

$$\begin{cases} i_d \rightarrow i_d + A_i \sin (2\pi f_i \cdot t + \varphi_i) \\ i_q \rightarrow i_q + A_i \cos (2\pi f_i \cdot t + \varphi_i) \\ i = 1, \dots, n_f \end{cases} \quad (\text{II.40})$$

Notons aussi que nous avons gardé les mêmes notations pour l'amplitude et la phase car celles-ci restent inconnues. Par contre, la pulsation  $\omega_i$  n'est pas égale à  $2\pi f_i$  à cause de la transformation de Park [26] :

$$\omega_i = 2\pi f_i + 2\pi f_a = 2\pi(f_i + f_a) \quad (\text{II.41})$$

Une façon d'introduire ces harmoniques dans le système d'état (II.22) [26] est d'utiliser un système différentiel linéaire stable représenté sous forme d'équations d'état :

$$\dot{z} = S \cdot z \quad (\text{II.42})$$

Le système (II.42) n'est autre qu'une représentation d'état de toutes les harmoniques affectant les courants statoriques. La matrice dynamique  $S$  étant la seule caractéristique connue du système, elle est constituée des pulsations  $\omega_i$  :

$$\begin{cases} S = \text{diag}(S_i) \\ S_i = \begin{bmatrix} 0 & \omega_i \\ -\omega_i & 0 \end{bmatrix} \\ i = 1, \dots, n_f \end{cases} \quad (\text{II.43})$$

Et on a :

$$\begin{cases} \dim(S) = 2n_f \times 2n_f \\ \dim(z) = 2n_f \times 1 \end{cases} \quad (\text{II.44})$$

On écrit alors l'équation (II.54) sous une nouvelle forme :

$$\begin{bmatrix} \dot{z}_1 \\ \vdots \\ \dot{z}_{2n_f} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_1 & \dots & 0 \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & \dots & S_{2n_f} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} z_1 \\ \vdots \\ z_{2n_f} \end{bmatrix} \quad (\text{II.45})$$

#### II.4.2 Résolution de l'exosystème

L'état  $z$  du système exogène (II.42) se décompose en  $n_f$  sous état du second ordre :

$$\begin{cases} \bar{z}_i = \begin{bmatrix} Z_{2i-1} \\ Z_{2i} \end{bmatrix} \\ i = 1, \dots, n_f \end{cases} \quad (\text{II.46})$$

Et le sous état  $\bar{z}_i$  possède une dynamique similaire à (II.42) vue la forme diagonale de la matrice  $S$ .

$$\dot{\bar{z}}_i = S_i \cdot \bar{z}_i \quad (\text{II.47})$$

Ou encore

$$\dot{\bar{z}}_i = \begin{bmatrix} \dot{Z}_{2i-1} \\ \dot{Z}_{2i} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & \omega_i \\ -\omega_i & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} Z_{2i-1} \\ Z_{2i} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \omega_i Z_{2i} \\ -\omega_i Z_{2i-1} \end{bmatrix} \quad (\text{II.48})$$

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

$$\begin{cases} \ddot{y} = \dot{Z}_{2i-1} = \omega_i \dot{Z}_{2i} = -\omega_i^2 Z_{2i-1} = -\omega_i^2 y \\ \text{soit} \\ \ddot{y} + \omega_i^2 y = 0 \end{cases} \quad (\text{II.49})$$

La solution de l'équation (II.49) est connue, c'est une sinusoïde de la forme

$y = A_i \sin(\omega_i \cdot t + \varphi_i)$ , donc :

$$\begin{cases} y = Z_{2i-1} = A_i \sin(\omega_i \cdot t + \varphi_i) \Rightarrow A_i \cos(\omega_i \cdot t + \varphi_i) \Rightarrow \\ \bar{Z}_i = \begin{bmatrix} Z_{2i-1} \\ Z_{2i} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_i \sin(\omega_i \cdot t + \varphi_i) \\ A_i \cos(\omega_i \cdot t + \varphi_i) \end{bmatrix} \end{cases} \quad (\text{II.50})$$

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

$$z = \left[ \bar{Z}_1 \ \bar{Z}_2 \ \dots \ \bar{Z}_{n_f} \right]^T \quad (\text{II.51})$$

Les amplitudes  $A_i$  et les phases  $\varphi_i$  ne sont pas connues et reflètent l'aspect aléatoire des défauts ainsi que leur sévérité [26]

En considérant l'équation (II.40), on peut écrire en vertu de (II.50), la nouvelle forme des courants  $i_d$  et  $i_q$  :

$$\begin{cases} \begin{cases} i_d \rightarrow i_d + Z_{2i-1} \\ i_q \rightarrow i_q + Z_{2i} \\ i = 1, \dots, n_f \end{cases} \\ \text{ou} \\ \begin{cases} i_d \rightarrow i_d + \sum_{i=1}^{i=n_f} Z_{2i-1} \\ i_q \rightarrow i_q + \sum_{i=1}^{i=n_f} Z_{2i} \end{cases} \end{cases} \quad (\text{II.52})$$

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

$$\begin{cases} i_d \rightarrow i_d + Q_d z \\ i_q \rightarrow i_q + Q_q z \end{cases} \quad (\text{II.53})$$

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

$$\begin{cases} Q_d = [1 \ 0 \ 1 \ 0 \ \dots \ 1 \ 0] \\ Q_q = [0 \ 1 \ 0 \ 1 \ \dots \ 0 \ 1] \end{cases} \quad (\text{II.54})$$

En utilisant (II.53) les dérivées des courants  $i_d$  et  $i_q$ , prennent la forme :

$$\begin{cases} \dot{i}_d \rightarrow i_d + Q_d \cdot S \cdot z \\ \dot{i}_q \rightarrow i_q + Q_q \cdot S \cdot z \end{cases} \quad (\text{II.55})$$

### II.4.3 Effet sur le modèle

Pour obtenir le modèle de la MSAP en présence de défauts, il suffit maintenant d'injecter les équations (II.53) et (II.55) dans (II.22) en se rappelant que  $i_d = x_1$  et  $i_q = x_2$ . Le résultat est un système de la forme.

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = f_1(x) + b_1 u_1 + V_1 \\ \dot{x}_2 = f_2(x) + b_2 u_2 + V_2 \\ \dot{x}_3 = f_3(x) \end{cases} \quad (\text{II.56})$$

Les calculs mènent vers la forme suivante de  $V$  :

$$V = \begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \end{bmatrix} = - \begin{bmatrix} a_1 \cdot Q_d \cdot z + a_2 \cdot Q_q \cdot z \cdot x_3 + Q_d \cdot S \cdot z \\ a_3 \cdot Q_q \cdot z + a_5 \cdot Q_d \cdot z \cdot x_3 + Q_q \cdot S \cdot z \end{bmatrix} \quad (\text{II.57})$$

### II.4.4 Expression matricielle des perturbations

Se basant sur (II.57) on peut écrire les perturbations des défauts  $V$  sous une forme d'une multiplication matricielle comme suit :

$$\begin{cases} V = - \begin{bmatrix} a_1 \cdot Q_d + a_2 \cdot Q_q \cdot x_3 + Q_d \cdot S \\ a_3 \cdot Q_q + a_5 \cdot Q_d \cdot x_3 + Q_q \cdot S \end{bmatrix} \cdot z = -\Gamma \cdot z \\ \Gamma = \begin{bmatrix} \Gamma_1 \\ \Gamma_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} [a_1 \cdot Q_d + a_2 \cdot Q_q \cdot x_3 + Q_d \cdot S] \\ [a_3 \cdot Q_q + a_5 \cdot Q_d \cdot x_3 + Q_q \cdot S] \end{bmatrix} \end{cases} \quad (\text{II.58})$$

Enfin, les défauts vus de cette manière, sont des perturbations qu'on introduit dans le système (II.17) et qui sont générées par le système (II.42) ce qu'on peut récapituler ainsi :

$$\begin{cases} \dot{z} = S \cdot z \\ V = -\Gamma \cdot z \end{cases} \quad (\text{II.59})$$

### II.4.5 Exemples :

#### II.4.5.1 un défaut affecte la machine au niveau du stator.

Dans ce cas une harmonique de pulsation  $\omega_1$  affecte les courants  $i_d, i_q$  et nous avons:

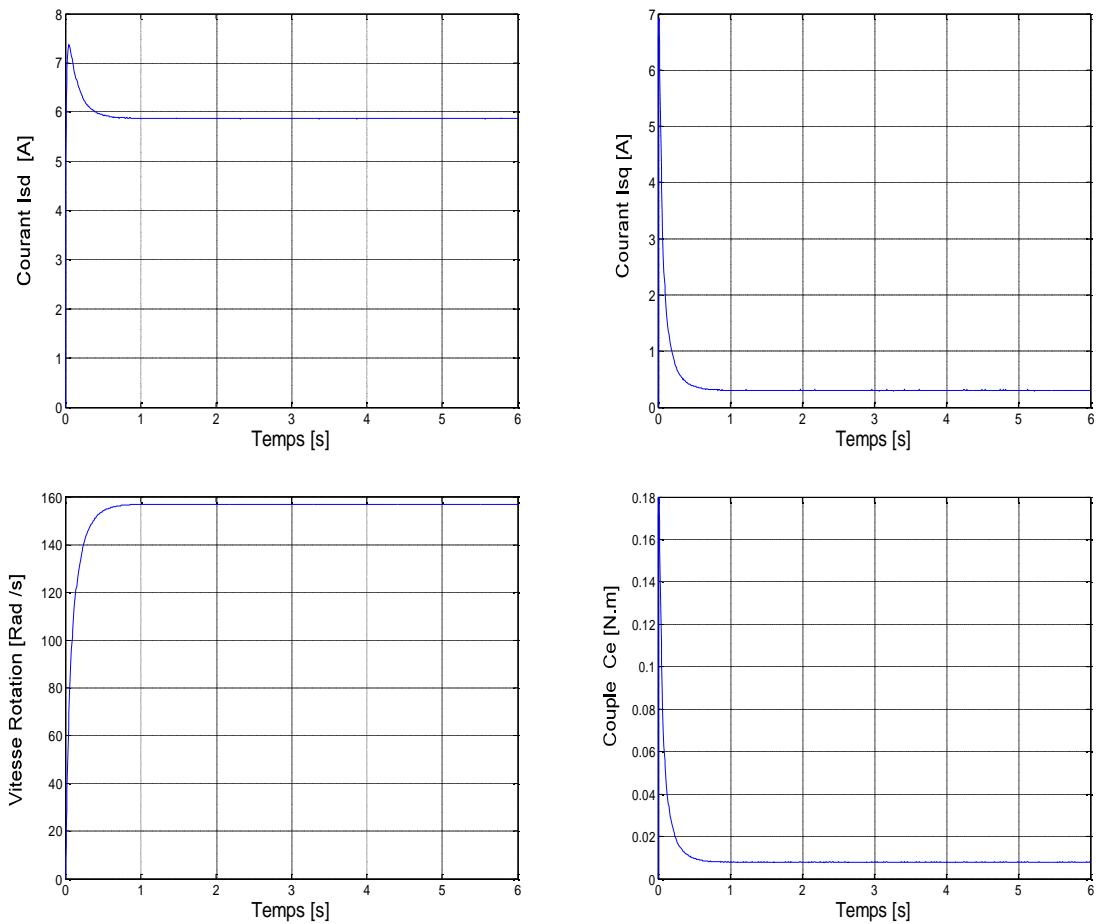
$$\dim(z) = 2; \dim(S) = 2 \times 2; \dim(Q_d) = \dim(Q_q) = 1 \times 2; \dim(\Gamma) = 2 \times 2$$

$$S = \begin{bmatrix} 0 & \omega_1 \\ -\omega_1 & 0 \end{bmatrix}$$

$$Q_d = [1 \ 0]; Q_q = [1 \ 0] \quad (\text{II.60})$$

$$\Gamma = \begin{bmatrix} \Gamma_1 \\ \Gamma_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} a_1 & \omega_1 \\ -\omega_1 & a_3 \end{bmatrix}$$

### II.5.SIMULATION :



**Figure. II.6.** Simulation de la machine sans aucune charge.

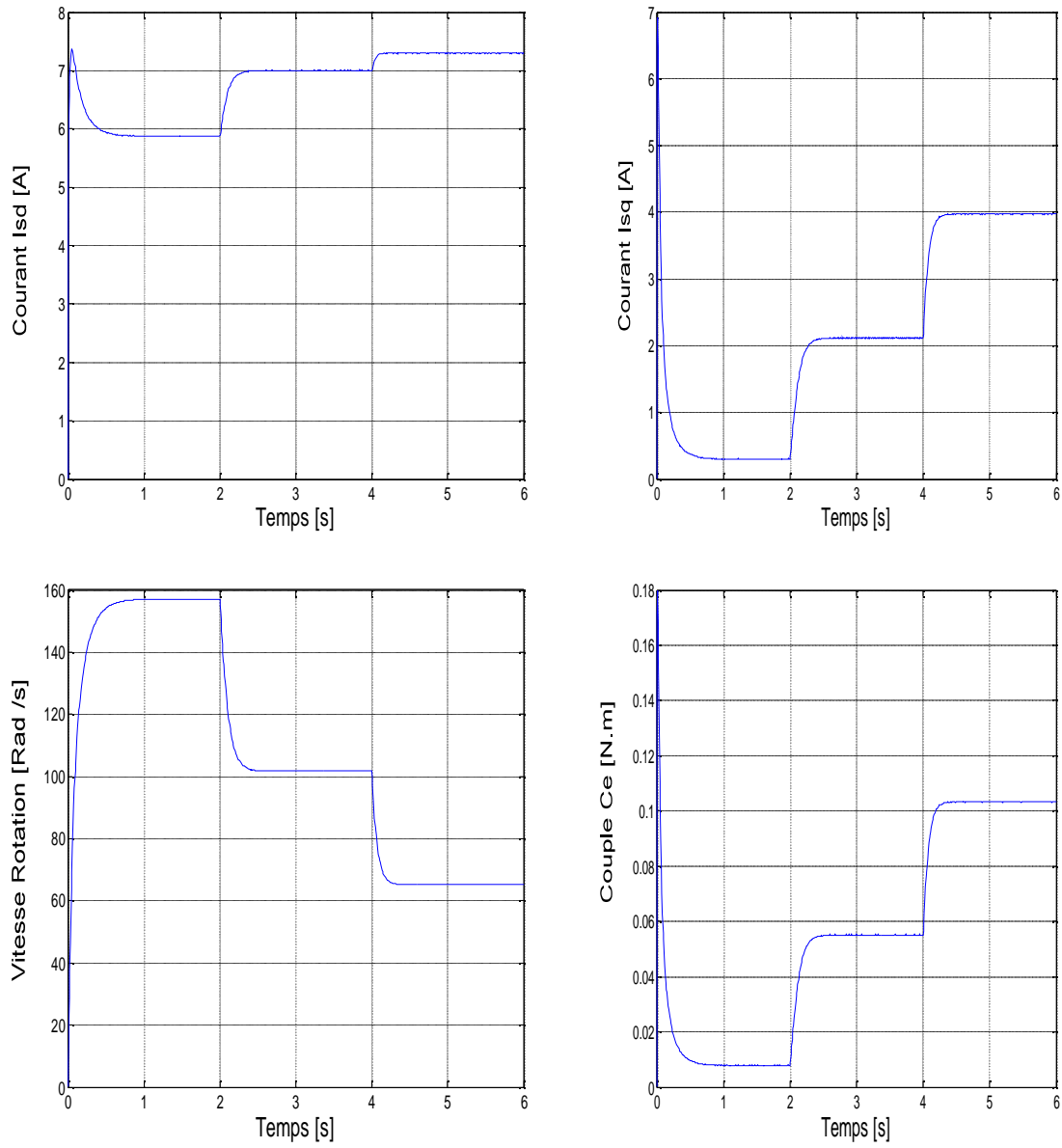


Figure. II.7. Simulation de l'effet du couple de charge.

