

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 DIPLÔME
DE MASTER EN GENIE ELECTRIQUE

SPECIALITE : AUTOMATIQUE

THEME

Commande Non Linéaire Tolérante aux Défauts D'une Machine à Induction

Proposé et dirigé par :

-Mr. ROUBACHE Toufik

-Mr. BENDJAIMA Bachir

Présenté par :

-BAKHTI Abdelmalik

Année Universitaire : 2012/2013

N° d'ordre : 076

Remerciement

On remercie tout d'abord Allah, le tout puissant qui nous facilite le chemin pour l'accomplissement de ce Mémoire.

Nos grands remerciements vont à

Mr. ROUBACHE TOUFIK

Pour nous avoir et pour leurs disponibilité et leurs précieux conseils.

A tous nos enseignants et le chef de département de Génie Electrique

Mr : B.BENDJAIMA

Qui nous ont aidés de proche ou de loin pour être des masters en électrotechnique option Automatique.

En fin

Nous tenons à exprimer notre reconnaissance à tous nos amis(es) et collègues pour le soutien moral et Matériel.

Dédicace

*Avant tous, je remercie dieu le tout puissant de m'avoir
Donner le courage et la patience pour réaliser ce travail
Malgré toutes les difficultés rencontrées.*

Je dédie ce modeste travail :

A mes très chers parents

A mes frères et ma sœur

A toute ma famille

A tous les amies d'études surtout

Ceux AUTOMATIQUE Promotion 2013

Bakhti Abdelmalik,

Sommaire

| | |
|----------------------------|---|
| Liste des figures..... | 1 |
| Nomenclature..... | 2 |
| Introduction générale..... | 5 |

Chapitre I ETAT DE L'ART SUR LA COMMANDE TOLÉRANTE AUX DÉFAUTS

| | |
|---|----|
| I.1. Introduction..... | 8 |
| I.2. Définitions et concepts..... | 9 |
| I.2.1. Commande tolérante aux défauts..... | 9 |
| I.2.2. Défaillance (Failure)..... | 9 |
| I.2.3. Défaut (Fault)..... | 9 |
| I.3. Les différents types de défauts..... | 10 |
| I.3.1. Selon leurs types..... | 10 |
| I.3.1 1. Défauts actionneurs..... | 10 |
| I.3.1 2. Défauts capteurs..... | 10 |
| I.3.1 3. Défauts composants ou systèmes..... | 11 |
| I.3.2 .Selon leurs Caractéristiques temporelles..... | 11 |
| I.3.2 1. Abrupts (biais)..... | 11 |
| I.3.2 2. Intermittentes (valeurs aberrantes)..... | 11 |
| I.3.2 3. Graduels (dérives)..... | 11 |
| I.4. Modélisation des défauts..... | 12 |
| I.4.1. Défauts multiplicatifs..... | 12 |
| I.4.2. Défauts additifs..... | 13 |
| I.4.3. Défauts composants ou systèmes..... | 15 |
| I.5. Classification des approches de la commande tolérante..... | 15 |
| I.5.1. Approches passives de la commande FTC..... | 15 |
| I.5.2. Approches actives de la commande FTC..... | 16 |
| I.6.Conclusion..... | 16 |

Chapitre II MODÉLISATION ET SIMULATION DE LA MAS, AVEC ET SANS DÉFAUTS

| | |
|--|----|
| II.1. Introduction..... | 18 |
| II.2. Généralités sur les machines asynchrones..... | 19 |
| II.2.1. Description et principe de fonctionnement..... | 19 |
| II.2.2. Machine électrique idéalisée..... | 20 |
| II.3. Modèle mathématique du moteur asynchrone triphasé | 20 |
| II.3.1. Equations électriques..... | 20 |
| II.3.2. Equations magnétiques..... | 22 |
| II.4. Transformation de Park..... | 23 |
| II.4.1. Modèle du moteur dans le système biphasé..... | 25 |
| II.4.1.1. Equations électriques..... | 25 |
| II.4.1.2. Equations magnétiques..... | 25 |
| II.4.2. Définitions des différents référentiels..... | 25 |
| II.4.2.1. Référentiel fixe par rapport au stator..... | 26 |
| II.4.2.2. Référentiel fixe par rapport au rotor..... | 27 |
| II.4.2.3. Référentiel fixe par rapport aux champs tournants..... | 27 |
| II.4.3. Expression du couple électromagnétique et de la puissance..... | 28 |
| II.4.4. Equation du mouvement..... | 29 |
| II.5. Mise en équation d'état..... | 30 |
| II.5.1. Equations électriques..... | 30 |
| II.5.2. Equations mécaniques..... | 31 |
| II.6. Défaut dans la MAS..... | 31 |
| II.7. Modèle de la MAS en présence de défaut..... | 32 |
| II.7.1. Effet sur le Modèle..... | 34 |
| II.7.2. Expression Matricielle des Perturbations..... | 34 |
| II.7.3. Exemples..... | 34 |
| II.7.3.1. Un seul défaut affecte la machine au niveau du stator..... | 34 |
| II.7.3.2. Deux défauts affectent la machine au niveau du stator et rotor.... | 35 |
| II.8. Résultats de Simulation..... | 35 |
| II.8. Interprétation des résultats..... | 36 |
| II.9 Conclusion..... | 41 |

Chapitre III COMMANDE PAR MODE GLISSANT D'UNE MACHINE ASYNCHRONE

| | |
|--|----|
| III.1. Introduction..... | 43 |
| III.2. Introduction aux systèmes de réglage a structure variable..... | 44 |
| III.2.1. Historique..... | 44 |
| III.2.2. Objectif de la commande par mode glissant..... | 44 |
| III.2.3. Principe..... | 45 |
| III.3. Configuration de base pour systèmes a structure variable (SSV)..... | 45 |
| III.3.1. Condition d'existence du mode glissant..... | 46 |
| III.3.2. Fonction de LYAPUNOV..... | 47 |
| III.4. La Commande robuste par mode glissant..... | 47 |
| III.4.1. Notion de glissement..... | 47 |
| III.4.2. Recherche d'une commande assurant un mode glissant..... | 49 |
| III.5. Avantages de la commande par mode glissant..... | 51 |
| III.6. Domaines d'application de la commande par mode glissant..... | 51 |
| III.7. Commande non linéaire par mode glissant..... | 52 |
| III.7.1. Modèle du moteur asynchrone..... | 52 |
| III.7.2. Choix des surfaces de glissements..... | 53 |
| III.7.3. Conditions de convergence..... | 54 |
| III.7.4. Loi de commande par mode glissant..... | 54 |
| III.8. Résultats de Simulation..... | 58 |
| III.9. Interprétation des résultats..... | 58 |
| III.10. Conclusion..... | 61 |