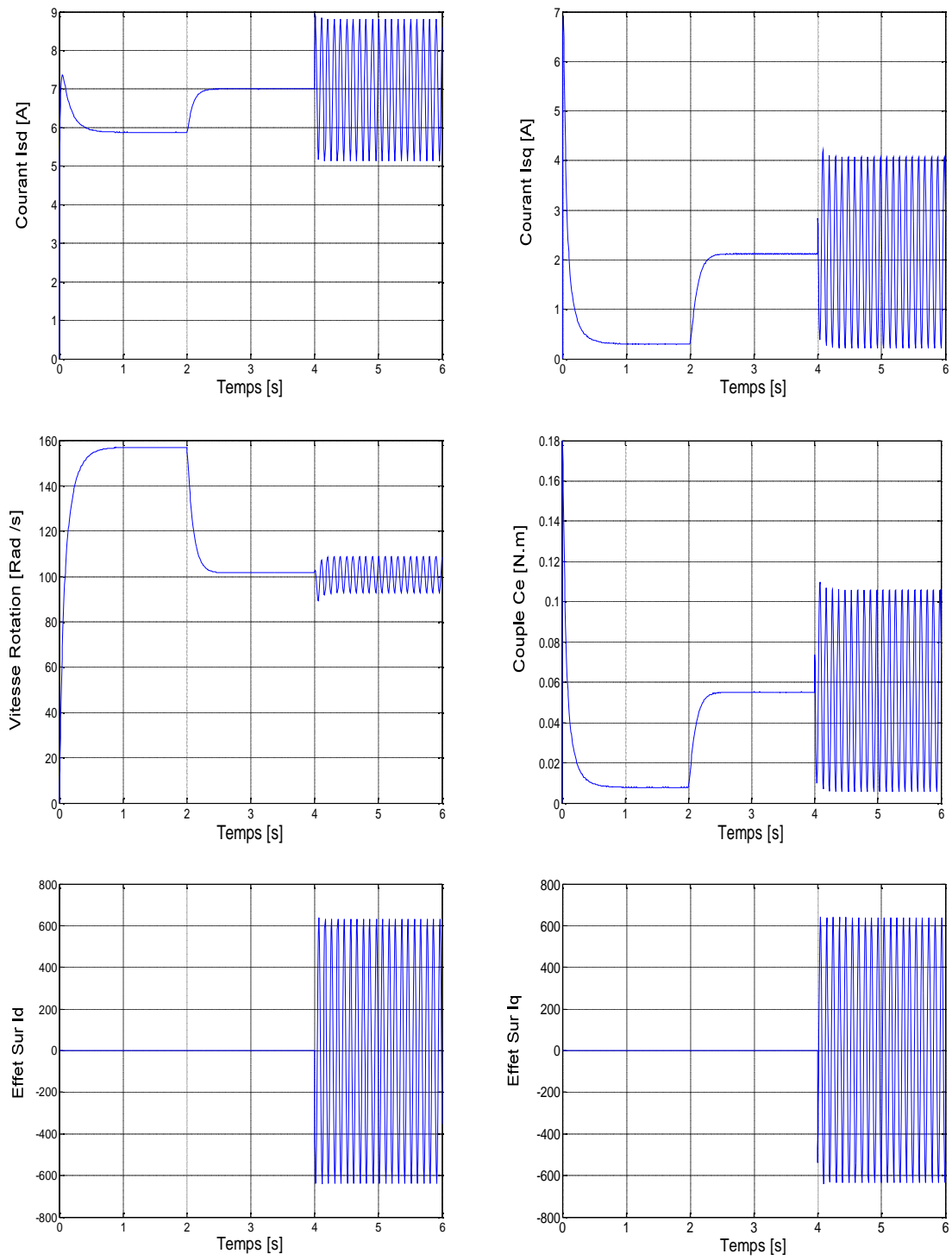


Figure. II.8.Effet d'une harmonique du à un statorique défaut.

## II.6 INTERPRETATION DE RESULTAT :

Nous simulons en boucle ouverte tous les modèles (sain, avec défauts) que nous avons élaborés de la MSAP. D'abord, le comportement de la machine sans aucune charge pour comparer les courbes avec celles qu'on trouve dans la littérature, ensuite avec de charge, après l'effet d'un défaut dans le stator provoquant une harmonique.

**Figure. II.6.** Comportement de la machine sous l'effet d'aucune charge.

**Figure. II.7.** À  $t=2$  sec on introduit un couple égal au couple nominal  $C_r = C_{rnom}$  puis on le double à  $t=4$  sec

**Figure. II.8.** À  $t=2$  sec on introduit un couple double du couple nominal puis à  $t=4$  sec l'effet d'un défaut dans le stator générant une harmonique de fréquence 50Hz.

## II.7 CONCLUSION

Le modèle détaillé de la MSAP que nous avons élaboré dans ce chapitre est un bon point de départ pour le reste du travail, nous y avons inclus les possibilités de perturbations. Le nombre et les types de défauts ne sont pas d'une grande importance.

Nous avons d'abord présenté le modèle sain, puis avec de charge, puis nous avons introduit des perturbations celles dues à la présence des défauts. Les simulations de ces modèles en boucle ouverte nous ont permis de retrouver les courbes classiques de la MSAP et d'étudier le comportement de la machine dans les différents régimes de fonctionnement. A partir des résultats obtenus, il est alors possible d'exploiter ce modèle dans les chapitres suivants afin d'élaborer une commande par mode glissant et une commande de type FTC.



# **Commande par Mode Glissant Appliquées à la MSAP**

### **III.1 INTRODUCTION**

La technique de commande par modes glissants comme toutes les autres techniques de commande non linéaire a été développées depuis le début des années 80. Cette commande consiste à définir une surface dite de glissement, et une loi de Commande par Mode Glissant (CMG) de manière à conduire et à contraindre le système à rester au voisinage de cette surface dite de "commutation".

La CMG s'inscrit dans le cadre de la théorie des systèmes à structure variable qui a pour but l'obtention, en boucle fermée, d'une dynamique largement indépendante de celle du processus et surtout de ses variations paramétriques éventuelles. En ce sens, la commande à structure variable est une commande non linéaire qui possède la propriété de robustesse.

Elle est basée sur la commutation autour d'une hyper surface de glissement pour forcer la dynamique du système à correspondre avec celle définie par l'équation de la variété quand l'état est maintenu sur cette hyper surface. Le système se trouve en régime glissant, et sa dynamique est alors insensible aux variations des paramètres du processus, aux erreurs de modélisation et à certaines perturbations extérieures [36].

Plusieurs méthodes existent pour la détermination de la commande par mode de glissement, La méthode de Filippov, La méthode de la commande équivalente et La méthode de régularisation [36] [37].

Ce chapitre est consacré dans un premier temps à une présentation générale des concepts de base de La CMG. Son principe, ses propriétés de robustesse ainsi que ses défauts sont abordés, puis en appliquant la méthode de la commande équivalente sur la machine synchrone à aimant permanent, La stabilité du système est théoriquement prouvée par la fonction de Lypunov.

### **III-2 GENERALITES SUR LA THEORIE DU CONTROLE PAR MODE GLISSANT**

Les commutations de la commande à structure variable s'effectuent en fonction des variables d'état, utilisées pour créer une « variété » ou « surface » dite de glissement.

La commande par mode glissant consiste à ramener la trajectoire d'état vers la surface de glissement et de le faire évoluer dessus avec une certaine dynamique jusqu'au point d'équilibre.

Une surface de glissement : c'est une surface sur laquelle le système suivra l'évolution souhaitée (sur laquelle évoluera l'erreur) [38].

Quand l'état est maintenu sur cette surface, le système est dit en régime glissant. Ainsi, tant que les conditions de glissement sont assurées, la dynamique du système reste insensible aux variations des paramètres du processus, aux erreurs de modélisation (dans une gamme

qui reste plus large par rapport à celle des approches classiques de l'automatique), et à certaines perturbations [39][40].

### III.3 L'OBJECTIF DE LA COMMANDE PAR MODE GLISSANT

L'objectif de la commande par mode glissant est de :

- ✓ synthétiser une surface  $s(x) = 0$ , telle que toutes les trajectoires du système obéissent à un comportement désiré de poursuite, de régulations et de stabilité.
- ✓ Déterminer une loi de commande qui est capable d'attirer toutes les trajectoires d'état vers la surface de glissement  $s(x) = 0$  et de les maintenir sur cette surface. [38]

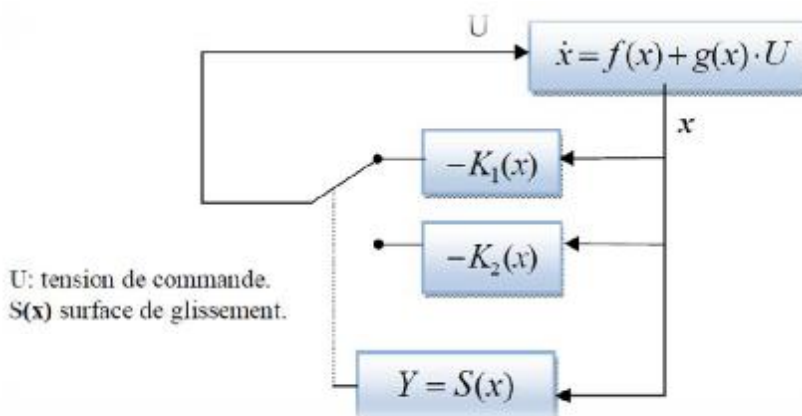
### III.4. PRINCIPE DE LA COMMANDE A STRUCTURE VARIABLE

#### III.4.Principe :

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

#### III.4.1 configuration de base pour les systèmes à structure variable (SSV)

On peut distinguer deux configurations de base pour les systèmes à structure variable, [41]. Une première configuration permettant un changement de la structure par commutation d'une contre-réaction d'état variable avec deux retours d'état différent figure (III.1).



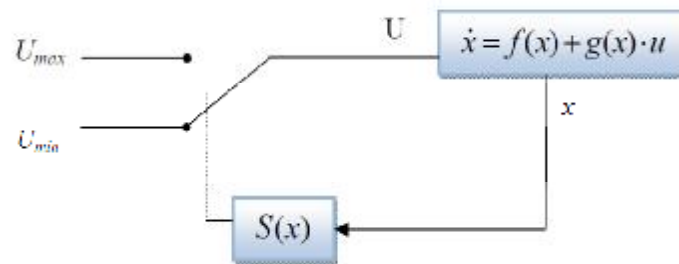
**Figure (III.1) :** Configuration par changement de retour d'état.

Suivant que  $S(x)$  est positif ou négatif, la commande  $U$  est donnée par :

$$\begin{cases} U = -K_1(x) & \text{si } S(x) > 0 \\ U = -K_2(x) & \text{si } S(x) < 0 \end{cases} \quad (\text{III.1})$$

En mode glissant, le système évolue sur la surface de glissement, par conséquent

$S(x) = 0$ . Une autre configuration permet la variation de la structure du système par simple commutation au niveau de l'organe de commande qui doit être conçu de sorte que la grandeur de commande  $U$  ne prenne que deux valeurs constantes  $U_{min}$  et  $U_{max}$  figure (III.2).



**Figure (III.2) :** Configuration avec loi de commutation au niveau De l'organe de commande.

Cette configuration nécessite un organe de commande qui possède une action à deux positions avec une commutation rapide d'une position à l'autre. La commutation entre ces deux valeurs est imposée par la loi de commutation selon:

$$U = \begin{cases} U_{max} & \text{si } S(x) > 0 \\ U_{min} & \text{si } S(x) < 0 \end{cases} \quad (\text{III.2})$$

#### III.4.2 formulation des expressions générales de la commande par mode de glissement

Les définitions des modes glissant dans le cadre d'un système non linéaire dont le comportement dynamique est défini par les équations différentielles suivants :

$$\dot{x} = f(x, t) + g(x, t)U \quad (\text{III.3})$$

Où :

$x$  :le vecteur dont les composantes sont les variables d'état,  $x \in \mathfrak{R}^n$ .

$u$  :vecteur de commande,  $u \in \mathfrak{R}^m$ .

$f$  : est un champ de vecteur ou fonction vectorielle,  $f : \mathfrak{R}^{n+1} \rightarrow \mathfrak{R}^n$ .

$g(x, t)$ :la matrice de commande,  $g(x, t) : \mathfrak{R}^{n+1} \rightarrow \mathfrak{R}^{n \times m}$ .

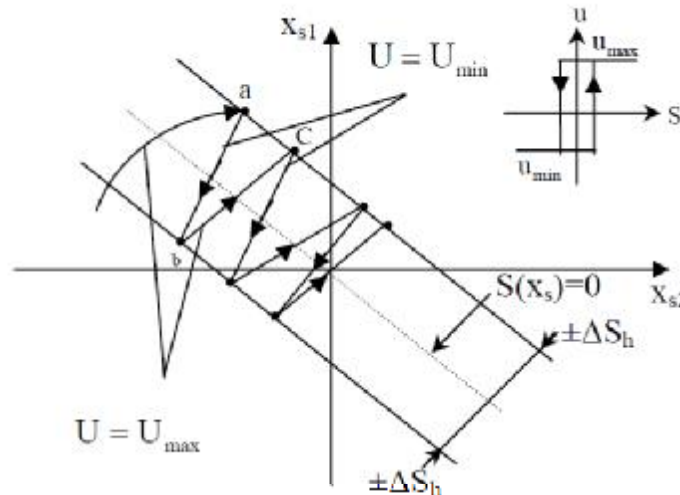
La fonction de commutation sépare l'espace d'état en deux régions représentant des structures différentes. C'est une fonction vectorielle dont les composantes sont des fonctions scalaires représentatives d'une relation algébrique entre deux grandeurs. Elle est définie par l'utilisateur afin d'obtenir les performances dynamiques désirées. [39][42][38]

Lorsque nous sommes dans le "mode de glissement", la trajectoire restera sur la surface de commutation. Cela peut être exprimé par:

$$S(x, t) = 0 \quad \text{et} \quad \dot{S}(x, t) = 0 \quad (\text{III.4})$$

### III.5. CONDITION D'EXISTANCE DU MODE GLISSANT

Le mode de glissement existe lorsque les commutations ont lieu continûment entre  $U_{\max}$  et  $U_{\min}$  pour un système de deuxième ordre avec les grandeurs d'état  $X_{s1}$  et  $X_{s2}$ , ce phénomène est présenté par la figure suivante :



**Figure(III.3) :** phénomène de glissement.

On admet d'abord une hystérèse sur la loi de commande  $S(x) = 0$ , par conséquent, les commutations ont lieu sur les droites décalées parallèlement de  $\pm \Delta S_h$ .

Une trajectoire avec  $U = U_{\max}$  touche au point (a) le seuil de basculement inférieur. Si  $U = U_{\min}$ , la trajectoire est orientée vers l'intérieur de la zone de l'hystérèse, elle touche au point (b) le seuil de basculement supérieure ou a lieu une commutation sur Si  $U = U_{\min}$ .

Si la trajectoire est de nouveau orientée vers l'intérieur, elle touche le point (c) le seuil de basculement inférieur et ainsi de suite. Il y a donc un mouvement continu de la zone de l'hystérèse.

On suppose dans le cas idéal que l'hystérèse est infiniment petite. La loi de commutation fait un mouvement infiniment petit autour de  $S(X_s) = 0$ . Par conséquent, le vecteur d'état  $X_s$  suit une trajectoire qui respecte cette condition. La fréquence de commutation est donc infiniment élevée [43][44].

### III.6 LES MODES DE LA TRAJECTOIRE DANS LE PLAN DE PHASE

La technique par mode glissement consiste à ramener la trajectoire d'état d'un système vers la surface de glissement et faire commuter à l'aide d'une logique de commutation appropriée jusqu'au point d'équilibre.

Cette trajectoire est constituée de trois parties distinctes, figure (III.4) :

- **Le mode de convergence (MC)** : dont la variable régulière se déplace à partir du point d'équilibre initial.
- **Le mode glissement (MG)** : durant lequel la variable d'état à atteint la surface de glissement.
- **Le mode de régime permanent (MRP)** : le comportement du système est autour du point d'équilibre.

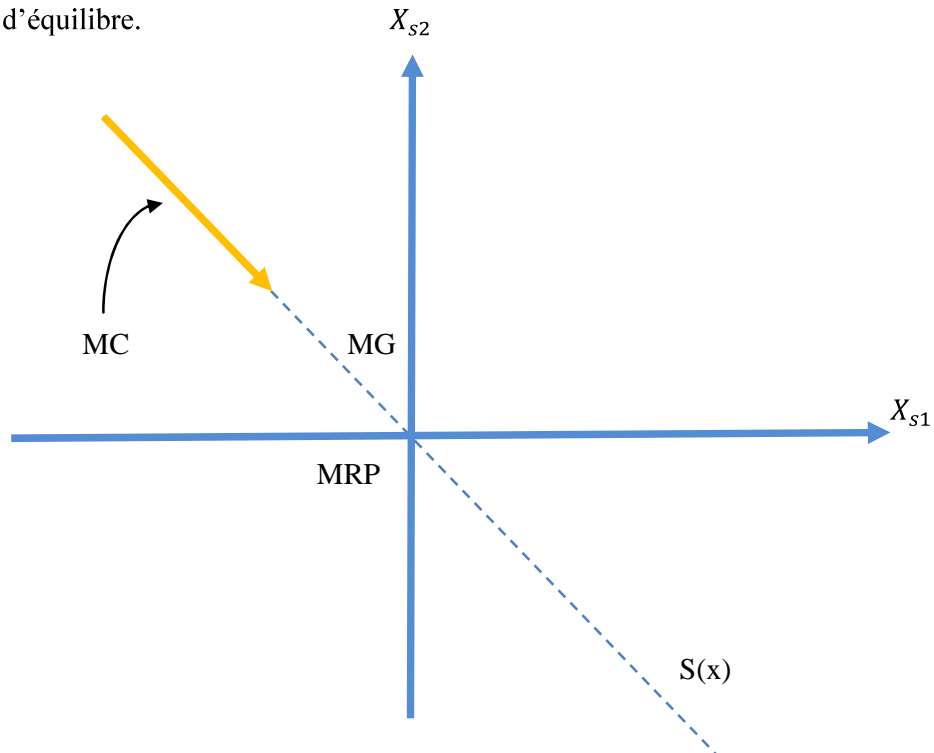


Figure (III.4) : les modes de trajectoires dans le plan de phase.