Chapitre IV Commande Tolérante aux Défauts

| | |
|---|----|
| IV.1. Introduction..... | 63 |
| IV.2. Principe de technique..... | 64 |
| IV.3. Position du problème..... | 65 |
| IV.3.1 Vérification de l'hypothèse..... | 65 |

| | |
|--|----|
| IV.3.2. Objectif de la commande FTC..... | 66 |
| IV.4. La commande augmentée | 66 |
| IV.5. Modèle interne et commande additive..... | 67 |
| IV.5.1. Modèle interne..... | 67 |
| IV.5.2. Calcul de la commande additive..... | 67 |
| IV.5.3. Désavantages de cette approche..... | 70 |
| IV.6. Deuxième méthode..... | 70 |
| IV.6.1. Calcul de la commande additive..... | 70 |
| IV.6.2. Modèle interne..... | 71 |
| IV.6. Résultats de simulation..... | 73 |
| IV.7. Interprétation des résultats..... | 73 |
| IV. 8. Conclusion..... | 76 |
| Conclusion générale..... | 77 |
| Bibliographie..... | 78 |
| Annexe..... | 80 |

Liste des figures

| | |
|---|----|
| Figure I.1 Types de défauts | 10 |
| Figure I.2 Représentation des défauts selon le comportement temporel | 11 |
| Figure I.3 Représentation additive et multiplicative des défauts. | 14 |
| Figure I.4 Schéma de principe d'une loi de commande FTC active. | 16 |
| Figure II.1 Représentation de la machine électrique généralisée triphasée. | 21 |
| Figure II.2 Passage du système triphasé au système biphasé et inversement. | 23 |
| Figure II.3 Définition des axes réels du moteur asynchrone triphasé par rapport aux différents... référentiels. | 26 |
| Figure II.4 Répartition des pannes de la machine asynchrone. | 32 |
| Figure II.5 Simulation de la machine sans aucune charge. | 37 |
| Figure II.6 Simulation de l'effet du couple de charge. | 38 |
| Figure II.7 Effet d'une harmonique due à un seul défaut. | 39 |
| Figure II.8 Effet de trois harmoniques dues à deux défauts (stator et rotor). | 40 |
| Figure III.1 Configuration par changement de retour d'état. | 45 |
| Figure III.2 Configuration avec loi de commutation au niveau de l'organe de commande..... | 46 |
| Figure III.3 Démonstration du mode de glissement. | 46 |
| Figure III.4 Commande par retour de position. | 48 |
| Figure III.5 Retour de position et de vitesse..... | 48 |
| Figure III.6 Glissement du système sur la droite Δ | 49 |
| Figure III.7 Réticence..... | 49 |
| Figure III.8 Réticence, allure de la vitesse. | 49 |
| Figure III.11 Présence d'un seul défaut au stator. | 59 |
| Figure III.12 Présence deux défauts, un au stator et l'autre au rotor. | 60 |
| Figure IV.1 Structure d'une commande implicitement tolérante aux défauts..... | 64 |
| Figure IV.2 Présence d'un seul défaut au stator avec la deuxième approche FTC. | 74 |
| Figure IV.3 Présence deux défauts, un au stator et l'autre au rotor avec la deuxième approche... FTC. | 75 |

Nomenclature

I. Symboles

| | |
|---------------------------------------|---|
| s, r | Axes correspondants au stator (rotor). |
| R_s, R_r | Résistances d'enroulements statoriques et rotoriques par phase. |
| L_s, L_r | Inductances cycliques propres statoriques et rotoriques par phase. |
| M | Inductances cycliques mutuelle. |
| J | Inertie des masses tournantes. |
| f | Coefficient de frottement visqueux. |
| T_r, T_s | Constant de temps rotorique et statorique |
| Φ_s, Φ_r | Flux statorique et rotorique. |
| g | Glissement. |
| C_e | Couple électromagnétique de la machine. |
| C_r | Couple résistant imposé à l'arbre de la machine. |
| C_{rn} | Couple résistant nominal |
| ω_s, ω_r | Pulsation de fréquence statorique et rotorique. |
| ω_g | Pulsation de glissement. |
| n_p | Nombre de paires de pôles. |
| θ_r | Ecart angulaire de la partie mobile (rotor par rapport au stator). |
| θ_a | Angle de positionnement des axes (u ,v) par rapport aux axes (X_A, X_B, X_C). |
| ω_a | Vitesse de coordonnée de l'axe (u ,v). |
| $A, B, C / a, b, c$ | Trois phases du stator (rotor). |
| i_s, i_r | Courant statorique, courant rotorique. |
| $[V_{sA}, V_{sB}, V_{sC}]^T$ | Vecteur tension statorique en composantes triphasées. |
| $[V_{rA}, V_{rB}, V_{rC}]^T$ | Vecteur tension rotorique en composantes triphasées. |
| $[i_{sA}, i_{sB}, i_{sC}]^T$ | Vecteur courant statorique en composantes triphasées. |
| $[i_{rA}, i_{rB}, i_{rC}]^T$ | Vecteur courant rotorique en composantes triphasées. |
| $[\Phi_{sA}, \Phi_{sB}, \Phi_{sC}]^T$ | Vecteur flux statorique en composantes triphasées. |

| | |
|---------------------------------------|---|
| $[\Phi_{ra}, \Phi_{rb}, \Phi_{rc}]^T$ | Vecteur flux rotorique en composantes triphasées. |
| V_s | Tension statorique. |
| V_r | Tension rotorique. |
| $\Phi_{r\text{ nom}}$ | Flux rotorique nominal. |
| $\Omega_{r\text{ nom}}$ | Vitesse rotorique nominal. |
| (d, q) | Axes correspondants au référentiel lié au champ tournant. |
| (X, Y) | Axes correspondants au référentiel lié au rotor. |
| (α, β) | Axes correspondants au référentiel lié au stator. |
| i_{sd}, i_{sq} | Courant stator instantané selon l'axe (d, q). |
| $i_{ra}, i_{r\beta}$ | Courant rotor instantané selon l'axe (α, β) . |
| Φ_{sd}, Φ_{sq} | Flux stator instantané selon l'axe (d, q). |
| $\Phi_{s\alpha}, \Phi_{s\beta}$ | Flux rotor instantané selon l'axe (α, β) . |
| V_{sd}, V_{sq} | Tension stator instantané selon l'axe (d, q). |
| V_{rd}, V_{rq} | Tension rotor instantané selon l'axe (d, q). |
| I_A | Courant de phase A. |
| I_B | Courant de phase B. |
| I_C | Courant de phase C. |
| (X_A, X_B, X_C) | Axes triphasés réels. |
| (U, V) | Axes biphasés. |
| $[P(\theta_a)]$ | Matrice de transformation de Park. |
| $S(X)$ | Loi de commutation. |
| U_{eq} | Vecteur de commande équivalent. |
| U_c | Vecteur de commande de commutation. |
| V | Fonction de Lyapunov. |
| $x(t)$ | Vecteur d'état d'un système non-linéaire. |
| $Y(t)$ | Grandeur de sortie (grandeur à régler). |
| S | La surface de glissement. |
| ref | Référence. |
| eq | Equivalent. |

II. Abréviations

| | |
|-------|---|
| MAS | Machine asynchrone. |
| SSV | Système de commande à structure variable. |
| C.M.G | Commande par mode glissant. |
| FTC | Commande tolérante aux défauts. |
| FDD | Détection et diagnostic des défauts. |
| FDI | Détection et isolation des défauts. |

Introduction Générale

L'augmentation de la fiabilité, la disponibilité et la sûreté de fonctionnement, constitue à l'heure actuelle, l'une des préoccupations majeures des industriels. Dans certains systèmes complexes, comme dans l'aéronautique ou les centrales nucléaires, la phase de détection et de localisation d'un ou de plusieurs défauts est nécessaire mais n'est pas suffisante pour garantir la sûreté de fonctionnement. En effet, il est indispensable de modifier la loi de commande pour assurer la sûreté de fonctionnement et maintenir le niveau minimal de performances. On parle alors de commande tolérante aux défauts [1].