### III.7. CONCEPTION DE LA COMMANDE PAR MODE GLISSANT

La conception de la commande par mode glissant revient principalement à déterminer trois étapes :

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

#### III.7.1 CHOIX DE LA SURFACE DE GLISSEMENT

Le choix de la surface de glissement concerne non seulement le nombre nécessaire de ces surfaces mais également leur forme en fonction de l'application et de l'objectif visé .En général, pour un système défini par l'équation d'état suivant [38] :

$$\dot{x} = f(x, t) + g(x, t)u(t) \quad (\text{III.5})$$

Il faut choisir «m» surfaces de glissement pour un vecteur  $y$  de dimension «m». En ce qui concerne la forme de la surface, deux possibilités se présentent : soit dans le plan de phase ou dans l'espace d'état. Dans ce dernier cas, on trouve la méthode dite «loi de commutation par contre réaction d'état» celle-ci utilise les concepts du réglage par contre réaction d'état pour synthétiser la loi de commutation. Son inconvénient majeur réside dans le fait qu'elle présente une réponse transitoire lente et de conception très difficile.

Dans le cas du traitement dans l'espace de phase, la fonction de commutation est une fonction scalaire, telle que la variable à régler glisse sur cette surface pour atteindre l'origine du plan de phase.

Ainsi, la surface  $S(x)$  représente le comportement dynamique désiré du système. J.J.Slotine propose une forme d'équation générale pour déterminer la surface de glissement qui assure la convergence d'une variable vers sa valeur désirée, cette équation est sous la forme suivant : [39]

$$\text{Avec : } S(x) = \left(\frac{\partial}{\partial t} + \lambda_x\right)^{r-1} e(x)$$

$$e(x) : \text{L'écart de la variable à régler } e(x) = x_{ref} - x \quad (\text{III.6})$$

$\lambda_x$  : Une constante positive qui interprète la bande passante du contrôle désiré.

$r$  : Degré relatif, égale au nombre de fois qu'il faut dériver la sortie pour faire apparaître la commande.

Il est à noter qu'en général, on donne une grande valeur à  $\lambda_x$  pour assurer l'attractivité ainsi que le maintien du système sur cette surface.

$$\text{Où : } \lambda_x = \frac{k_\lambda}{e + \varepsilon_\lambda}$$

$k_\lambda$  : Scalaire positif donné .

$\varepsilon_\lambda$  : Constante positive de valeur très faible.

Il est à noter que  $\frac{k_\lambda}{\varepsilon_\lambda}$  représente la pente de glissement le long de la surface quand elle est atteinte par le système.

$$\text{Pour } r = 1 \quad S(x) = e(x).$$

$$\text{Pour } r = 2 \quad S(x) = \lambda_x e(x) + \dot{e}(x).$$

$$\text{Pour } r = 3 \quad S(x) = \lambda_x^2 e(x) + 2\lambda_x \dot{e}(x) + \ddot{e}(x).$$

$S(x) = 0$  est une équation différentielle linéaire dont l'unique solution est  $e(x) = 0$

La difficulté de cette commande, revient à un problème de poursuite de trajectoire dont l'objectif est de garder  $S(x)$  à zéro. Ceci est équivalent à une linéarisation exacte de l'écart en

respectant la condition de convergence. La linéarisation exacte de l'écart a pour but de forcer la dynamique de l'écart : (référence – sortie) à être une dynamique d'un système linéaire autonome d'ordre «  $r$  » [40][44][45][41].

### III.7.2 CONDITIONS DE CONVERGENCE [38][44]

Les conditions de convergence ou d'attractivité permettent aux dynamiques du système de converger vers les surfaces de glissement et rester indépendamment à la perturbation. Il y'a deux conditions, celles correspondent au mode de convergence de l'état de système qui sont :

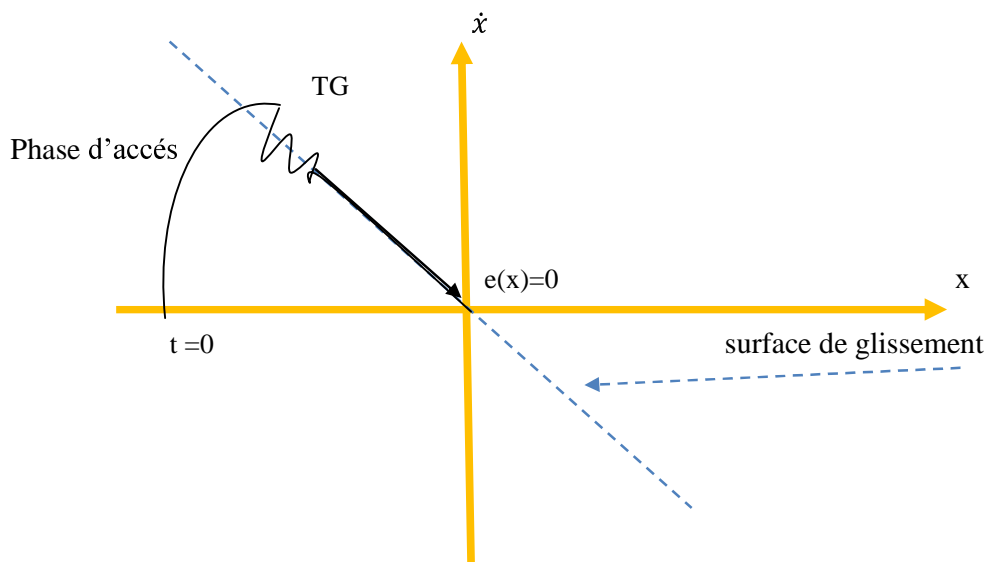
- La fonction de commutation.
- La fonction de LYAPUNOV.

#### III.7.2.1 Fonction directe de commutation

C'est la première condition de convergence, elle est proposée par U.TKIN, Il s'agit de donner à la surface une dynamique convergente vers zéro. Elle est donnée par :

$$S(x) \cdot S(x)' < 0 \quad (\text{III.7})$$

Ceci signifie, Figure (III.5) que la trajectoire du point de fonctionnement après avoir atteint la surface de glissement durant un régime transitoire qui vérifie la condition (III.7) oscille de part et d'autre de la surface avec une fréquence élevée et une amplitude faible et tend rapidement vers le point de fonctionnement désiré ( $e(x) = 0$ ). [41]



**Figure (III.5):** L'évolution du point de fonctionnement dans l'espace des phases

TG: temps de glissement; le glissement s'effectue à partir de  $TG$  au voisinage de la surface de glissement  $S(x) = 0$ .

### III.7.2.2 Fonction de LYAPUNOV [43]

La fonction de LYAPUNOV est une fonction scalaire positive  $V(x) > 0$  pour les variables d'état du système, la loi de commande doit faire décroître cette fonction, la condition, elle rend la surface attractive et invariante.

En définissant la fonction de LYAPUNOV par :

$$V(x) = \frac{1}{2} S^2(x) \quad (\text{III.8})$$

Pour que la fonction de LYAPUNOV décroisse, il suffit de s'assurer que sa dérivée soit négative.

Ceci est vérifié par la relation suivante :

$$\dot{V}(x) < 0 \Rightarrow S(x)\dot{S}(x) < 0 \quad (\text{III.9})$$

Cela peut être exprimé par l'équation suivante :

$$\lim_{s \rightarrow 0^-} \dot{S} > 0 \quad \text{et} \quad \lim_{s \rightarrow 0^+} \dot{S} < 0 \quad (\text{III.10})$$

L'équation (III.8) explique que le carré de la distance vers la surface mesurée par  $S^2(x)$  diminue tout le temps, contraignant la trajectoire du système à se diriger vers la surface dans les deux côtés. Cette condition suppose un régime glissant idéal- où la fréquence de commutation est infinie.

## III.8. LA COMMANDE ROBUSTE PAR MODE GLISSANT

### III.8.1. Notion de glissement

Considérons le système suivant:

$$\dot{x} = u + P(x) \quad (\text{III.11})$$

Où :

$x$  : La position d'un mobile.

$u$  : La force appliquée.

$P(x)$ : Une force de résistance quelconque.

Si la commande est de type tout ou rien alors  $u = \pm U$ , et les trajectoires sont donnée par

$$\begin{aligned} \dot{x} &= \pm u \cdot t + \dot{x}(0) + \int_0^1 P(t) dt \\ x(t) &= \pm \frac{1}{2} u t^2 + t \dot{x}(0) + \iint_t P(t) dt \end{aligned} \quad (\text{III.12})$$

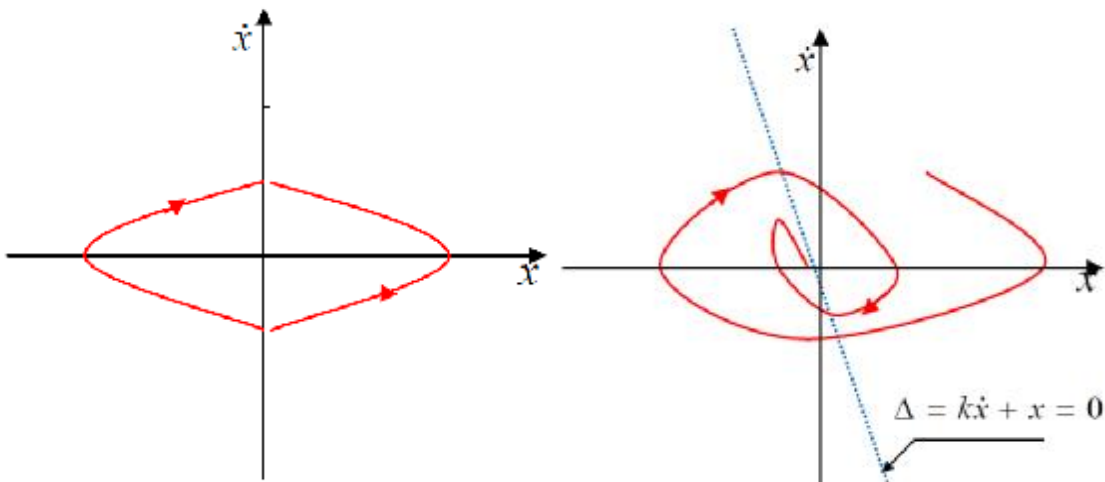
Pour  $P(t) = 0$ , ce sont des paraboles dans le plan  $(x, \dot{x})$ . L'objectif de commande étant maintenant de ramener  $x$  à l'origine, on constate que la commande est bouclée avec un retour de position :

$$u = -U \cdot \text{sign}(x) \quad (\text{III.13})$$

Ne permet pas de stabiliser le système, les trajectoires en l'absence de force résistante étant périodiques, Figure (III.6). Pour remédier à ce problème, il vaut mieux utiliser : un retour de la forme :

$$u = -U \cdot \text{sign}(x + k\dot{x}) \quad (\text{III.14})$$

Qui donne la convergence Figure(III.7).



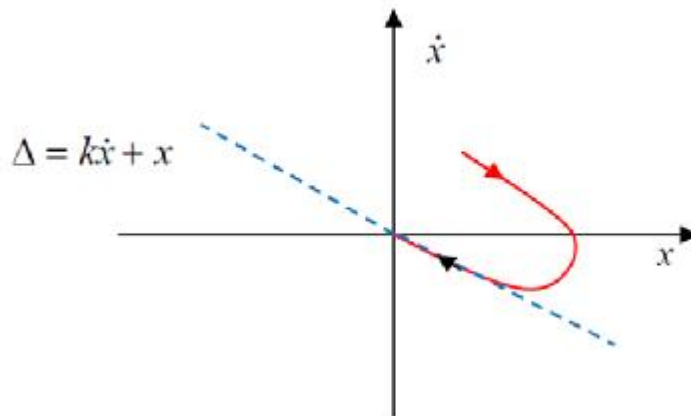
**Figure (III.6) :** Commande par  
Retour de position

**Figure (III.7) :** Retour de position  
Et de vitesse

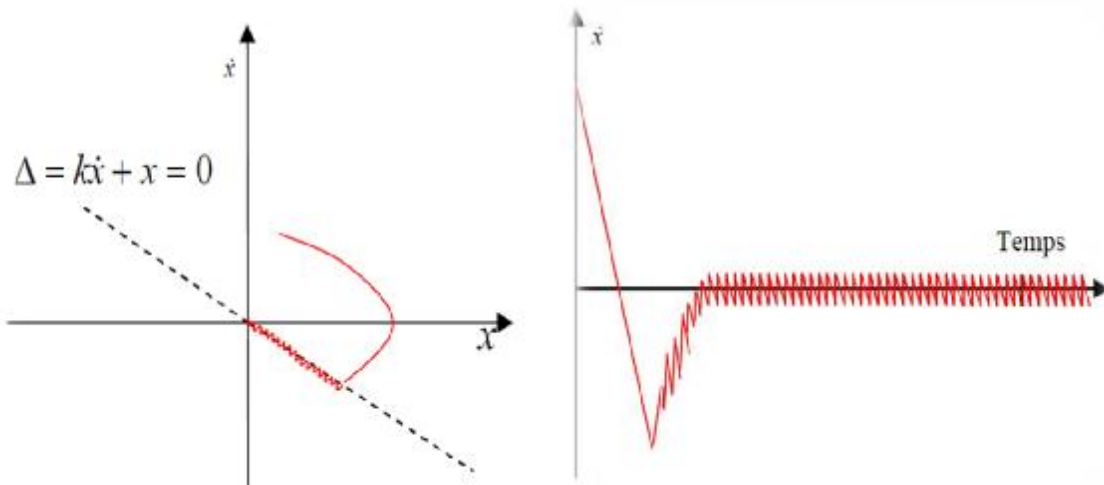
La droite ( $\Delta$ ) de la Figure (III.7) est appelée «droite de commutation ». A partir d'une certaine valeur de  $k$ , la trajectoire ne peut plus quitter la droite de commutation Figure (III.7), et est astreinte à s'y déplacer jusqu'à l'origine. On dit que le système « glisse » sur la droite.

### III.8.2. Recherche d'une commande assurant un mode glissant

La commande de la figure (III.8) présente les effets de réticence due aux retards de commutation figure (III.9) et (III.10) : raison pour laquelle la commande a été jugée néfaste, brutale et peu efficace, sollicitant fortement les organes de commande.



**Figure (III.8) :** Glissement du système sur la droite  $\Delta$



**Figure (III.9) :** Réticence

**Figure (III.10) :** Réticence, allure de La vitesse

Les trajectoires obtenues sont largement insensibles aux perturbations, et la dynamique du procédé peut être choisie avec une grande liberté. Notons pour l'instant que la commande tout ou rien ne présente l'intérêt remarquable d'être plus rapide qu'une commande linéaire bornée.

Pour remédier au problème de réticence on doit choisir une courbe de commutation par exemple la droite  $\Delta = \dot{x} + kx$

Le but que nous recherchons est de rejoindre à partir de l'état initial la droite ( $\Delta$ ), puis obliger la trajectoire à rester sur cette droite. Alors, la dynamique du système sera fixée par l'équation de la droite, et l'origine sera rejointe avec la constante de temps  $k$ .

Posons donc :

$$S = (x + k\dot{x}) \quad (\text{III.15})$$

En dérivant, il vient :

$$\dot{S} = \dot{x} + k(u + P(t)) \quad (\text{III.16})$$

Lorsque P(t) est nul, la commande sera :

$$U_{eq} = -\frac{x}{k} \quad (\text{III.17})$$

Cela garantit que  $\dot{S} = 0$ , ce qui signifie que la trajectoire est contrainte à demeurer sur la droite  $S$  sur laquelle elle se trouve. Cette droite est donc invariante en l'absence de perturbation.

$U_{eq}$  Est appelé « Commande Equivalente ».

Afin d'obliger le système à suivre la trajectoire imposée, il suffit à présent de rendre  $S=0$  attractive.

Pour cela, on ajoute une commande commutant  $U_c$  à la commande équivalent  $U_{eq}$  sous la forme :

$$\begin{cases} U_c = -V \cdot \text{sign}(S) \\ U = U_{eq} + U_c \end{cases} \quad (\text{III.18})$$

En choisissant V assez grande :

$$V > |P|_{max} \quad (\text{III.19})$$

Alors la condition  $S \cdot \dot{S} < 0$  est toujours réalisée, ce qui prouve que  $S = 0$  est attractive et invariante, malgré P.

### III.9. AVANTAGES DE LA COMMANDE PAR MODE GLISSANT

Cette commande présente les caractéristiques suivantes:

- ❖ Elle est robuste, rejetant la perturbation P.
- ❖ Il suffit de connaître une borne pour P, ce qui simplifié le réglage.
- ❖ Le choix de la surface de commutation est assez libre.
- ❖ La commande est adoucie par la présence de la commande équivalente celle-ci.
- ❖ peut être supprimée au prix d'une augmentation de V.
- ❖ On peut étendre la technique à des surfaces autres que des droites et de dimensions quelconques.

### III.10. DOMAINES D'APPLICATION DE LA COMMANDE PAR MODE GLISSANT

La technique du réglage par mode glissant à connu des développements importants dans les domaines de la commande. Dans le domaine des commandes hydrauliques ou pneumatiques, il existe des valves fonctionnant par tout ou rien qui ne possèdent que deux états stables: ou complètement ouvertes ou complètement fermées. Une autre application consiste à l'utilisation des onduleurs monophasés ou triphasés à pulsation pour l'alimentation des machines asynchrones ou synchrones.

Les entraînements électriques pour des machines outils ou des robots, entraînement qui nécessitent, soit un réglage de la vitesse de rotation, soit un réglage de position. Dans ce cas le comportement dynamique à haute performance et la possibilité de limiter facilement certaines grandeurs (comme le courant et la vitesse de rotation) sont des avantages incontestables en faveur de réglage par mode glissant.

En effet, il existe un large domaine d'application pour cette technique moderne, mais elle est peu connue jusqu'à présent.

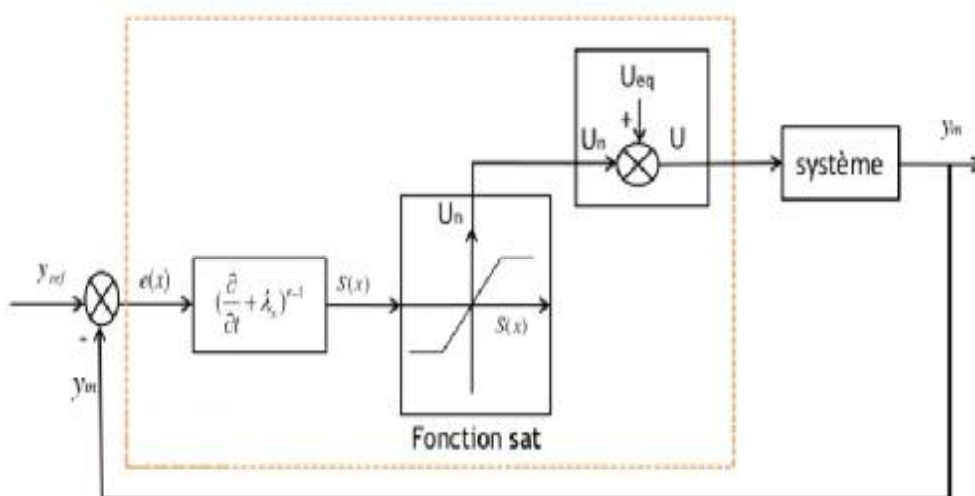


Figure (III.11) : Calcul de la commande par modes glissants du MSAP.

### III.11. APPLICATION DE LA COMMANDE PAR MODE DE GLISSEMENT A LA MSAP

On rappelle le modèle de la machine synchrone à aimants permanents :

$$\begin{cases} \frac{d}{dt} I_d = \dot{I}_d = -\frac{R_s}{L_d} I_d + \frac{L_q}{L_d} P \omega_r I_q + \frac{1}{L_d} U_d & (a) \\ \frac{d}{dt} I_q = \dot{I}_q = -\frac{R_s}{L_q} I_q - \frac{L_d}{L_q} P \omega_r I_d - \frac{P \phi_f}{L_q} \omega_r + \frac{1}{L_q} U_q & (b) \\ \frac{d}{dt} \omega_r = \dot{\omega}_r = \frac{P(L_d - L_q) I_d + P \phi_f I_q}{J} - \frac{1}{J} C_r - \frac{f}{J} \omega_r & (c) \end{cases} \quad (III.20)$$

### III.1.1 REGLAGE DE LA VITESSE

La synthèse de commande exploite la technique des modes glissants en utilisant le principe de la méthode de réglage en cascade, Cette dernière nécessite le choix des surfaces qui assurent les objectifs de commande. [38][48]

On remarque que d'après l'équation (III.20c), le degré relatif de la vitesse  $\omega_r$  avec  $I_q$  est égal à 1 :

Dans ce cas, l'erreur de réglage est choisie comme la surface :

$$S(\omega_r) = \omega_{ref} - \omega_r \quad (III.21)$$

Par conséquent sa dérivée :

$$\dot{S}(\omega_r) = \dot{\omega}_{ref} - \dot{\omega}_r \quad (III.22)$$

La loi de commande est définie par :

$$U_{\omega_r} = U_{\omega_{ref}} + U_{\omega_r n} \quad (III.23)$$

Qui est exprimée aussi par la forme suivant :

$$I_{qref} = I_{qeq} + I_{qn} \quad (III.24)$$

Si on remplace l'équation (III.20 c) dans (III.22), on obtient :

$$\dot{S}(\omega_r) = \dot{\omega}_{ref} - \frac{P(L_d - L_q) I_d + P \phi_f I_q}{J} - \frac{1}{J} C_r + \frac{f}{J} \omega_r \quad (III.25)$$

Et si on remplace l'équation (III.24) dans (III.25), on obtient :

$$\dot{S}(\omega_r) = \dot{\omega}_{ref} - \frac{P(L_d - L_q) I_d + P \phi_f (I_{qeq} + I_{qn})}{J} + \frac{1}{J} C_r - \frac{f}{J} \omega_r \quad (III.26)$$

Durant le mode de glissement on a :

$$S(\omega_r) = 0, \dot{S}(\omega_r) = 0, I_{qn} = 0 \quad (III.27)$$

Donc, on déduit la commande équivalente à partir de l'équation (III.26) :

$$I_{qeq} = \frac{\dot{\omega}_{ref} + \frac{f}{J} \omega_{ref} + \frac{1}{J} C_r}{\frac{P(L_d - L_q) I_d + P \phi_f}{J}} \quad (III.28)$$

Durant le mode de convergence, la dérivée de l'équation de LYAPUNOV doit être négative :

$V(\omega_r) = S(\omega_r) \cdot \dot{S}(\omega_r) < 0$  , si en remplace l'équation (III.28) dans (III.26), on obtient :

$$\dot{S}(\omega_r) = - \left[ \frac{P(L_d - L_q)}{J} I_d + P \frac{P\phi_f}{J} \right] I_{qn} \quad (\text{III.29})$$

$$\text{Avec : } I_{qn} = k\omega_r \cdot \text{sign}(S(\omega_r)) \quad (\text{III.30})$$

$k\omega_r$ : Gain positive pour le régulateur de vitesse.

### III.1.2. REGLAGE DU COURANT $I_d$

L'expression de courant  $I_d$  est donnée par l'équation (III.20a):

$$\frac{d}{dt} I_d = \dot{I}_d = -\frac{R_s}{L_d} I_d + \frac{L_q}{L_d} P\omega_r I_q + \frac{1}{L_d} U_d \quad (\text{III.20a})$$

On remarque que d'après l'équation (III.20a), le degré relatif du courant  $I_d$  avec la commande  $U_d$  est égal à 1:

Donc la variable erreur  $e_d$  est donnée par :

$$e_d = I_{drf} + I_d \quad (\text{III.31})$$

L'erreur résultante sera corrigée par un régulateur fonctionnant en mode de glissement et la surface de cette régulation est donnée par :

$$S(I_d) = I_{drf} - I_d \quad (\text{III.32})$$

Par conséquent le dérivé de la surface :

$$\dot{S}(I_d) = \dot{I}_{drf} - \dot{I}_d \quad (\text{III.33})$$

En tenant compte de l'expression du courant  $I_d$  déduite dans l'équation du système (III.20a), la dérivé de cette surface devient :

$$\dot{S}(I_d) = \dot{I}_{drf} + \frac{R_s}{L_d} I_d + \frac{L_q}{L_d} P\omega_r I_q + \frac{1}{L_d} U_d \quad (\text{III.34})$$

D'où

$$U_{dref} = U_{deq} + U_{dn} \quad (\text{III.35})$$

Durant le mode de convergence :

$$S(I_d) \cdot \dot{S}(I_d) < 0 \quad (\text{III.36})$$

$$U_{dn} = k_d \cdot \text{sign}(S(I_d)) \quad (\text{III.37})$$

Par conséquent, la commande a la sortie de régulateur dévient:

$$U_{dref} = \left( \dot{i}_{drf} + \frac{R_s}{L_d} I_d + \frac{L_q}{L_d} P \omega_r I_q \right) L_d + k_d \cdot \text{sign}(S(I_d)) \quad (\text{III.38})$$

$k_d$ : Gain positive pour le régulateur de courant direct.

### III.1.3. REGLAGE DU COURANT $I_q$

L'expression de courant  $I_q$  est donnée par l'équation (III.20b) :

$$\frac{d}{dt} I_q = \dot{i}_q = -\frac{R_s}{L_q} I_q - \frac{L_d}{L_q} P \omega_r I_d - \frac{P \phi_f}{L_q} \omega_r + \frac{1}{L_q} U_q \quad (\text{III.20b})$$

La valeur de  $I_{qref}$  a la sortie de régulateur de la vitesse est comparée à celle mesurée. L'erreur résultante sera corrigée par un régulateur fonctionnant en mode de glissement.

Pour calculer  $U_{qref}$  et  $U_{qn}$  on passe par la même procédure précédente.

La surface de cette régulation est donnée par l'équation suivant:

$$S(I_q) = I_{qrf} - I_q \quad (\text{III.53})$$

Sa dérivée est donnée par :

$$\dot{S}(I_q) = \dot{i}_{qrf} - \dot{i}_q \quad (\text{III.39})$$

En remplaçant la valeur  $\dot{i}_q$  de (III.20b) dans l'équation (III.41), on obtient :

$$\dot{S}(I_q) = \dot{i}_{qrf} - \left( -\frac{R_s}{L_q} I_q - \frac{L_d}{L_q} P \omega_r I_d - \frac{P \phi_f}{L_q} \omega_r + \frac{1}{L_q} U_q \right) \quad (\text{III.40})$$

$$U_{qref} = U_{qeq} + U_{qn} \quad (\text{III.41})$$

Lorsque le régime glissant est atteint, la surface s'annule :  $S(I_q) = 0$   $\dot{S}(I_q) = 0$

Donc :

$$U_{qeq} = \left( \dot{i}_{qrf} + \frac{R_s}{L_q} I_q - \frac{L_d}{L_q} P \omega_r I_d - \frac{P \phi_f}{L_q} \omega_r \right) L_q, \quad U_{qn} = 0 \quad (\text{III.42})$$

Pour garantir la convergence on choisi :

$$U_{qn} = k_q \cdot \text{sign}(S(I_q)) \quad (\text{III.43})$$

En remplaçant la valeur de  $U_{qeq}$  (III.42) et de  $U_{qn}$  (III.43) on obtient :

$$U_{qref} = \left( \dot{i}_{qrf} + \frac{R_s}{L_q} I_q - \frac{L_d}{L_q} P \omega_r I_d - \frac{P \phi_f}{L_q} \omega_r \right) L_q + k_q \cdot \text{sign}(S(I_q)) \quad (\text{III.57})$$

Avec

$k_q$ : Gain positive pour le régulateur de courant quadratique.

### III.12. RESULTAT DE SIMULATION

Pour la validation de la structure de la commande par mode glissant. On a fait des simulations à l'aide du logiciel MATLAB/simulink.

Représente le comportement dynamique de l'ensemble MSAP –onduleur (MLI) avec régulation par mode glissement, stratégie de trois surfaces.

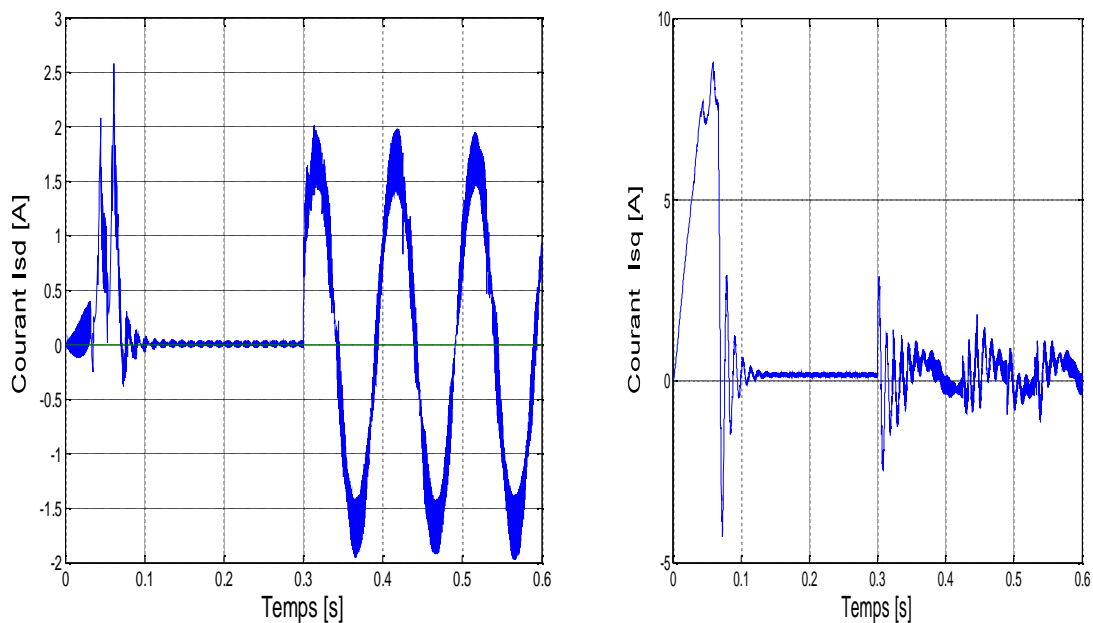
La commande que nous avons calculée rejette l'effet du couple de charge mais s'avère insuffisante en cas de défauts. L'augmentation de la robustesse diminue l'erreur sur la vitesse mais n'annule pas le courant  $i_d$  et peut induire en erreur. ceci est vérifiée par les simulations représentées ci-après.

La simulation est faite comme suit :

**Figure III.12.** Simulation de la machine sans aucune charge.

**Figure III.13.** Effet d'une harmonique avec de charge.

à  $t = [0,0.1]$  sec on introduit un couple de charge  $C_r = C_{rnom}$  puis à  $t=0.3$  sec une perturbation du à un défaut dans le stator.