Les stratégies de commande tolérante aux défauts ont pour but de conserver la maîtrise du comportement dynamique du système commandé en dépit de la présence d'un dysfonctionnement. Différentes causes peuvent être à l'origine de ces dysfonctionnements. Les défaillances internes résultent de différents facteurs plus ou moins maîtrisés: vieillissement, fatigue, maintenance mal adaptée

Avec la complexification des procédés et l'augmentation des éléments technologiques matériels ou logiciels qui sont souvent intégrés aux boucles de contrôle, la tolérance aux défauts est devenue l'une des préoccupations majeures dans la conception des systèmes automatisés complexes [2].

Un système tolérant aux défauts se caractérise par son aptitude à maintenir ou retrouver des performances en dysfonctionnement (dynamiques ou statiques) proches de celles qu'il possède en régime normal de fonctionnement, de nombreux travaux pour garantir un certain degré de tolérance aux défauts sont issus de techniques classiques de commande robuste (approches dites passives [3]). Plus récemment, on assiste à une effervescence des approches dites actives, qui se caractérisent par la présence d'un module de diagnostic.

La commande FTC 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 par exemple un défaut partiel ou complet des capteurs de courant, de vitesse,... etc [4].

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

Le premier chapitre 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 MAS pour la formulation du problème de la commande tolérante aux défauts. On présente d'abord le modèle de la MAS, puis à l'aide de la transformation de Park on obtient la représentation dans le repère biphasé (α, β) . Nous discutons des méthodes de diagnostic actuellement appliquées à la MAS en précisant leurs avantages et leurs inconvénients. Puis on introduit les perturbations dues aux variations paramétriques puis celles dues à la présence des défauts qui peuvent survenir tant au stator qu'au rotor de la machine.

Le calcul de la commande par mode glissant pour la machine asynchrone, 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 asynchrone en présence des défauts.

Le chapitre quatre sera consacré à la présentation d'une technique de commande implicitement tolérante aux défauts, une commande de la machine asynchrone sera proposée. En effet, cette dernière va tenir en compte les défauts considérés dans le modèle de la machine, afin de pouvoir commander cette machine en présence des défauts, c'est 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.

CHAPITRE I

ETAT DE L'ART SUR LA COMMANDE TOLÉRANTE AUX DÉFAUTS

Chapitre I

ETAT DE L'ART SUR LA COMMANDE TOLÉRANTE AUX DÉFAUTS

I.1. INTRODUCTION

Depuis ces dernières décennies, le sujet de la détection et la localisation des défauts dans les procédés industriels a été largement développé. de nombreux chercheurs ont permis de développer des méthodes capables de résoudre ce problème. cependant, dans certains systèmes complexes, comme dans l'aéronautique ou les installations nucléaires, la détection de l'existence d'un défaut, qui est évidemment nécessaire, risque de ne pas être suffisante pour garantir la sûreté de fonctionnement de l'installation et la sécurité des opérateurs.

Dans le cas où l'arrêt immédiat du fonctionnement du système est impossible (par exemple un avion), il est indispensable de modifier la loi de commande existante afin de maintenir la stabilité du système et dans le pire des scénarios de le ramener à fonctionner en mode dégradé. Pour pallier de tels inconvénients, de nouvelles lois de commande ont été développées ces dernières années dans le but précis de maintenir les performances du système ainsi que sa stabilité, lors d'un mauvais fonctionnement du système.

La commande tolérante aux défauts soit récente dans le domaine de la commande des systèmes, historiquement, les travaux précurseurs dans ce domaine étaient motivés par les applications aéronautiques, aux états unis, au début des années 80, sous l'impulsion de projets financés par la NASA. Où la prise de décision concernant la reconfiguration du système ou de ces objectifs a une importance capitale. les méthodes proposées étaient en général issues de technique classique de commande (commande linéaire quadratique, adaptative, ou robustes) et étaient intimement liées au type d'application considérées [5].

I.2. DEFINITIONS ET CONCEPTS

I.2.1. Commande tolérante aux défauts

La commande tolérante aux défauts a pour but de s'accommoder automatiquement de l'effet des défauts tout en étant capable de maintenir la stabilité et au mieux les performances nominales du système. Elle a pour but aussi d'éviter l'arrêt immédiat du système et de permettre son fonctionnement en mode dégradé [6].

I.2.2. Défaillance (*Failure*)

La cessation de la capacité d'un système physique ou d'un dispositif à accomplir ses fonctions.

Interruption permanente de la capacité d'un système à assurer une fonction requise dans des conditions opérationnelles spécifiées.

Par exemple, une machine électrique peut produire un bruit anormal tout en entraînant correctement une charge, en supposant que telle soit sa fonction. Le bruit anormal est un défaut qui peut permettre de présager d'une défaillance à venir [6].

I.2.3. Défaut (*Fault*)

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

Déviations non permises d'au moins une propriété ou un paramètre caractéristique du système des conditions acceptables ou (et) standards [7].

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

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

I.3. LES DIFFERENTS TYPES DE DEFAUTS

I.3.1. 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 [6].

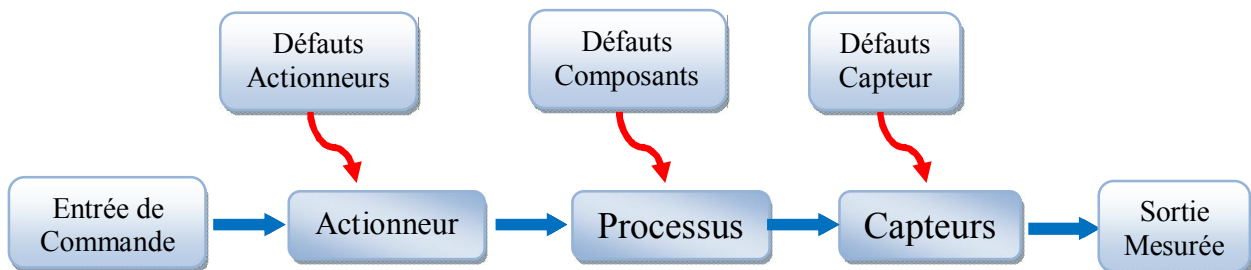


Figure I.1 Types de défauts.

I.3.1.1. Défauts actionneurs

Les défauts actionneurs agissent au niveau de la partie opérative et détériorent le signal d'entrée du système. Ils représentent une perte totale (défaillance) ou partielle d'un actionneur agissant sur le système. Un exemple de perte totale d'un actionneur est un actionneur qui est resté "collé" sur une position entraînant une incapacité à commander le système par le biais de cet actionneur. Les défauts actionneurs partiels sont des actionneurs réagissant de manière similaire au régime nominal mais en partie seulement, c'est-à-dire avec une certaine dégradation dans leur action sur le système [6].

I.3.1.2. Défauts capteurs

Ce type de défaut est la cause d'une mauvaise image de l'état physique du système. Un défaut capteur partiel produit un signal avec plus ou moins d'adéquation avec la valeur vraie de la variable à mesurer. Ceci peut se traduire par une réduction de la valeur affichée par rapport à la valeur vraie, ou de la présence d'un biais ou de bruit accru empêchant une bonne lecture. Un défaut capteur total produit une valeur qui n'est pas en rapport avec la grandeur à mesurer [6].

1.3.1.3. 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.

1.3.2. Selon leurs Caractéristiques temporelles

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

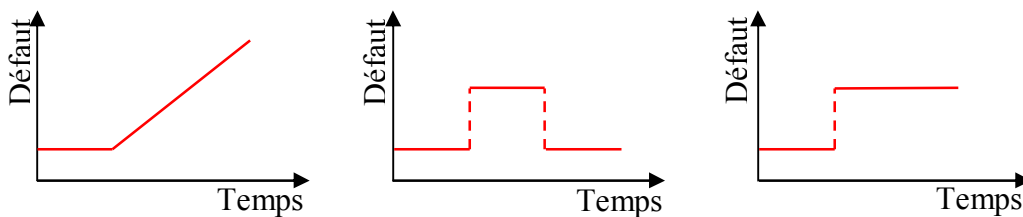


Figure I.2 Représentation des défauts selon le comportement temporel

1.3.2.1. 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).

1.3.2.2. 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. [8]

1.3.2.3. 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.4. MODELISATION DES DEFAUTS

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

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

I.4.1. Défauts multiplicatifs

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

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

Où $\bar{u} \in \mathfrak{R}^m$ est un vecteur (pas nécessairement constant) qu'on ne peut pas manipuler et où $\Sigma_A = \text{diag}\{\sigma_1^a, \sigma_2^a, \dots, \sigma_m^a\}$, $\sigma_i^a \in \mathfrak{R}$. Ainsi, $\sigma_i^a = 0$ représente un défaut total (ou une défaillance complète) du i^{eme} actionneur du système de manière à ce que le signal de commande provenant de cet actionneur devient égal au i^{eme} élément du vecteur incontrôlable \bar{u} , c'est-à-dire $u_f(i) = \bar{u}(i)$. D'autre part, $\sigma_i^a = 1$ implique que le i^{eme} actionneur fonctionne normalement, c'est-à-dire $u_f(i) = u(i)$. Les quantités σ_i^a prennent aussi des valeurs de 0 et 1 en cas de défaut partiel. En remplaçant la commande nominale u par sa forme en cas de défaut u_f on obtient le modèle d'état : [13]

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

Les modèles de la forme (I.3) sont dits à défauts multiplicatifs et ont été largement utilisés dans la littérature FTC. [8]

Il est à noter que bien que les défauts multiplicatifs n'affectent pas directement la dynamique du système contrôlé lui-même, ils peuvent affecter d'une manière très significative la dynamique du système en boucle fermée et peuvent affecter même la commandabilité du système, d'une manière similaire, les défauts de capteurs qui représentent des mesures différentes des valeurs réelles des variables de sortie peuvent être représentés comme suit :

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

Ainsi:

$$\Sigma_s = \text{diag}\{\sigma_1^s, \sigma_2^s, \dots, \sigma_m^s\}, \sigma_i^s \in \mathfrak{R}_0 \quad (\text{I.5})$$

Si $\sigma_i^s = 0$, il s'agit d'un défaut total du j^{eme} capteur et si $\sigma_j^s = 1$, le j^{eme} capteur fonctionne correctement. En cas de défaut de capteur, le système (I.1) devient :

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

La combinaison des deux types de défauts multiplicatifs (actionneur et capteur) change le modèle (I.6) en :

$$\begin{cases} \dot{x} = A \cdot x + B \cdot \Sigma_A u + b(\Sigma_A, \bar{u}) \\ y = \Sigma_s c \cdot x + \Sigma_s D \cdot \Sigma_s \cdot u + d(\Sigma_s, \Sigma_A, \bar{u}, \bar{y}) \end{cases} \quad (\text{I.7})$$

Avec :

$$b(\Sigma_A) = B(I - \Sigma_A) \cdot \bar{u} \quad (\text{I.8})$$

$$d(\Sigma_s, \Sigma_A, \bar{u}, \bar{y}) = \Sigma_s \cdot D \cdot (I - \Sigma_A) \cdot \bar{u} + (I - \Sigma_s) \cdot \bar{y}$$

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

I.4.2. Défauts additifs

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

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

Où $f_f \in \mathfrak{R}^{\text{nf}}$ est un signal décrivant les défauts. Cette méthode en principe peut être utilisée pour représenter une large classe de défauts y compris les capteurs, actionneur et composants système. Cependant, l'utilisation du modèle (I.9) induit un signal f_f dépendant de u , y et x . par exemple si on veut représenter additivement un défaut total dans tous les actionneurs mettre $\Sigma_A = 0$ et $\bar{u} = 0$ dans (I.2) alors, pour avoir (I.9) équivalente (I.3) on doit avoir un signal f_f vérifiant :

$$\begin{bmatrix} F \\ E \end{bmatrix} \cdot f_f = - \begin{bmatrix} B \\ D \end{bmatrix} \cdot \Sigma_A \cdot u \quad (\text{I.10})$$

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

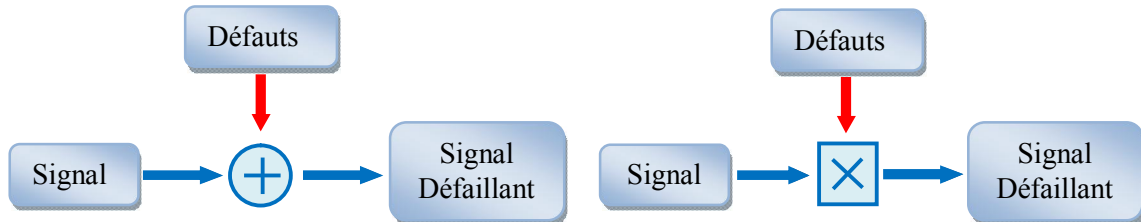


Figure I.3 Représentation additive et multiplicative des défauts.