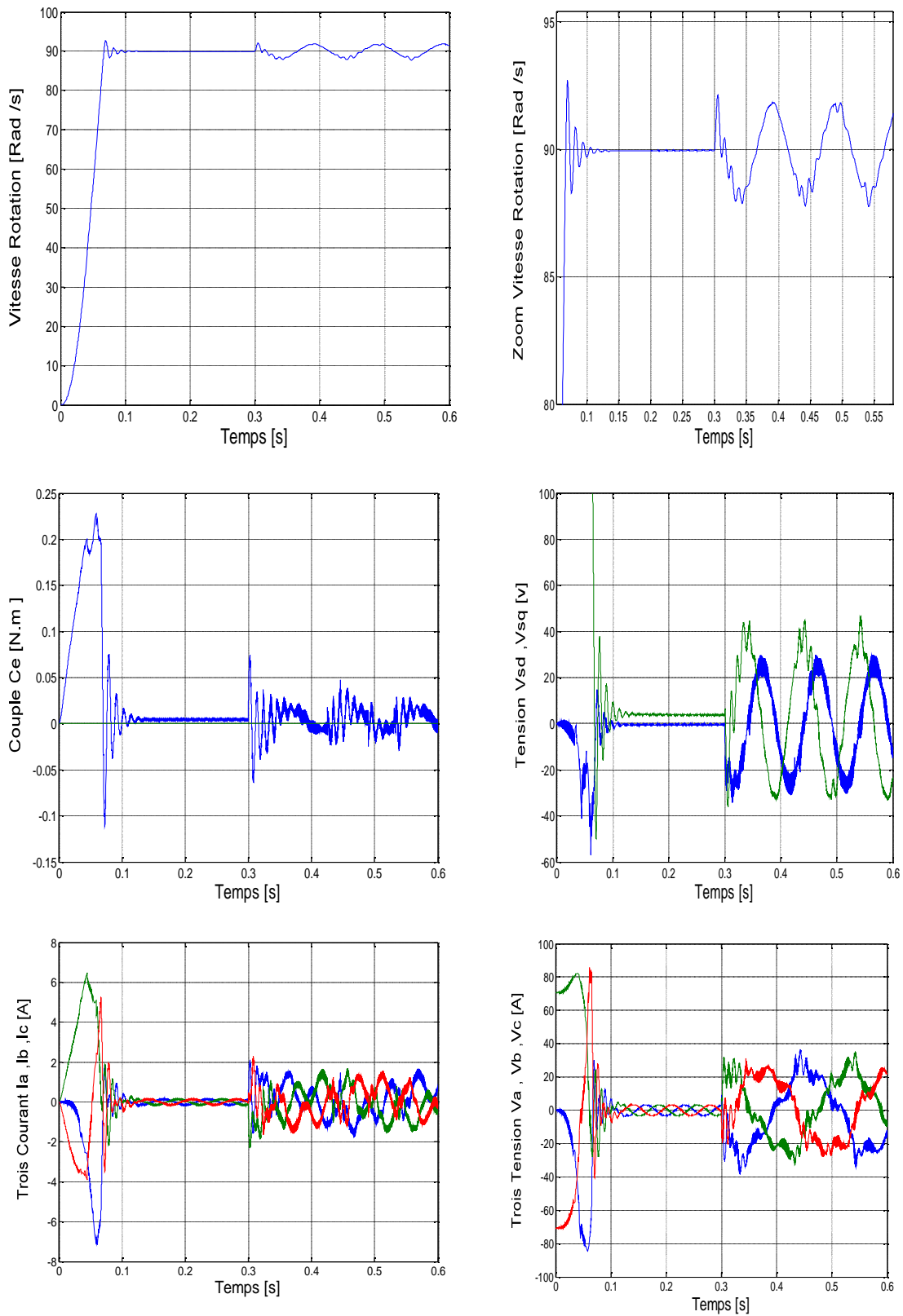
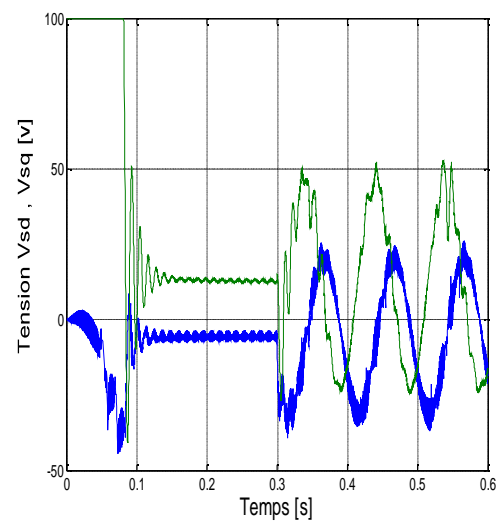
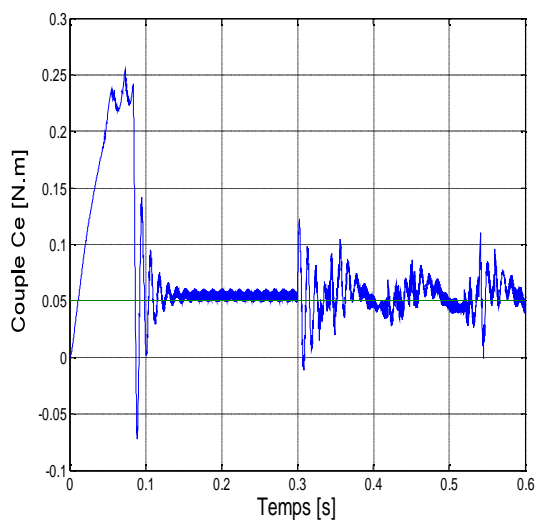
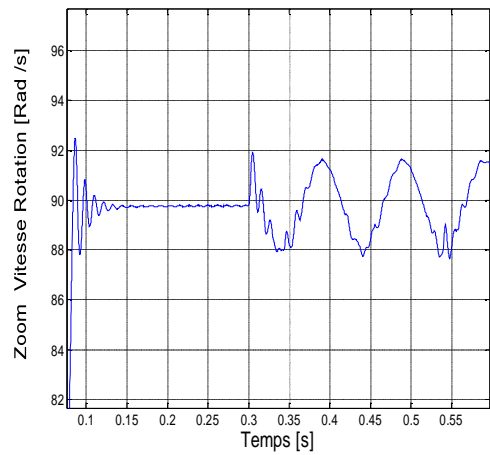
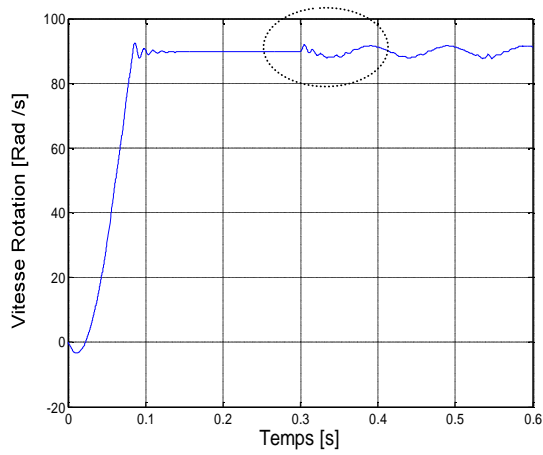
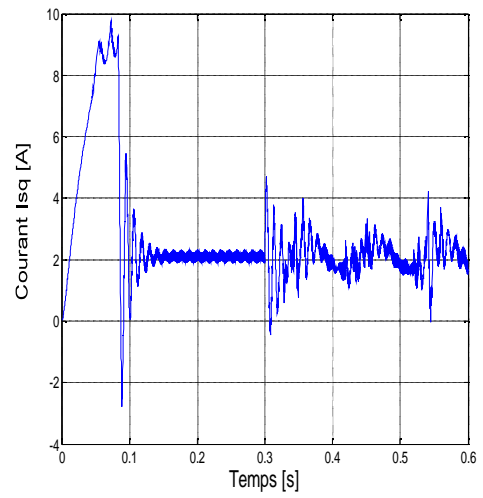
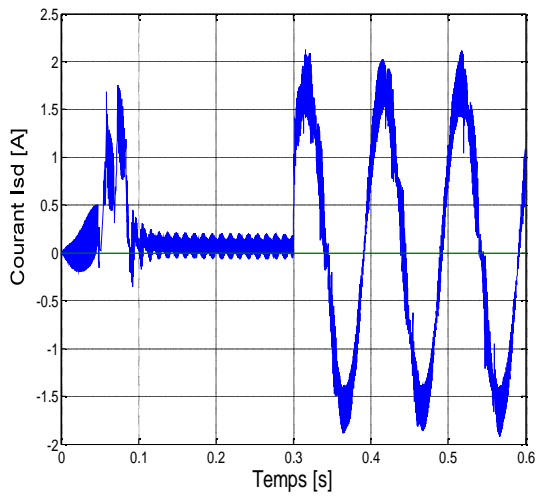
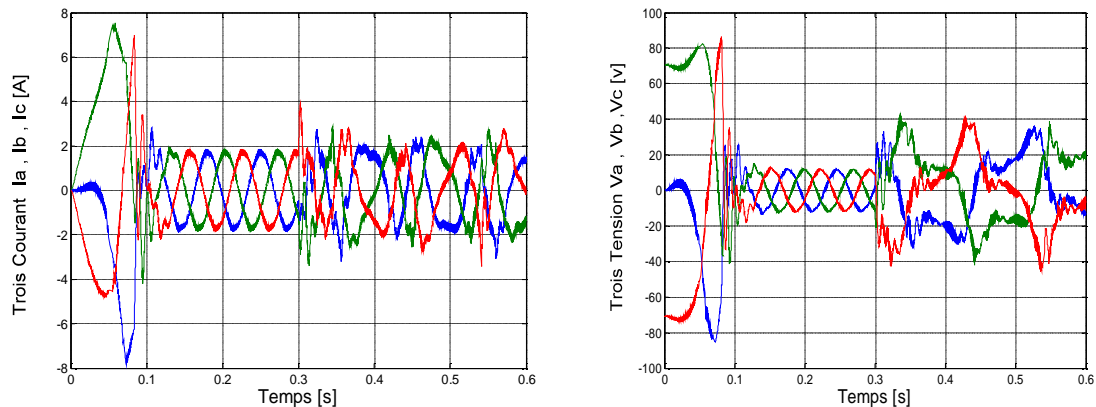


Figure. III.12.Simulation de la MSAP sans aucune charge.





**Figure. III.13.** Simulation de la MSAP avec charge..

### III.13. INTERPRETATION DES RESULTAS

On remarque que l'effet des défauts provoque une chute de la vitesse. Aussi une augmentation de l'amplitude de courants, et le couple électromagnétique de la machine synchrone à aimant permanent. La commande nominale par mode glissant malgré sa robustesse n'assure pas la convergence, donc ne compense pas l'effet de ces défauts.

Les différentes simulations faites nous permettent de constater que :

- ✓ Le rejet de perturbation est très rapide.
- ✓ temps de réponse très faible.
- ✓ Une erreur statique pratiquement nulle.
- ✓ Un découplage réalisé avec succès par le maintien de  $I_d$  nul.

### III.14. CONCLUSION

Ce chapitre présenté l'application de la technique de commande par mode glissant pour la commande la machine synchrone à aimant permanent.

Après la présentation de la théorie de base de cette commande et le calcul des lois de commande, nous avons réalisé une simulation de la commande par la méthode de trois surfaces : une structure en cascade (surface de la vitesse avec la surface du courant quadratique) et la surface du courant direct.

La commande par mode glissant montre que les performances sont meilleures autour du point de fonctionnement. Le point fort de cette technique de régulation est la simplicité de mise en oeuvre et la robustesse même en présence des perturbations internes et externes avec un temps de réponse très faible.

Enfin, on peut conclure que la caractéristique essentielle de cette technique est la capacité de robustesse dans tout le régime permanent, néanmoins cette commande présente une insuffisance quant à l'application des défauts statorique. Ce problème est réglé par l'ajout d'un terme de compensation que nous déterminons dans la suite dans le cadre de la commande tolérante aux défauts.



# **Commande tolérants aux défauts**

## IV.1 INTRODUCTION

Un système FTC est un système capable de détecter la présence de défauts et de s'accommoder automatiquement en étant capable de maintenir la stabilité et au mieux les performances nominales du système en présence de défauts [1] [49]. Ce système permet alors de traiter des défauts imprévus mais nécessite une technique de détection et d'isolation de défauts (FDI) et une méthode de reconfiguration de la loi de commande afin de compenser les effets des défauts et de respecter les contraintes de performances.

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 seconde 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. [50]

L'objectif de ce chapitre est de présenter une approche de conception de commande tolérante aux défauts autres que l'approche classique. [12] Nous commençons par la description de la technique et nous étudions en suite l'application à la machine asynchrone dans diverses situations de défaillances.

## IV.2 PRINCIPE DE LA TECHNIQUE

Dans le cas où les effets des défauts sur le système peuvent être convenablement modélisés, on procède à la recherche d'un régulateur embarquant un modèle interne du défaut capable de compenser ses effets d'une manière intrinsèque sans avoir à l'estimer explicitement. En d'autre terme la reconfiguration de la commande ne passe pas par une unité FDI explicite mais assurer par la conception d'un régulateur dynamique implicitement tolérant à tous les défauts embarqués par le modèle.

Cette technique de commande implicitement tolérante aux défauts repose sur la théorie de la régulation non linéaire de sortie en supposant que l'effet d'un défaut sur le système peut être modélisé, Un terme additif est ajouté à la commande nominale et sert à compenser l'effet du défaut (aspect FTC). Effectue les taches de détection de défaillance et l'identification les sorties des capteurs [51].

Ce terme additif est issu du modèle interne dont le rôle est de reproduire le signal représentant l'effet du défaut (aspect FDI). Le régulateur FTC est schématisé dans la figure (IV.1).

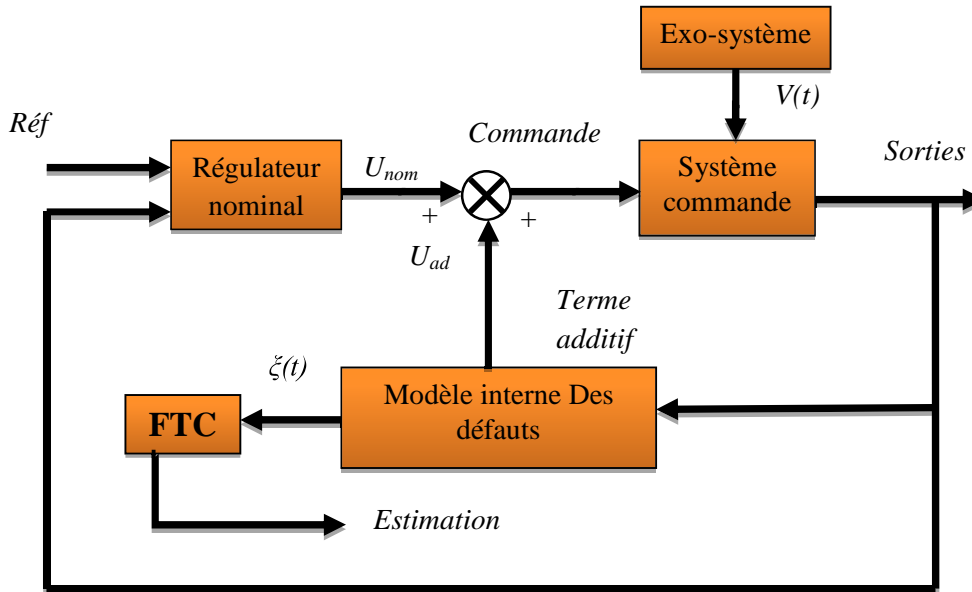


Figure IV.1 Structure d'une commande implicitement tolérante aux défauts.

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. [12].

### IV.3 POSITION DU PROBLEME

Rappelons le modèle que nous avons élaboré pour la MSAP dans le chapitre II :

$$\dot{x} = f(x) + B.u + d.C_r + \sigma.V \tag{IV.1}$$

Où

$$x = [x_1 \ x_2 \ x_3]^T = [i_d \ i_q \ \omega_r]^T \quad : \text{L'état du système et}$$

$$d = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ d_1 \end{bmatrix}, \quad f(x) = \begin{bmatrix} a_1x_1 + a_2x_2x_3 \\ a_3x_2 + a_4x_3 + a_5x_1x_3 \\ a_6x_2 + a_7x_3 + a_8x_1x_2 \end{bmatrix}, \quad \sigma = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}$$

$$V = \begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \end{bmatrix}, \quad B = \begin{bmatrix} b_1 & 0 \\ 0 & b_1 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}$$

La commande par mode glissant que nous avons synthétisé dans le chapitre précédent est robuste par rapport le couple de charge mais présente une insuffisance quant au rejet de l'effet des défauts exprimé dans la perturbation.

### IV.3.1 Verification de l'hypothèse :

Le modèle que nous avons utilisé pour représenter les défauts exige l'utilisation de cette technique car leur effet est généré par un système autonome stable :

$$\begin{cases} \dot{z} = S \times z \\ V = -\Gamma \cdot z \end{cases} \quad (IV.2)$$

$$\begin{cases} S = \text{diag}(S_i) \\ S_i = \begin{bmatrix} 0 & \omega_i \\ -\omega_i & 0 \end{bmatrix} \\ i = 1, \dots, n_f \end{cases} \quad (IV.3)$$

$$\begin{cases} V = \begin{bmatrix} a_1 \cdot Q_d + a_2 \cdot Q_q \cdot x_3 + Q_d \cdot S \\ a_3 \cdot Q_q + a_5 \cdot Q_d \cdot x_3 + Q_q \cdot S \end{bmatrix} \cdot z = -\Gamma \cdot z \\ \Gamma = \begin{bmatrix} \Gamma_1 \\ \Gamma_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} [a_1 \cdot Q_d + a_2 \cdot Q_q \cdot x_3 + Q_d \cdot S] \\ [a_3 \cdot Q_q + a_5 \cdot Q_d \cdot x_3 + Q_q \cdot S] \end{bmatrix} \end{cases} \quad (IV.4)$$

Nous ne considérons pas pour le moment le couple de charge et les perturbations paramétriques car leur effet est compensé par la commande nominale. soit :

$$\dot{x} = f(x) + B \cdot u + \sigma \cdot V \quad (IV.5)$$

### IV.3.2 Objectif de la commande FTC

L'application de cette technique revient à trouver un terme additif  $u_{ad}$  nul en absence de défauts qu'on ajoute à la commande nominale pour compenser l'effet des défauts sur le système. Ce terme est généré par le modèle interne à partir des sorties du système à commander comme il est montré dans la figure IV.1. [4]

## IV.4 LA COMMANDE AUGMENTEE

La nouvelle commande s'exprime alors par :

$$u = u_{nom} + u_{ad} \quad (IV.6)$$

$$u = \begin{bmatrix} u_{dnom} \\ u_{qnom} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} u_{dad} \\ u_{qad} \end{bmatrix} \quad (IV.7)$$

Avec l'expression qu'on a retenue de la commande nominale :

$$u_{dnom} = \frac{1}{b_1} \cdot [-f - k_{21} \cdot x_1] + k_d \cdot \text{sign}(S(I_d)) \quad (IV.8)$$

$$u_{qnom} = \frac{1}{b_2} \cdot [-f_2 + x_2^* - k_{31} \cdot (x_2 - x_2^*) - a_6(x_3 - x_3^r)] + k_q \cdot \text{sign}(S(I_q)) \quad (IV.9)$$

$$x_2^* = \frac{1}{a_6} [-a_7 x_3 - k_{11} \cdot (x_3 - x_3^r) - k_{12} \cdot \text{sign}(x_3 - x_3^r) + \dot{x}_3^r] \quad (IV.10)$$