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

$$\begin{cases} \dot{x} = A \cdot x + D \cdot u + f_f^a \\ y = C \cdot x + D \cdot u + f_f^s \end{cases} \quad (\text{I.11})$$

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

$$y(t) = (C(sI - A)^{-1}B + D) \cdot u + C(sI - A)^{-1}f_f^a + f_f^s \quad (\text{I.12})$$

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

Un avantage des modèles additifs est que les défauts sont représentés par des signaux et non par des changements dans les matrices d'état du système, comme c'est le cas pour la représentation multiplicative. C'est pour cela que la majorité des méthodes FDD se basent sur la représentation additive. [9]

I.4.3. Défauts composants ou systèmes

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 :

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

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

I.5. CLASSIFICATION DES APPROCHES DE LA COMMANDE TOLERANTE

I.5.1. Approches passives de la commande FTC

De façon générale, les approches passives de la FTC sont basées sur les techniques de conception d'une loi de commande robuste. L'objectif est de synthétiser une loi de commande FTC qui assure un niveau de performance acceptable pour un fonctionnement normal et, de surcroît, pour un ensemble prédéfini de modes défailants. L'inconvénient majeur de ces approches réside dans le fait que la robustesse accrue vis-à-vis de certains défauts est obtenue au dépend d'un niveau de performance dégradé en régime normal de fonctionnement.

Pratiquement, ces techniques présentent donc un inconvénient majeur : si l'on considère que les défauts sont des évènements qui ne se produisent que rarement (hypothèse raisonnable), il n'est pas souhaitable de dégrader de manière significative et permanente les performances du système afin d'être insensible envers une classe restreinte de défauts qui ne se produirait qu'occasionnellement lors d'un cycle de fonctionnement. De plus, il apparaît évident que plus l'ensemble des défauts prédéfini sera grand et/ou plus l'impact de ces défauts est jugé important sur le niveau de performances pouvant être atteints, plus le comportement en situation normale sera dégradé.

Ainsi, les systèmes FTC passifs garantissent de manière générale un faible niveau de performances. Cependant, dans certaines applications où la classe de défauts est connue et restreinte, ces techniques pourraient s'avérer suffisantes [10].

I.5.2. Approches actives de la commande FTC

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.

L'architecture générale d'une commande FTC active est décrite dans la figure (I.5), les Deux blocs FDI et FTC, constituent les deux étapes importantes de la commande.

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

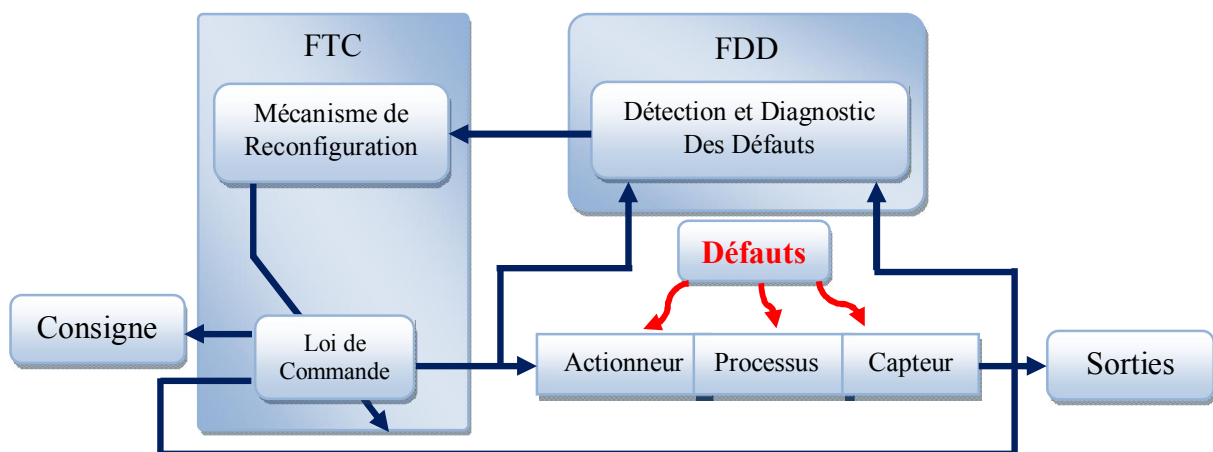


Figure I.5 Schéma de principe d'une loi de commande FTC active.

I.6 CONCLUSION

Dans ce premier chapitre, nous avons donné un état de l'art des principales commandes tolérantes aux défauts pour amener et justifier les choix et l'orientation de ce mémoire. Il est question donc de rappeler les différentes notions théoriques, définitions et concepts relatifs à ce domaine. Chaque méthode de la commande tolérante aux défauts a fait l'objet d'une discussion avec ses avantages et ses inconvénients [6].

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

CHAPITRE II

MODÉLISATION ET SIMULATION DE LA MAS, AVEC ET SANS DÉFAUTS

Chapitre II

MODÉLISATION ET SIMULATION DE LA MAS AVEC ET SANS DÉFAUTS

II.1 INTRODUCTION

La machine à induction constitué l'élément dont la connaissance de ses transitoires est importante pour la conception et la commande de l'entraînement asynchrone à vitesses variables. La commande ainsi réalisée devrait se baser sur la modélisation de la MAS. Il est donc évident que cette étape de modélisation soit un passage obligatoire pour concevoir des systèmes de commande performants adaptés aux variateurs de vitesse. Dans le présent travail, le modèle de la MAS est élaboré à partir d'un certain nombre d'hypothèses simplificatrices qui supposent, en général la parfaite symétrie de la machine, suivi de la simplification des équations par la transformation de PARK, en vue d'une modélisation de la machine asynchrone triphasée en machine biphasée équivalente. La plupart des commandes de la MAS nécessitent son modèle présenté sous forme d'équation d'état commandé en tension. La représentation d'état de la MAS devient linéaire le temps d'un pas d'intégration ce qui justifié l'utilisation du calcul matriciel en général.

L'objectif est la modélisation de la MAS pour la formulation du problème de la commande tolérante aux défauts. On présente d'abord le modèle triphasé puis à l'aide de la transformation de Park on obtient la représentation dans le repère biphasé (α, β) . Nous discutons des méthodes de diagnostic actuellement appliquées à la MAS en précisant leurs avantages et leurs inconvénients. Puis on introduit les perturbations dues aux variations paramétriques puis celles dues à la présence des défauts qui peuvent survenir tant au stator qu'au rotor de la machine.

Dans ce chapitre, sera présentée la modélisation linéarisé de PARK d'une machine asynchrone, suivi d'une validation par simulation numérique du modèle de la machine ainsi choisie dont les paramètres sont donnés en annexe.

II. 2 GÉNÉRALITÉS SUR LES MACHINES ASYNCHRONES

II.2.1. Description et principe de fonctionnement

Le moteur asynchrone comporte deux parties essentielles, l'une fixe appelée stator (primaire) portant un bobinage triphasé logé dans les encoches et relie à la source d'alimentation, et l'autre mobile ou rotor (secondaire) qui peut être soit bobiné soit à cage d'écureuil. Ces deux parties sont coaxiales et séparées par un entrefer.

Le principe de fonctionnement repose entièrement sur les lois de l'induction :

- La machine asynchrone est un transformateur à champ magnétique tournant dont le secondaire (rotor) est en court circuit.
- La vitesse de rotation Ω_s du champ tournant d'origine statorique, rigidement liée à la fréquence f_s de tension triphasée d'alimentation

$$\Omega_s = 60 \cdot \frac{f_s}{n_p} \text{ (tr/min)} \quad (\text{II.1})$$

On désigne par " n_p " le nombre de paires de pôles de chacune des enroulements des phases statoriques.