$x^r = [x^r_1 \ x^r_2 \ x^r_3]^T$  Étant l'état de référence que doit suivre l'état du système  $x$ . soit :

$x^r_3$  Donné comme consigne,  $x^r_1 = 0$  et  $x^r_2 = x_2^*$

#### IV.5 SYSTEME D'ERREURS

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

$$\bar{x} = x - x^r = \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} x^r_1 \\ x^r_2 \\ x^r_3 \end{bmatrix} \quad (IV.11)$$

Et sa dérivée par rapport au temps :

$$\dot{\bar{x}} = \begin{bmatrix} \dot{\bar{x}}_1 \\ \dot{\bar{x}}_2 \\ \dot{\bar{x}}_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \\ \dot{x}_3 \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} \dot{x}^r_1 \\ \dot{x}^r_2 \\ \dot{x}^r_3 \end{bmatrix} = \begin{cases} f_1(x) + b_1 u_1 - \dot{x}^r_1 + V_1 \\ f_2(x) + b_2 u_2 - \dot{x}^r_2 + V_2 \\ f_2(x) - \dot{x}^r_3 \end{cases} \quad (IV.12)$$

qui devient en remplaçant l'expression de la commande et des termes  $V_i$  et  $f_i$  avec  $a_8 = 0$  :

$$\dot{z} = S \cdot z$$

$$\dot{\bar{x}} = \begin{bmatrix} \dot{\bar{x}}_1 \\ \dot{\bar{x}}_2 \\ \dot{\bar{x}}_3 \end{bmatrix} = \begin{cases} -k_{21} \cdot x_1 + b_1 u_{dad} + b_1 u_{dc} - \dot{x}^r_1 - \Gamma_1 \cdot z \\ -k_{31} \cdot (x_2 - \dot{x}_2) - a_6(x_3 - x_3^r) + b_2 u_{qad} + b_1 u_{qc} - \Gamma_2 \cdot z \\ a_6 x_2 + a_7 x_3 - \dot{x}^r_3 \end{cases} \quad (IV.13)$$

➤ dans la première équation on ajoute et on soustrait le terme  $k_{21} \cdot x^r_1$

- dans la troisième on ajoute et on soustrait les deux termes :  $a_6 \cdot x_2^*$  et  $a_7 \cdot x_3^r$

Après calculs le système (IV.13) s'écrit :

$$\dot{z} = S \cdot z$$

$$\dot{\bar{x}} = \begin{bmatrix} \dot{\bar{x}}_1 \\ \dot{\bar{x}}_2 \\ \dot{\bar{x}}_3 \end{bmatrix} = \begin{cases} -k_{21} \cdot \bar{x}_1 + b_1 u_{dad} + b_1 u_{dc} - \dot{x}_1^r - k_{21} \cdot x_1^r - \Gamma_1 \cdot z \\ -k_{31} \cdot \bar{x}_2 - a_6 \bar{x}_3 + b_2 u_{dad} + b_2 u_{qc} - \Gamma_2 \cdot z \\ a_6 \bar{x}_2 - k_{11} \cdot \bar{x}_3 - k_{12} \cdot \text{sign}(\bar{x}_3) \end{cases} \quad (\text{IV.14})$$

Il est facile de repérer les termes connus indésirables dont on a par lés dans le paragraphe IV.4 soit :

- dans la première équation :  $-\dot{x}_1^r - k_{21} \cdot x_1^r$  (terme nul en réalité car  $x_1^r = 0$ )
- dans la deuxième équation :  $a_6 \bar{x}_3$  (il faut avoir accès à la mesure de la vitesse)

Ainsi nous écrivons le système (IV.14) comme suit :

$$\dot{z} = S \cdot z$$

$$\dot{\bar{x}} = \begin{bmatrix} \dot{\bar{x}}_1 \\ \dot{\bar{x}}_2 \\ \dot{\bar{x}}_3 \end{bmatrix} = \begin{cases} -k_{21} \cdot \bar{x}_1 + b_1 u_{dad} - \Gamma_1 \cdot z \\ -k_{31} \cdot \bar{x}_2 + b_2 u_{dad} + b_2 u_{qc} - \Gamma_2 \cdot z \\ a_6 \bar{x}_2 - k_{11} \cdot \bar{x}_3 - k_{12} \cdot \text{sign}(\bar{x}_3) \end{cases} \quad (\text{IV.15})$$

Remarquons que dans la troisième équation si  $\bar{x}_2 \rightarrow 0$  alors  $\bar{x}_3 \rightarrow 0$  et que les deux premières équations (qui contiennent les termes de commande et les termes de perturbations) ne dépendent pas de la variable  $\bar{x}_3$ .

Ainsi, dans la suite, pour la détermination de  $u_{ad}$  nous considérons le sous système suivant :

$$\tilde{x} = \begin{bmatrix} \bar{x}_1 \\ \bar{x}_2 \end{bmatrix} \quad (\text{IV.16})$$

Dont la dynamique se déduit facilement du système (IV.15)

$$\dot{z} = S \cdot z$$

$$\tilde{x} = \begin{bmatrix} \dot{\tilde{x}}_1 \\ \dot{\tilde{x}}_2 \end{bmatrix} = \begin{cases} -k_{21} \cdot \tilde{x}_1 + b_1 u_{dad} - \Gamma_1 \cdot z \\ -k_{31} \cdot \tilde{x}_2 + b_2 u_{dad} - \Gamma_2 \cdot z \end{cases} \quad (\text{IV.17})$$

Et que nous pouvons écrire sous une forme matricielle compacte:

$$\dot{z} = S \cdot z$$

$$\dot{\tilde{x}} = H(\tilde{x}) + \tilde{B} \cdot u_{ad} - \Gamma \cdot z \quad (\text{IV.18})$$

Avec

$$H(\tilde{x}) = \tilde{A} \cdot \tilde{x} \text{ et } \tilde{A} = \begin{bmatrix} -k_{21} & 0 \\ 0 & -k_{31} \end{bmatrix} \quad (\text{IV.19})$$

$$\tilde{B} = \text{diag}(b_1, b_2)$$

## IV.6 MODELE 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 de 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  $u_{ad}$  [12] [27].

### IV.6.1 Modèle interne

En supposant que les pulsations caractéristiques des défauts  $\omega_i$  de nombre  $n_f$  et donc les matrices  $S$  et  $\Gamma$  sont parfaitement connues, considérons l'équation de Sylvester suivante :

$$M \cdot S - F \cdot M = G \cdot \Gamma \quad (\text{IV.20})$$

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

$$\begin{cases} \dim(F) = 2n_f \times 2n_f \\ \dim(G) = 2n_f \times 2 \end{cases} \quad (\text{IV.21})$$

$M$  est l'unique solution de l'équation (IV.20). Le modèle interne prend alors la forme suivante [7][12] :

$$\dot{\xi} = S \cdot \xi + N(\tilde{x}) \quad (\text{IV.22})$$

Avec

$$\dim(\xi) = \dim(z) = 2n_f \quad (\text{IV.23})$$

#### IV.6.2 Calcul de la commande additive

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-là par rapport au temps.

$$\chi = M \cdot (\xi - z) - G \cdot \tilde{x} \quad (\text{IV.24})$$

$$\dot{\chi} = M \cdot (\dot{\xi} - \dot{z}) - G \cdot \dot{\tilde{x}} \quad (\text{IV.25})$$

Où encore

$$\dot{\chi} = M.S.\xi - M.S.z + M.N(\tilde{x}) - G.[H(\tilde{x}) + \tilde{B}.u_{ad} - \Gamma.z] \quad (\text{IV.26})$$

$$\dot{\chi} = M.S.(\xi - z) + M.N(\tilde{x}) - G.H(\tilde{x}) - G.\tilde{B}.u_{ad} - G.\Gamma.z \quad (\text{IV.27})$$

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

$$u_{ad} = \tilde{B}^{-1} \cdot \Gamma \cdot \xi \quad (\text{IV.28})$$

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

$$\dot{\chi} = M.S.(\xi - z) + M.N(\tilde{x}) - G.H(\tilde{x}) - G.\Gamma.\xi + G.\Gamma.z \quad (\text{IV.28})$$

$$\dot{\chi} = M.S.(\xi - z) + M.N(\tilde{x}) - G.H(\tilde{x}) - G.\Gamma(\xi - z) \quad (\text{IV.29})$$

$$\dot{\chi} = [M.S - G.\Gamma].(\xi - z) + M.N(\tilde{x}) - G.H(\tilde{x}) \quad (\text{IV.30})$$

Or d'après l'équation de Sylvester (IV.20)

$$[M.S - G.\Gamma] = F.M \quad (\text{IV.31})$$

Ainsi (IV.30) devient

$$\dot{\chi} = F.M.(\xi - z) + M.N(\tilde{x}) - G.H(\tilde{x}) \quad (\text{IV.32})$$

Qui s'écrit en introduisant le terme  $x$

$$\dot{\chi} = F.\chi + F.G.\tilde{x} + M.N(\tilde{x}) - G.H(\tilde{x}) \quad (\text{IV.33})$$

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

$$N(\tilde{x}) = M^{-1}[G \cdot H(\tilde{x}) - F \cdot G \cdot \tilde{x}] \quad (\text{IV.34})$$

On obtient

$$\dot{\chi} = F \cdot \chi \quad (\text{IV.35})$$

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

En tenant compte de l'expression de  $u_{ad}$  (IV.28) et des équations (IV.36), (IV.37), on peut écrire :

$$\dot{\tilde{x}} = H(\tilde{x}) + \Gamma \cdot (\xi - z) \quad (\text{IV.36})$$

$$\dot{\tilde{x}} = \tilde{A} \cdot \tilde{x} + \Gamma \cdot (\xi - z) \quad (\text{IV.37})$$

Et d'après (IV.24)

$$(\xi - z) = M^{-1}[\chi + G \cdot \tilde{x}] \quad (\text{IV.38})$$

Et (IV.36) (IV.37) devient

$$\dot{\tilde{x}} = \tilde{A} \cdot \tilde{x} + \Gamma \cdot M^{-1}[\chi + G \cdot \tilde{x}] \quad (\text{IV.39})$$

$$\dot{\tilde{x}} = (\tilde{A} + \Gamma \cdot M^{-1} \cdot G) \cdot \tilde{x} + \Gamma \cdot M^{-1} \cdot \chi \quad (\text{IV.40})$$

La variable  $\chi$  tend vers zéros lorsque le temps  $t$  tend vers l'infini d'après (IV.35) et la matrice  $\tilde{A}$  donnée par (IV.20) est stable par construction car elle est constituée des gains de réglage  $k_{21}$  et  $k_{31}$ . On choisit alors ces gains de manière à avoir la matrice dynamique  $(\tilde{A} + \Gamma \cdot M^{-1} \cdot G)$  Du système (IV.40) toujours stable ce qui assure la convergence de  $\tilde{x}$  vers zéro.

Nous aurons donc d'après (IV.14)

$$[\tilde{x} \rightarrow 0 \Leftrightarrow \bar{x}_1 \rightarrow 0 \wedge \bar{x}_2 \rightarrow 0] \Rightarrow \bar{x}_3 \rightarrow 0 \quad (\text{IV.40})$$

Et ce malgré la présence de, ce qui garanti l'aspect FTC de la commande ainsi établie.  $0 \neq V$  D'autre part, de (IV.36), (IV.37) et (IV.40) il découle directement que

$$(\xi - z) = M^{-1}[\chi + G \cdot \tilde{x}] \rightarrow 0 \quad (\text{IV.41})$$

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 là l'aspect FDI de cette commande.

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 M, 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.6.3 Désavantages de cette approche [52]

- ❖ 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'avèrent nécessaire ce qui augmente les calculs. [7]

Dans cette section nous appliquons une autre approche pour déterminer la commande additive. Cette approche a été déjà utilisée dans [7] et [12], 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.7. DEUXIEME METHODE

En effet, dans cette deuxième méthode, on garde la même forme du modèle interne et on suppose toujours vérifiée l'hypothèse sur celui-ci est donné par (IV.42),

$$\dot{\tilde{x}} = S \cdot \xi + N(\tilde{x}) \quad N(\tilde{x}) = -\Gamma^T \cdot \tilde{x} \quad (\text{IV.42})$$

#### IV.7.1 Calcul de la commande additive

On considère le système (IV.19)  $\dot{\tilde{x}} = H(\tilde{x}) + \tilde{B} \cdot u_{ad} - \Gamma \cdot z$  avec le même choix de la forme de la commande additive (IV.28)  $u_{ad} = \tilde{B}^{-1} \cdot \Gamma \cdot \xi$  ce qui revient à écrire

$$\dot{\tilde{x}} = H(\tilde{x}) + \Gamma \cdot (\xi - z) \quad (\text{IV.43})$$

$$\dot{\tilde{x}} = \tilde{A} \cdot \tilde{x} + \Gamma \cdot e \quad (\text{IV.44})$$

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

$$\begin{cases} \dot{\tilde{x}} = \tilde{A} \cdot \tilde{x} + \Gamma \cdot e \\ \dot{e} = S \cdot \xi + N(\tilde{x}) \end{cases} \quad (\text{IV.45})$$

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 :

$$\dot{e} = \dot{\xi} - \dot{z} = S \cdot \dot{\xi} + N(\tilde{x}) - S \cdot \dot{z} \quad (\text{IV.46})$$

$$\dot{e} = S \cdot \xi + N(\tilde{x}) \quad (\text{IV.47})$$

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.45)

$$V = \frac{1}{2} \tilde{x}^T \cdot \tilde{x} + \frac{1}{2} e^T \cdot e \quad (\text{IV.48})$$

Sa dérivée par rapport au temps est :

$$\dot{V} = \tilde{x}^T \cdot \dot{\tilde{x}} + e^T \cdot \dot{e} = \tilde{x}^T \cdot [\tilde{A} \cdot \tilde{x} + \Gamma \cdot e] + e^T \cdot [S \cdot e + N(\tilde{x})] \quad (\text{IV.49})$$

$$\dot{V} = \tilde{x}^T \cdot \tilde{A} \cdot \tilde{x} + e^T \cdot S \cdot e + \tilde{x}^T \cdot \Gamma \cdot e + e^T \cdot N(\tilde{x}) \quad (\text{IV.50})$$

→ 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 et est égal donc à son transposé :

$$\tilde{x}^T \cdot \Gamma \cdot e = (\tilde{x}^T \cdot \Gamma \cdot e)^T = e^T \cdot \Gamma^T \cdot \tilde{x} \quad (\text{IV.51})$$

et nous exprimons à nouveau  $\dot{V}$

$$\dot{V} = \tilde{x}^T \cdot \tilde{A} \cdot \tilde{x} + e^T \cdot \Gamma^T \cdot \tilde{x} + e^T \cdot N(\tilde{x}) \quad (\text{IV.52})$$

Le choix de  $N(\tilde{x})$  découle de cette dernière relation et est. Donne par :

$$N(\tilde{x}) = -\Gamma^T \cdot \tilde{x} \quad (\text{IV.53})$$

Enfin, la dérivée de la fonction de Lyapunov est négative

$$\dot{V} = \tilde{x}^T \cdot \tilde{A} \cdot \tilde{x} \leq 0 \quad (\text{IV.54})$$

Par conséquent  $\tilde{x}$  est stable à l'origine et on a  $\tilde{x} \rightarrow 0$  (IV.55)

En vertu du théorème de Lasalle [53] on a  $\tilde{x} \rightarrow 0 \Rightarrow \dot{\tilde{x}} \rightarrow 0$  (IV.56)

Et le système (IV.45) devient :

$$\begin{cases} \Gamma \cdot e = 0 \\ \dot{e} = S \cdot e \end{cases} \quad (\text{IV.57})$$

Il en découle immédiatement  $e \rightarrow 0$  (IV.58)

Finalement l'objectif de la commande est atteint en adoptant la procédure proposée 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.8 RESUME

Le modèle du système est donnée par:

$$\dot{x} = f(x) + B \cdot u + d \cdot C_r + \sigma \cdot V$$

**Objectif :**

- 1)-  $x_3 = x_3^r$  et  $x_1 = 0$  ;  $C_r \neq 0$
- 2)- Compenser les défauts (FTC).
- 3)- Reproduction des harmoniques dues aux défauts (FTC).