Lorsque le rotor tourne à une vitesse Ω_r différente de Ω_s (asynchrone), l'application de la loi de Faraday aux enroulements rotoriques montre que ceux-ci deviennent le siège d'un système de forces électromotrices triphasés engendrant elles-mêmes trois courants rotoriques, d'après la loi de LENZ ces derniers s'opposent à la cause qui leur a donné naissance, c'est-à-dire la vitesse relative de l'induction tournante statorique par rapport au rotor [11]. Ceci va entraîner le rotor vers la poursuite du champ et essayer de le faire tourner à la même vitesse Ω_s ($\Omega_s = \frac{\omega_s}{p_p}$), cette vitesse ne peut être atteinte ; car il n'y aurait plus de courants induits donc plus de forces, et le rotor tourne à une vitesse Ω_r ($\Omega_r = \frac{\omega_r}{p_p}$) inférieure à Ω_s , il n'est pas au synchronisme du champ : la machine est dite asynchrone.

De ce fait, selon que Ω_r est inférieure (hyposynchrone) ou supérieure (hyper synchrone) à Ω_s , la machine développe respectivement un couple moteur tendant à accroître Ω_r , ou un couple résistant tendant à réduire Ω_r , de toute évidence le couple électromagnétique s'annule à l'égalité de vitesse. L'échange énergétique avec le réseau donne le signe de l'écart ($\Omega_s - \Omega_r$).

On caractérise ainsi le fonctionnement asynchrone par le glissement «g» défini par :

$$g = \frac{(\Omega_s - \Omega_r)}{\Omega_s} \quad (\text{II.2})$$

Dans les conditions nominales de fonctionnement de la machine en moteur, le glissement exprimé en pourcent est de quelques unités. Une augmentation de la charge mécanique provoque une augmentation du glissement et des pertes joules dans les enroulements statoriques et rotoriques.

II.2.2. Machine électrique idéalisée

Pour notre étude, on introduit des hypothèses simplificatrices qui sont les mêmes pour la machine électrique idéalisée [17].

La machine électrique idéalisée est une machine ayant les hypothèses suivantes :

- L'entrefer est d'épaisseur uniforme et l'effet d'encoche est négligeable.
- La saturation du circuit magnétique, l'hystérésis et les courants de Foucault sont négligeables.
- Les résistances des enroulements ne varient pas avec la température et on néglige l'effet de peau.
- On admet de plus que les forces magnétomotrices f.m.m créées par chacune des phases des deux armatures est à répartition sinusoïdale.

II.3. MODÈLE MATHÉMATIQUE DU MOTEUR ASYNCHRONE TRIPHASÉ

La mise sous forme d'un modèle mathématique d'une machine asynchrone nous facilite largement son étude pour sa commande dans les différents régimes de fonctionnement transitoire ou permanent. Les axes rotoriques tournent avec ω_r par rapport aux axes statoriques qui sont fixes comme le montre la figure (II.1).

II.3.1. Equations électriques

De la figure (II.1) les équations électriques du modèle de la machine asynchrone triphasée s'écrivent respectivement par le stator avec l'indice (s) et le rotor avec l'indice (r) comme suit :

$$[V_s] = [R_s] \cdot [I_s] + \frac{d}{dt} [\Phi_s] \quad (\text{II.3})$$

$$[V_r] = [R_r] \cdot [I_r] + \frac{d}{dt} [\Phi_r] \quad (\text{II.4})$$

Avec :

$$[V_s] = [V_{sa} \ V_{sb} \ V_{sc}]^T \quad \text{Vecteur tension statorique.}$$

$$[I_s] = [i_{sa} \ i_{sb} \ i_{sc}]^T \quad \text{Vecteur courant statorique.}$$

$$[V_r] = [V_{ra} \ V_{rb} \ V_{rc}]^T \quad \text{Vecteur tension rotorique.}$$

$$[I_r] = [i_{ra} \ i_{rb} \ i_{rc}]^T \quad \text{Vecteur courant rotorique.}$$

$$[\Phi_s] = [\Phi_{sa} \ \Phi_{sb} \ \Phi_{sc}]^T \quad \text{Vecteur flux statorique.}$$

$$[\Phi_r] = [\Phi_{ra} \ \Phi_{rb} \ \Phi_{rc}]^T \quad \text{Vecteur flux rotorique.}$$

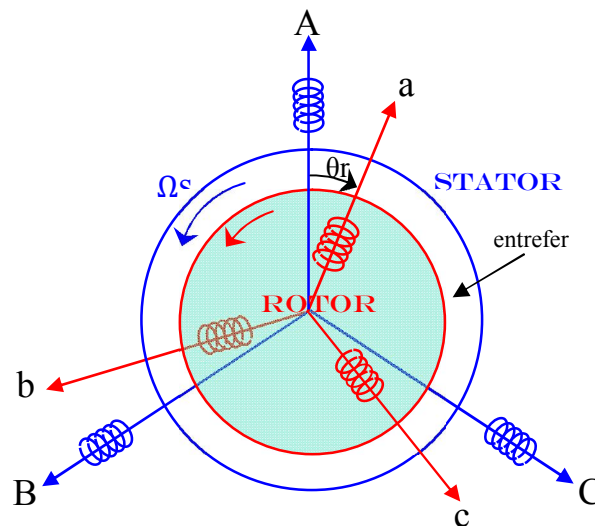


Figure (II.1) : Représentation de la machine électrique généralisée triphasée.

Avec :

A, B, C : trois phase du stator.

a, b, c : trois phase du rotor.

II.3.2. Equations magnétiques

Les relations entre flux et courants s'écrivent matriciellement comme suit :

$$[\Phi_s] = [L_{cs}] \cdot [I_s] + [M_{rs}] \cdot [I_r] \quad (\text{II.5})$$

$$[\Phi_r] = [M_{rs}] \cdot [I_s] + [L_{cr}] \cdot [I_r] \quad (\text{II.6})$$

tel que :

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

On désigne par :

$[L_{cs}]$: Matrice d'inductance statorique.

$[L_{cr}]$: Matrice d'inductance rotorique.

$[M_{rs}]$: Matrice d'inductance mutuelle.

Avec :

$$[L_{cs}] = \begin{bmatrix} L_s & M_s & M_s \\ M_s & L_s & M_s \\ M_s & M_s & L_s \end{bmatrix} \quad (\text{II.7})$$

$$[L_{cr}] = \begin{bmatrix} L_r & M_r & M_r \\ M_r & L_r & M_r \\ M_r & M_r & L_r \end{bmatrix} \quad (\text{II.8})$$

Avec:

$L_{cr(s)}$: Inductance cyclique propre du rotor (stator).

$M_{r(s)}$: Inductance mutuelle entre deux phases rotoriques (statoriques).

M_{rs} : Inductance mutuelle entre une phase du rotor et une phase du stator.

$$[M_{sr}] = M \cdot \begin{bmatrix} \cos(\theta_r) & \cos(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_r - \frac{4\pi}{3}) \\ \cos(\theta_r - \frac{4\pi}{3}) & \cos(\theta_r) & \cos(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_r - \frac{4\pi}{3}) & \cos(\theta_r) \end{bmatrix} \quad (\text{II.9})$$

θ_r : angle qui définit la position relative instantanée entre les axes magnétiques des phases «A» et «a» pris comme axes de référence.

M : valeur maximale de l'inductance mutuelle lorsque les deux axes (A et a) se coïncident.

Les équations (II.5) et (II.6) ainsi obtenus sont à coefficients variables entraînant la complexité de résolution du modèle défini par (II.3) et (II.4). Cela conduira à l'usage de la transformation de PARK qui permettra de rendre constant ces paramètres.

II.4. TRANSFORMATION DE PARK

La transformation de PARK permet le passage du système triphasé au système biphasé en faisant correspondre aux variables réelles leurs composantes homopolaire, directe et en quadrature.

Le passage du système triphasé vers le système biphasé revient à exprimer les composantes «u, v» en fonction des anciens axes «xa, xb, xc» présentés dans la figure(II.2). Les deux modèles sont identiques du point de vue électrique et magnétique.

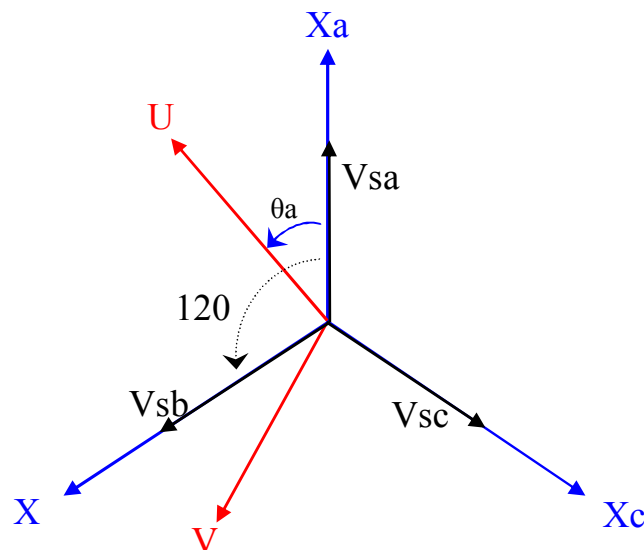


Figure (II.2) : Passage du système triphasé au système biphasé et inversement.

θ_a : Représente l'angle instantané entre la phase de l'axe x_a et l'axe u.

$\omega_a = \frac{d\theta_a}{dt}$: Vitesse angulaire de rotation du système d'axes biphasés par rapport aux systèmes d'axes triphasés.

Selon la figure (II.2) la projection du vecteur (V_{sa}, V_{sb}, V_{sc}) sur l'axe biphasé nous donne :

$$\begin{cases} V_{su} = \frac{2}{3}(V_{sa} \cdot \cos \theta_a + V_{sb} \cdot \cos(\theta_a - \frac{2\pi}{3}) + V_{sc} \cdot \cos(\theta_a - \frac{4\pi}{3})) \\ V_{sv} = \frac{2}{3}(V_{sa} \cdot \sin \theta_a + V_{sb} \cdot \sin(\theta_a - \frac{2\pi}{3}) + V_{sc} \cdot \sin(\theta_a - \frac{4\pi}{3})) \end{cases} \quad (\text{II.10})$$

On ajoute l'expression homopolaire V_{so} à l'équation (II.10) pour équilibrer la transformation

$$V_{so} = \frac{1}{3} \cdot (V_{sa} + V_{sb} + V_{sc}) \quad (\text{II.11})$$

La composante homopolaire V_{so} est nulle pour les systèmes triphasés équilibrés. D'après les équations (II.10) et (II.11) on trouve :

$$\begin{bmatrix} V_{sa} \\ V_{sb} \\ V_{sc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta_a) & -\sin(\theta_a) & 1 \\ \cos(\theta_a - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_a - \frac{2\pi}{3}) & 1 \\ \cos(\theta_a - \frac{4\pi}{3}) & -\sin(\theta_a - \frac{4\pi}{3}) & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_{su} \\ V_{sv} \end{bmatrix} \quad (\text{II.12})$$

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

$$p(\theta_a) = \begin{bmatrix} \cos(\theta_a) & -\sin(\theta_a) & 1 \\ \cos(\theta_a - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_a - \frac{2\pi}{3}) & 1 \\ \cos(\theta_a - \frac{4\pi}{3}) & -\sin(\theta_a - \frac{4\pi}{3}) & 1 \end{bmatrix} \quad (\text{II.13})$$

La matrice inverse de la transformation de PARK normalisée a pour expression

$$[p(\theta_a)]^{-1} = \begin{bmatrix} \cos(\theta_a) & \cos(\theta_a - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_a - \frac{4\pi}{3}) \\ -\sin(\theta_a) & -\sin(\theta_a - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_a - \frac{4\pi}{3}) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad (\text{II.14})$$

- Cette transformation est valable pour les courants, les tensions et les flux.
- Le système « u.v » tourne à la vitesse $(\omega_a - \omega_r)$ par rapport au rotor.

II.4.1. Modèle du moteur dans le système biphasé

La transformation de PARK consiste à appliquer aux courants, tensions et flux, un changement de variable faisant intervenir l'angle entre l'axe des enroulements et l'axe (u, v).

II.4.1.1. Equations électriques

En multipliant les deux équations (II.3) et (II.4) par la matrice de transformation de PARK $[P(\theta)]^{-1}$ des deux cotés, et après tout calcul fait, on obtient :

$$\begin{bmatrix} V_{sv} \\ V_{su} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_{su} \\ I_{sv} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{su} \\ \Phi_{sv} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\omega_a \\ \omega_a & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \Phi_{su} \\ \Phi_{sv} \end{bmatrix} \quad (\text{II.15})$$

$$\begin{bmatrix} V_{rv} \\ V_{ru} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 \\ 0 & R_r \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_{ru} \\ I_{rv} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{ru} \\ \Phi_{rv} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -(\omega_a - \omega_r) \\ (\omega_a - \omega_r) & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \Phi_{ru} \\ \Phi_{rv} \end{bmatrix} \quad (\text{II.16})$$

II.4.1.2. Equations magnétiques

Par la même méthode les équations (II.5) et (II.6) deviennent :

$$\begin{bmatrix} \Phi_{su} \\ \Phi_{sv} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & M_s \\ M_s & L_r \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_{su} \\ I_{rv} \end{bmatrix} \quad (\text{II.17})$$

$$\begin{bmatrix} \Phi_{ru} \\ \Phi_{rv} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & M_r \\ M_r & L_r \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_{su} \\ I_{rv} \end{bmatrix} \quad (\text{II.18})$$

II.4.2. Définitions des différents référentiels

Il existe différentes possibilités pour le choix de l'orientation du repère d'axe (u,v.) qui dépendent généralement des objectifs de l'application [12]. On peut choisir le référentiel le mieux adapté aux problèmes posés. Le choix se ramène pratiquement à trois référentiels orthogonaux Figure (II.3).