**a) Objectif 1**

**a.1) Variables intermédiaires :**

$$x_2^* = \frac{1}{a_6} [-a_7 x_3 - k_{11} \cdot (x_3 - x_3^r) - k_{12} \cdot \text{sign}(x_3 - x_3^r) + \dot{x}_3^r]$$

**a.2) Paramètres :**

$$k_{11}, k_{12}, k_{21}, k_{31}$$

**a.3) Commandes nominales :**

$$u_{dnom} = \frac{1}{b_1} \cdot [-f - k_{21} \cdot x_1] + k_d \cdot \text{sign}(S(I_d))$$

$$u_{qnom} = \frac{1}{b_2} \cdot [-f_2 + x_2^* - k_{31} \cdot (x_2 - x_2^*) - a_6(x_3 - x_3^r)] + k_q \cdot \text{sign}(S(I_q))$$

**b) Objectif 2 et 3****b.1) Modèle des défauts :**

$$\begin{cases} \dot{z} = S \times z \\ V = -\Gamma \cdot z \end{cases}$$

$$\begin{cases} S = \text{diag}(S_i) \\ S_i = \begin{bmatrix} 0 & \omega_i \\ -\omega_i & 0 \end{bmatrix} \end{cases} \quad \text{et} \quad \begin{cases} \dot{z} = S \times z \\ V = -\Gamma \cdot z \end{cases}$$

**b.2) Modèle interne :**

$$\dot{\xi} = S \cdot \xi + N(\tilde{x}) \quad \text{et} \quad N(\tilde{x}) = -\Gamma^T \cdot \tilde{x}$$

**b.3) Terme additif :**

$$u_{ad} = \tilde{B}^{-1} \cdot \Gamma \cdot \xi \quad \text{avec} \quad \tilde{B} = \text{diag}(b_1, b_2)$$

**b.4) Commande globale :**

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

**b.5) Résultats :**

$$\bar{x}_1 \rightarrow 0 \text{ objectif 2}$$

$$\xi \rightarrow z \text{ objectif 3}$$

**IV.9 RESULTATS DE SIMULATION DE LA COMMANDE FTC :**

Dans ce cas, la commande calculée rejette l'effet, ainsi que l'effet des défauts il n'est pas nécessaire de changer les gains de la commande pour assurer la convergence du modèle interne. On a une convergence du modèle interne et on peut augmenter le nombre de défauts. Ces constats sont parfaitement illustrés par la figure IV-3 dans le cas d'un défaut stator (harmonique de 50 Hz).

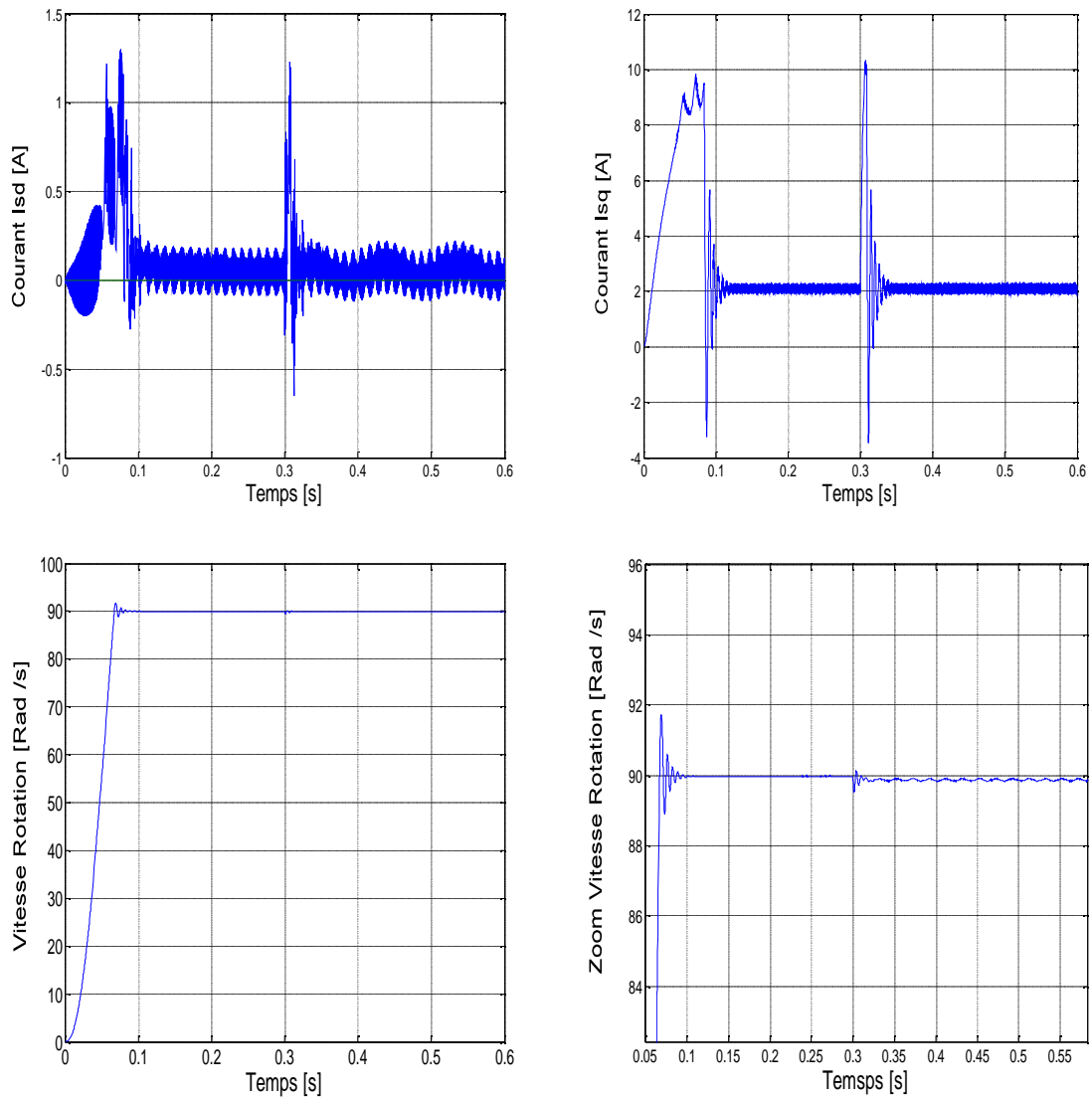
**Figure IV.2**

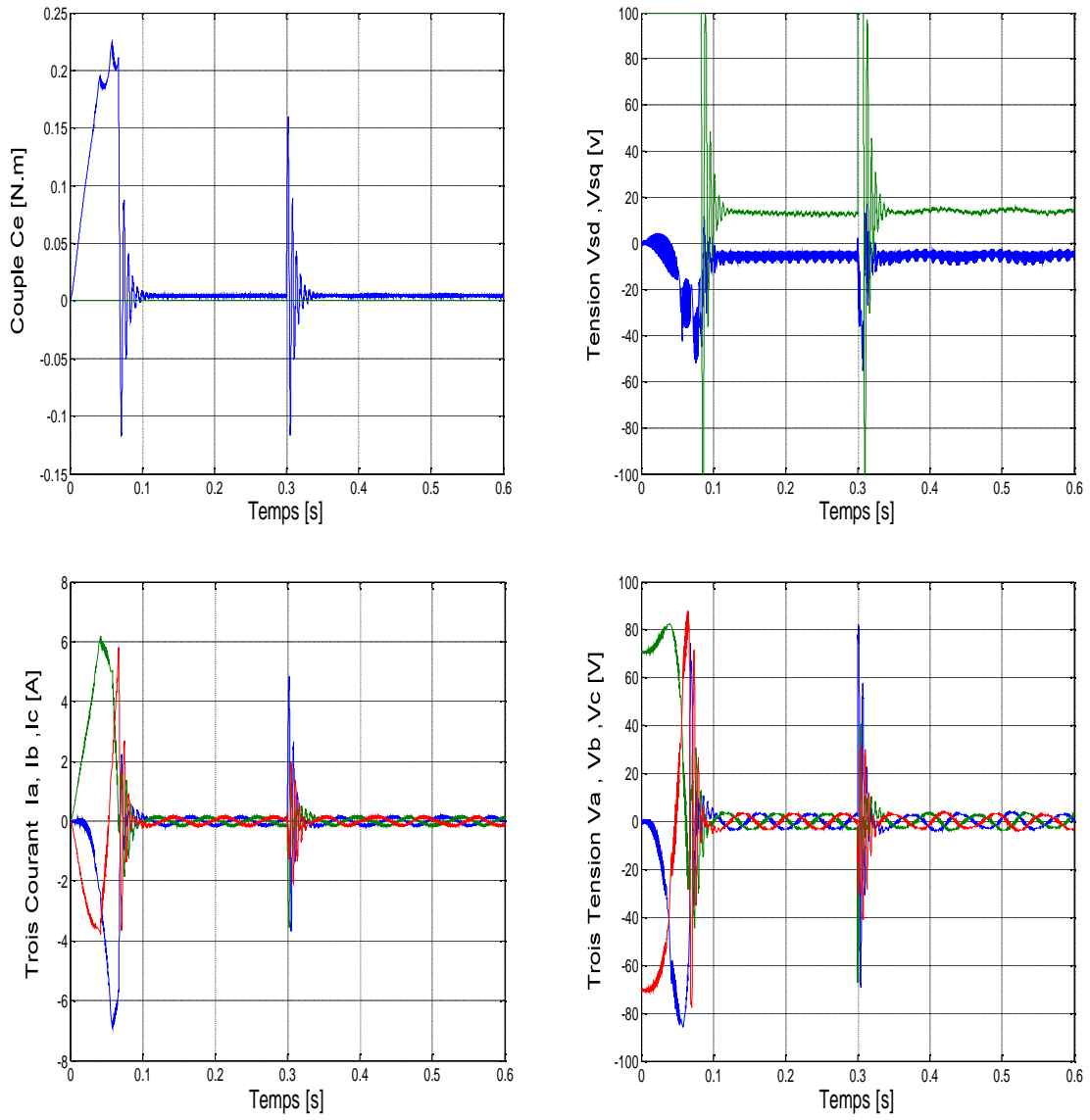
Comportement de la machine d'un défaut au stator sans aucune charge.

Figure IV.3

À  $t = [0,0.1]$  sec on introduit un couple égal au couple nominal à  $t=0.3$  sec un défaut dans le stator génère une harmonique de fréquence 50Hz.

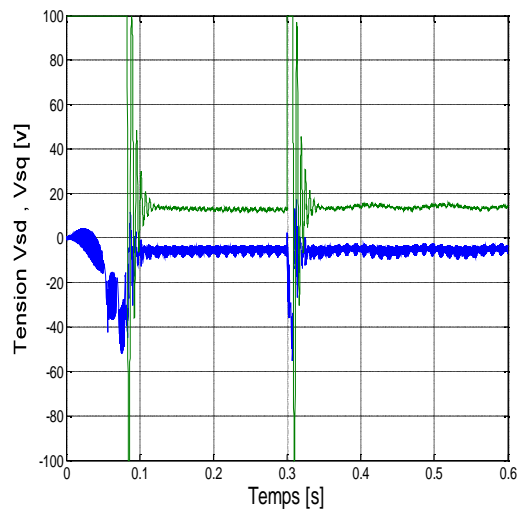
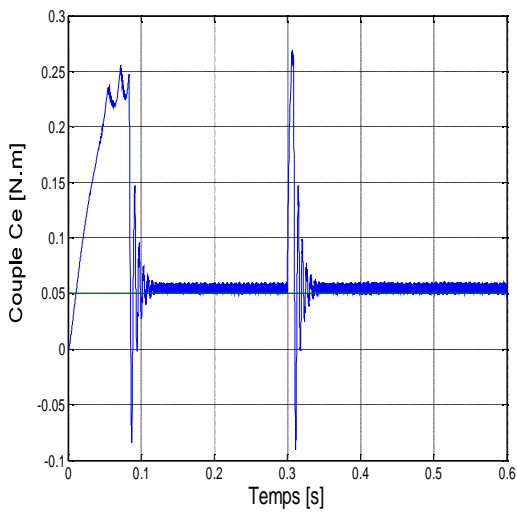
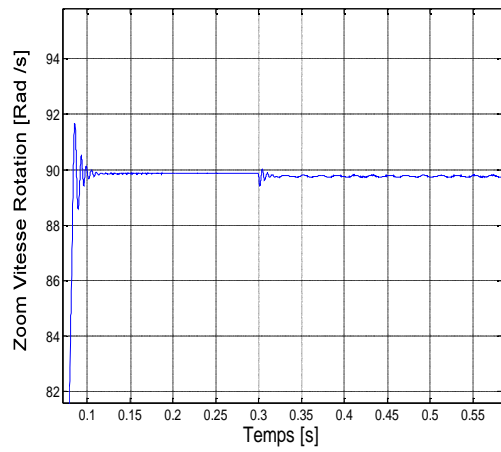
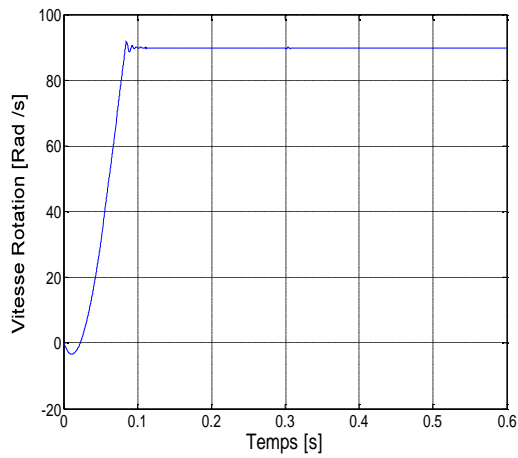
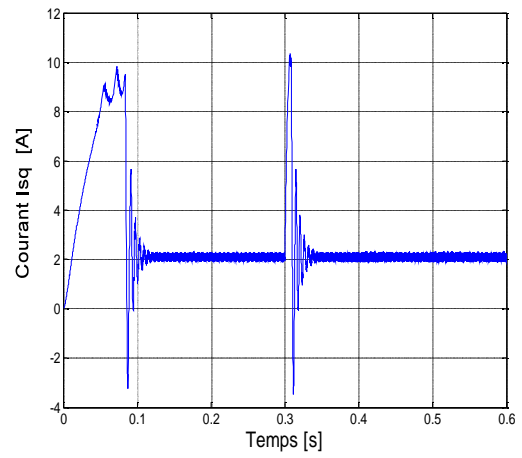
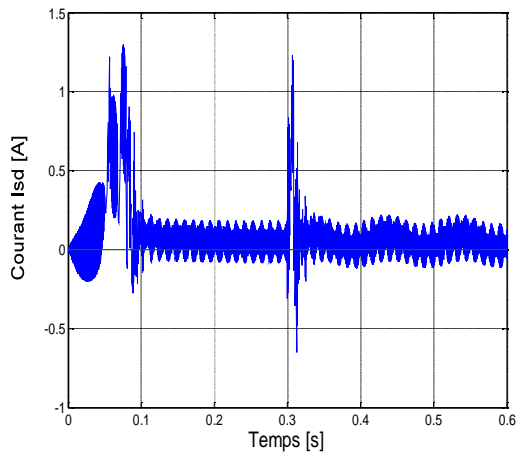
On remarque la commande que nous avons synthétisée rejette l'effet de ces défauts, et elle assure la convergence et donc compense l'effet des défauts.

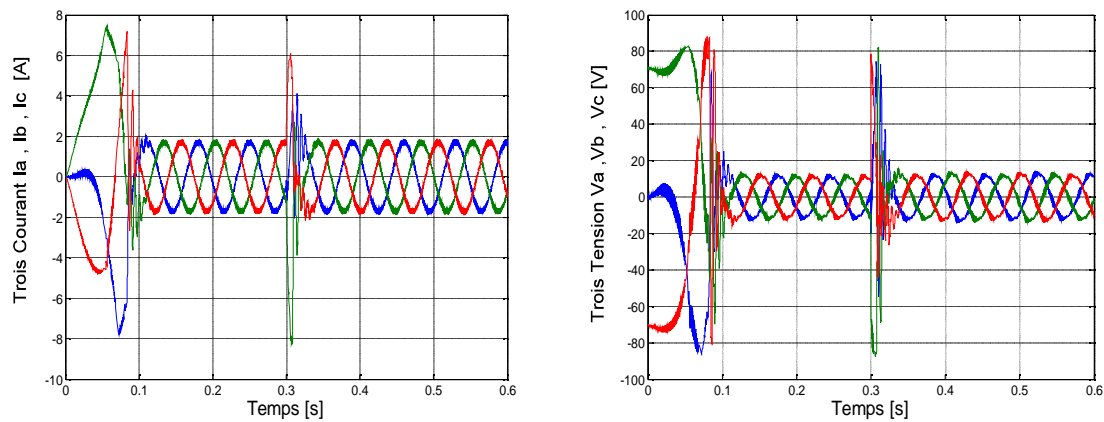




**Figure IV.2** .Simulation de la commande FTC on présence d'un défaut statorique et sans aucune couple de charge.

✓ **Représentation des résultats simulation par application FTC, d'un défaut au stator :**





**Figure IV.3.** Simulation de la commande FTC en présence d'un défaut statorique et d'un couple de charge

#### IV. 10 CONCLUSION

L'approche de commande tolérante aux défauts a été étudiée dans le cas d'une machine synchrone à aimant permanent MSAP. Nous avons introduit une technique de compensation implicite de l'effet des défauts sur la MSAP.

Pour ce faire, 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. Nous nous sommes basés pour ce faire sur les résultats des chapitres précédents.

L'approche présente dans ce mémoire présente très bonne robustesse et des résultats par rapport à l'approche basée sur l'équation de Sylvester présentée dans [12].





# **Conclusion Générale**

## *Conclusion Générale*

---

### **Conclusion générale**

Nous avons introduit une technique relativement récente qui contrairement aux approches classiques, ne commence pas par détecter et identifier les défauts mais elle les compense grâce au modèle interne qui s'active dès leur apparition et reproduit exactement (asymptotiquement) l'état de l'exosystème qui les modélise. La compensation est réalisée par l'augmentation de la commande nominale d'un terme additif qui annule leur effet sur le système.

Nous avons abordé les différents défauts qui peuvent altérer le bon fonctionnement de la machine, leurs natures, En effet, nous avons présenté une autre méthode de modélisation de la machine synchrone à aimant permanent en présence des défauts, cette méthode prend en considération les défauts.

La commande par mode glissant que nous avons synthétisée est robuste par rapport au couple de charge, puis on a appliqué cette commande obtenu précédemment sur la machine synchrone à aimant permanent en présence des défauts, il a été constaté que cette commande présente une insuffisance quant au rejet de l'effet des défauts. il a été remarqué que la commande nominale ne garantit plus les objectifs qu'on lui a tracés.

Cependant, Les besoins industriels ont, par le passé, été centrés principalement sur l'amélioration de la quantité des réponses des systèmes. Cela a conduit à l'utilisation de différents types de contrôleurs dans l'industrie, incluant la commande adaptative, la commande optimale, la commande robuste, etc. Actuellement, l'augmentation de la fiabilité et la disponibilité des systèmes est une exigence afin d'augmenter les performances des systèmes de commande.

Dans ce but, une approches basées sur les modèles internes associés à la commande nominale a été étudiée et simulée l'approche. L' approche de calcul du modèle interne exploitant les caractéristiques des différentes matrices intervenant dans le problème, et qui élimine les inconvénients. Et présente de meilleures performances pour les mêmes hypothèses.

Nous avons constaté que la commande FTC apporte améliorations, d'où les résultats obtenus montrent une nette amélioration des performances de la MSAP même en présence des défauts. Comme perspective, la suite logique de ce travail est:

- ✚ La variation des types de commande nominale afin de tester la fiabilité de la technique.
- ✚ L'application de cette technique de commande à défaut autres systèmes.



# **Annexe**

*Annexe*

***I.1. Paramètres et caractéristiques de la M SAP utilisée en simulation :***

▪ **I.1.1. Paramètres électriques :**

$$R_s^0 = 3.4\Omega \quad \text{Résistance de stator.}$$

$$L^0 = 0.0121 \text{ H} \quad \text{Inductance de stator.}$$

▪ **I.1.2. Paramètres mécaniques :**

$$J^0 = 0.0001 \text{ Nm} / . \text{ rds}^{-2} \quad \text{Moment d'inertie.}$$

$$f^0 = 0.0005 \text{ Nm} / . \text{ rds}^{-1} \quad \text{Coefficient de frottement.}$$

▪ **I.1.3. Paramètres électromagnétiques :**

$$C_{nom} = 0.05 \text{ N. m} \quad \text{Couple nominal.}$$

$$P_{nom} = 22 \text{ W} \quad \text{Puissance nominale.}$$

$$P = 2 \quad \text{Nombre de paire de pole.}$$

$$\phi_f^0 = 0.013 \text{ Wb} \quad \text{Flux créé par les aimants.}$$



# **Bibliographie**

## Bibliographie

---

- [1] **O. Benzineb, H. Mekki, D. Boukhetala, M. Tadjine, M. Benbouzid et D. Diallo**, « Commande robuste et tolérante aux défauts d'un moteur asynchrone », International Conférence on Industriel Engineering and Manufacturing, ICIEM'10, Batna, Algérie. 2010.
- [2] **NOUREDDINE Benbaha** « Commande Robuste Tolérante Aux Défauts Application à la Machine à Courant Alternatif », Mémoire d' magister, Université de Batna, 2009.
- [3] **GUENAB Fateh** « Contribution aux systèmes tolérants aux défauts : Synthèse d'une méthode de reconfiguration et/ou de restructuration intégrant la fiabilité des composants » Doctorat de l'Université Henri Poincaré, Nancy 1, 2007.
- [4] **Zhang Y., Jiang J.**, «Bibliographical review on reconfigurable fault tolerant control system» In Proceedings of the 5th Symposium on Fault Detection, Supervision and Safety for Technical Processes (SAFEPROCESS'2003). Washington D.C., USA, 2003.
- [5] **A. Makouf**, « Commande robuste d'un variateur de vitesse pour la machine asynchrone », Thèse de doctorat, université de Batna, 2003.
- [6] **Laleg, T. M.** «Contribution aux Méthodes de Diagnostic à Base d'Observateurs et à la Commande Tolérante aux Défauts Application à la Machine Asynchrone et au Robot SCARA », *PFE, Spécialité Automatique, ENP, Alger, Juin 2004.*
- [7] **Mekki, H.** « Commande tolérante aux défauts applications à la MAS », Mémoire de magister, Spécialité Automatique, ENP, Alger, 2009.
- [8] **Cieslaker, M.J.** « Analyse et synthèse d'une architecture coopérative pour la commande tolérante aux défauts application à un système aéronautique », Thèse de Doctorat, Spécialité Automatique, productique, signal et image, Université de bordeaux I, juillet 2007.
- [9] **Eterno, J.S., Looze, D.P., Weiss, J.L., and Willsky,A.S** «Design issues for fault-tolerant resstructurable aircraft control» , In : Proc. of the 24th IEEE Conference on Decision and Control, Fort Lauderdale., 1985.
- [10] **Bacon, B.J., Ostroff, A.J., Joshi, S.M.** «Reconfigurable NDI controller using inertial Sensor failure detection and isolation». IEEE Transaction Aerospace and Electronic Systems, 37(4), 1373-1383., 2001
- [11] **Isermann, R., Ballé, P.** «Trends in the application of model-based fault detection and diagnosis of technical processes». Control Engineering Practice 5(5), 709-719., 1997
- [12] **Chakir, M.** «Commande robuste tolérante aux défauts applications à la MSAP», Mémoire de magister, Spécialité Automatique, ENP, Alger, juin 2006.
- [13] **Konstantopoulos, I., Antsaklis, P.** «An Eigen structure assignment approach to control reconfiguration», In: Proceedings of 4th IEEE Mediterranean Symposium on Control and Automation. Greece., 1996
- [14] **Jamouli, H.** « Génération de résidus directionnels pour le diagnostic des systèmes linéaires stochastiques et le commande tolérante aux défauts». Thèse de Doctorat, Spécialité Automatique, Université Henri Poincaré, Nancy1, Décembre 2003.
- [15] **Jouffroy, J.**, «Stabilité et systèmes non linéaires Réflexions sur l'analyse de contraction». *Thèse de Doctorat, Spécialité Électronique - Électrotechnique –Automatique, l'université de savoie, Octobre 2002.*

## Bibliographie

---

- [16] **Abderrahim Bentaallah , Ahmed Massoum , Farid Benhamida , Abdelkader Meroufel**, «Adaptive feedback linearization control for asynchronous machine with nonlinear for natural dynamic complete observer »,Department of Electrical Engineering, University of Sidi Bel-Abb`es, Algeria,2012.
- [17] **Astrom, K., Albertos, P., Blanke, M., Isidori, A., Schaufelberger, W., Sanz, R., 2000**, « Control of Complex Systems », *Springer-Verlag, Berlin*, 2000.
- [18] **Niemann, H., Stoustrup, J.** «Passive fault tolerant control of a double inverted pendulum – a case study». *Control Engineering Practice 13 (2005) 1047-1059*, 2005.
- [19] **Marcos, A., Balas, G.** « A robust integrated controller/diagnosis aircraft application». *International Journal of Robust and Nonlinear Control,15. pp.531-551.*, 2005.
- [20] **Andry, A.N., Shapiro, E.Y., Chung, J.C.** «Eigen structure assignment for linear systems», IEEE Transactions on Aerospace Electronic Systems, 19, 1983.
- [21] **Dittmar, C.J.** « A hyperstable model-following flight control system used for reconfiguration following aircraft impairment », American Control Conference, pp. 2219–2224, 1988.
- [22] **Bodson, M., Groszkiewicz, J.** «Multivariable adaptive control algorithms for reconfigurable flight control ». IEEE Transactions on Control Systems Technology 5(2), 1997.
- [23] **Ciubotaru, B., Staroswiecki, M., Christophe, C.,** « Fault tolerant control of the Boeing 747 short-period mode using the admissible model matching technique » , 6th IFAC Symposium on Fault Detection, Supervision and Safety of Technical Processes (SAFEPROCESS'06), P.R. China, Beijing , 2006.
- [24] **Huzmezan, M.,** « Reconfigurable flight control methods and related issues: a survey », Defence Evaluation and Research Agency (DERA) under research agreement no. ASF/3455,1997.
- [25] **Kaddouri, A.,** « Étude d'une Commande Non-Linéaire Adaptative d'une Machine Synchrone à Aimants Permanents », PhD Faculté des sciences et de génie université LAVAL QUÉBEC, 2000.
- [26] **Paoli, A., Marconi, L., Bonivento, C., A** « Fault-Tolerant strategy for Induction Motors », 40th IEEE Conference on decision and control, USA.
- [27] **Bonivento, C., Isidori, A., Marconi, I., Paoli, A.,** « Implicit Fault Tolerant Control: Application to Induction Motors » , IFAC 2002.
- [28] **A. Mohammadpour, A. Gandhi and L. Parsa** ,« Design and Control of Fault-Tolerant Permanent Magnet Machines », are with the Department of Electrical, Computer and Systems Engineering, Rensselaer Polytechnic Institute, Troy, NY 12180, 2013.
- [29] **Nandi, S., Toliyat Hamid A., Xiaodong L.,** «Condition Monitoring and Fault Diagnosis of Electrical Motors A Review » , In : IEEE Transactions on energy conversion, 20(4) 719-729, 2005.
- [30] **Zanardelli, W.G,** « Methods to Identify Intermittent Electrical and Mechanical Faults in Permanent Magnet AC Drives Based on Time-Frequency Analysis », Ph.D thesis, Michigan State University,2005.
- [31] **Thelin, P,** « Short circuit fault conditions of a buried PMSM investigated with FEM », NORPIE, Stockholm, Sweden , 2002.

## Bibliographie

---

- [32] **Razik, H.**, « Notes de cours sur le diagnostic de la machine synchrone IUFM », Lorraine-Maxeville. France, 2003.
- [33] **Yazici, B., Kliman, G. B., Premerlani, W. J., Koegl, R. A., Robinson, G. B., and Abdel Malek, A** , «An adaptive, on-line, statistical method for bearing fault detection using stator current », in Proc. IEEE Industry Applications Soc. Annual Meeting Conf., New Orleans, 1997.
- [34] **Sergio M. A. Cruz, and A. J. Marques Cardoso**, «Stator Winding Fault Diagnosis in Three-Phase Synchronous and Asynchronous Motors » , by the Extended Park's Vector Approach, IEEE transactions on industry applications, vol. 37, no. 5, 2001.
- [35] **Arkan, M., Perovic, D. K., and Unsworth, P**, « Online stator fault diagnosis in induction motors », Proc. Inst. Elect. Eng., Elect. Power Appl., vol. 148, no. 6, 2001.
- [36] **M. Rabia Benayache**, « Contribution `a la commande robuste des systèmes non linéaires incertains application à un système hydraulique », thèse de doctorat , Université de Valenciennes et du Hainaut Cambrésis France.
- [37] **Mohammed Chakib Sosse Alaoui**, « Commande et Observateur par Modes glissants d'un système de pompage et d'un bras manipulateur », Thèse de doctorat ,Université Sidi Mohammed Ben Abdallah, Maroc , 2009 .
- [38] **BELABBES Baghdad** , « Commande linearisante d'un moteur synchrone à aimants permanents », mémoire de magister, université djilaliliabes, SBA ,Algérie, année 2001.
- [39] **V.I.Utkin** « Sliding mode in controle optimization », springer-verlag , Berlin 1992.
- [40] **ADJOU DJ Mohamed, ABID Mohamed, AISSAOUI Abdelghani, RAMDANI Youcef, BOUNOUA Houria**, « Commande par mode glissant d'une machine asynchrone à double alimentation montée dans une éolienne », Revue « Nature et Technologie », janvier 2010.
- [41] **H. Buhler**, « Réglage par Mode de Glissement », Presses polytechniques romandes, Paris, 1986.
- [42] **VIDAL Paul-Etienne**, « Commande non-linéaire d'une machine asynchrone a double alimentation, Thèse de doctorat », Ecole Nationale Supérieure Electrotechnique, D'électronique, D'informatique, D'hydraulique et des Télécommunications, TOULOUSE, France, année 2004.
- [43] **ABID Mohamed** , « Adaptation de la commande optimisée au contrôle vectoriel de la machine asynchrone alimentée par onduleur à M.L.I » ,Thèse de doctorat, Université de Djilali Liabes ,SBA, Algérie, année 2006.
- [44] **SEKKEL Ahmed Sadreddine**, « Etude comparative des différentes commandes de la machine à aimants permanents », mémoire de magister, université djilali liabes SBA, Algérie, année 2008.
- [45] **A. Kechich1, B. Mazari2 and I. K. Bousserhane**, «Application of nonlinear sliding-mode control to permanent magnet synchronous machine », International Journal of Applied Engineering Research , ISSN 0973-4562 Vol.2, No.1 ,2007.

## Bibliographie

---

[46] **Pierre Lopez et Ahmed Saïd Nouri**, « Théorie élémentaire et pratique de la commande par les régimes glissants », Mathématiques & Applications, Volume 55, DOI: 10.1007/3-540-34480-2\_2, springerlink, 2006.

[47] **A.BENAISSA et M.K.FELLAH**, « Commande par mode glissement d'un convertisseur AC/DC avec correction du facteur de puissance », ACTA ELECTROTEHNICA, volume 47, Number 2, 2006.

[48] **B.BELABBES, A. MEROUFEL, M.K. FELLAH et M. ABID**, « Commande à structure par linéarisation exacte de l'écart d'un moteur synchrone à aimants permanents », Volume 49, Number 2, 2008.

[49] **Patton, R.J.**, « Fault tolerant control ». The 1997 situation (survey), IFAC SAFEPROCESS'97, Hull, UK, Aout 26-28, Vol. 2, pp.1033-1055., 1997.

[50] **Mickael rodrigues** « Diagnostic et commande active tolérante aux défauts appliqués aux systèmes décrite par des multi-modèles linéaire », Thèse de doctorat, Nancy-1, 2005.

[51] **F. Grouz, L. Sbita**, « Current Sensors Gain Faults Detection and Isolation based on an Adaptive Observer for PMSM Drives », Research unit of Photovoltaic, Wind and Geothermal Systems (SPEG, ENIG), University of Gabes, Zrig 6029 Gabes, Tunisia, 2013.

[52] **BAKHTI abdelmalik** « Commande Non Linéaire Tolérante aux Défauts D'une Machine à Induction », AUT 067, M'sila, 2013.

[53] **J.P. LaSalle** « Some Extensions of Liapunov's Second Method », *IRE Transactionson Circuit Theory*, n° 7,, p. 520-527, 1960

**MEMOIRE DE FIN D'ETUDES EN VUE DE L'OBTENTION DE DIPLOME**  
**DE MASTER EN GENIE ELECTRIQUE**  
**SPECIALITE :**  
**COMMANDE DES SYSTEMES ELECTRIQUES**

**Proposé et dirigé par : - Mr. MEKKI Hemza.**

**Présenté par : - BOUDINA Abdelmalik.**

**Thème :**

**Commande Non Linéaire Tolérante aux Défauts Application à la Machine  
Synchrone à Aimant Permanent**

**Résumé :**

L'objectif de ce travail est la présentation d'une technique récente de commande tolérante aux défauts (FTC) et de l'appliquer à la machine synchrone à aimants permanents (MSAP). Après un état de l'art sur les systèmes FTC, nous élaborons un modèle complet de la machine qui permet d'étudier son comportement dans les différents régimes de fonctionnement (sain et défaillances). Le couple de charge et les perturbations paramétriques sont compensés par la commande non linéaire par mode glissant (SMC) qui sera synthétisé, mais cette technique de commande sera insuffisante dans le cas d'apparition d'un défaut statorique. Pour la compensation de ce type de défaut une commande à base du modèle interne sera synthétisée. À la fin une simulation numérique sera aussi effectuée dans le but de montrer l'efficacité et la robustesse de cette technique de commande FTC.

**Mots clés :** MSAP, modélisation des défauts, commande non linéaire, modèle interne, robustesse, commande tolérante aux défauts (FTC), commande par mode glissant SMC.

**Numéro d'ordre :** CSE-090