- Référence des axes (α, β) : système biphasé à axes orthogonaux $(\theta_a = 0)$ (— — —)
- Référence des axes (d, q) : système biphasé à axes orthogonaux $(\theta_a = \theta_s)$ (- - -)
- Référence des axes (x, y) : système biphasé à axes orthogonaux $(\theta_a = \theta_r)$ (- . . .)

Avec l'angle θ_a : est une position quelconque d'observation que l'on peut choisir de trois manières différente.

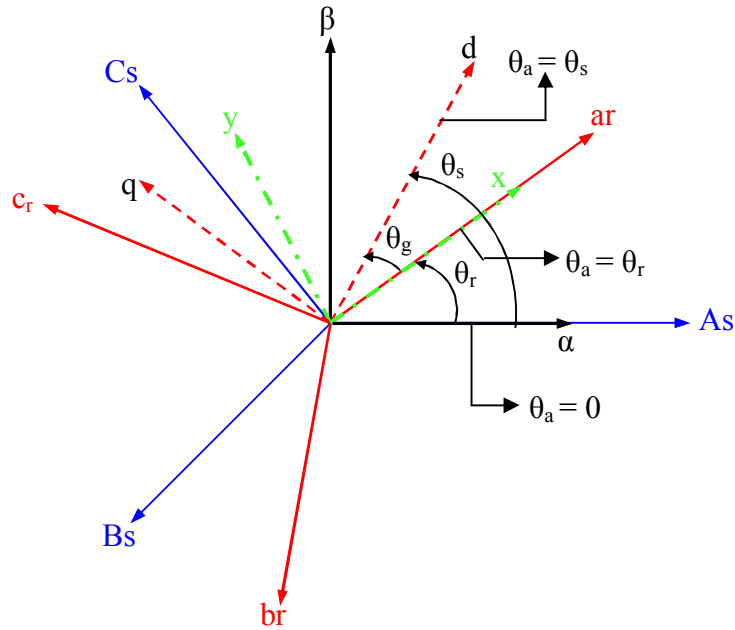


Figure (II.3) : Définition des axes réels du moteur asynchrone triphasé Par rapport aux différents référentiels.

II.4.2.1 Référentiel fixe par rapport au stator

Ce système d'axe est immobile par rapport au stator. Il se traduit par les conditions :

$$\theta_s = 0 \Leftrightarrow \begin{cases} u \rightarrow \alpha \\ v \rightarrow \beta \end{cases} \quad \text{et} \quad \frac{d\theta_s}{dt} = \omega_a = 0 \quad ; \quad \Delta\omega = -\omega_r$$

Les équations électriques prennent la forme suivante :

$$\begin{bmatrix} V_{\alpha s} \\ V_{\beta s} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{\alpha s} \\ i_{\beta s} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{\alpha s} \\ \Phi_{\beta s} \end{bmatrix} \quad (\text{II.19})$$

$$\begin{bmatrix} V_{\alpha r} \\ V_{\beta r} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 \\ 0 & R_r \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{\alpha r} \\ i_{\beta r} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{\alpha r} \\ \Phi_{\beta r} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & \omega_r \\ -\omega_r & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \Phi_{\alpha r} \\ \Phi_{\beta r} \end{bmatrix} \quad (\text{II.20})$$

II.4.2.2 Référentiel fixe par rapport au rotor

Ce système d'axe est immobile par rapport au rotor. Il se traduit par les conditions :

$$\theta_a = \theta_r \Rightarrow \begin{cases} U \rightarrow X \\ V \rightarrow Y \end{cases} \quad \text{et} \quad \frac{d\theta_a}{dt} = \omega_a = \omega_r$$

Les équations électriques prennent la forme suivante :

$$\begin{bmatrix} V_{xs} \\ V_{ys} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{xs} \\ i_{ys} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{xs} \\ \Phi_{ys} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\omega_r \\ \omega_r & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \Phi_{xs} \\ \Phi_{ys} \end{bmatrix} \quad (\text{II.21})$$

$$\begin{bmatrix} V_{xr} \\ V_{yr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 \\ 0 & R_r \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{xr} \\ i_{yr} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{xr} \\ \Phi_{yr} \end{bmatrix} \quad (\text{II.22})$$

II.4.2.3 Référentiel fixe par rapport aux champs tournants

Ce système d'axe tourne avec la vitesse du champ électromagnétique ω_s , créée par les enroulements du stator. Il se traduit par les conditions :

$$\theta_a = \theta_s \Rightarrow \begin{cases} U \rightarrow d \\ V \rightarrow q \end{cases} \quad \text{et} \quad \frac{d\theta_s}{dt} = \omega_a = \omega_s, \Delta\omega_a = \omega_s - \omega_r = \omega$$

Les équations électriques prennent la forme suivante :

$$\begin{bmatrix} V_{sd} \\ V_{sq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{ds} \\ \Phi_{qs} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\omega_s \\ \omega_s & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \Phi_{ds} \\ \Phi_{qs} \end{bmatrix} \quad (\text{II.23})$$

$$\begin{bmatrix} V_{rd} \\ V_{rq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 \\ 0 & R_r \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{dr} \\ i_{qr} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{dr} \\ \Phi_{qr} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\omega \\ \omega & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \Phi_{dr} \\ \Phi_{qr} \end{bmatrix} \quad (\text{II.24})$$

Ce référentiel est souvent utilisé dans l'étude de l'alimentation des moteurs asynchrones à fréquences variables, comme il est utilisé notamment dans la commande des machines électriques dans les systèmes en boucle fermée ou les grandeurs à contrôler sont obligatoirement continus.

II.4.3. Expression du couple électromagnétique et de la puissance

L'expression du couple électromagnétique C_e est donnée par :

$$C_e = \frac{\partial W_e}{\partial \theta_{geo}} = n_p \cdot \frac{\partial W_e}{\partial \theta_{ele}} \quad (\text{II.25})$$

$$\theta_{geo} = \frac{\theta_{ele}}{n_p} \quad (\text{II.26})$$

Avec :

W_e : Energie emmagasinée dans le circuit magnétique.

θ_{geo} : Ecart angulaire de la partie (rotor par rapport au stator).

n_p : Nombre de paires de pôles.

Selon PARK, l'expression de la puissance transmise est la suivante :

$$P(t) = V_{sa} \cdot i_{sa} + V_{sb} \cdot i_{sb} + V_{sc} \cdot i_{sc} \quad (\text{II.27})$$

$$P(t) = \frac{3}{2} [V_{su} \cdot i_{su} + V_{sv} \cdot i_{sv}] + 3V_{so} \cdot i_{so} \quad (\text{II.28})$$

Le système étant équilibré, il vient :

$$P(t) = \frac{3}{2} [V_{su} \cdot i_{su} + V_{sv} \cdot i_{sv}] \quad (\text{II.29})$$

En remplaçant V_{su} et V_{sv} par leurs expressions il vient que :

$$P(t) = \frac{3}{2} R_s [i_{su}^2 + i_{sv}^2] + \frac{3}{2} \left[i_{su} \cdot \frac{d}{dt} \Phi_{su} + i_{sv} \cdot \frac{d}{dt} \Phi_{sv} \right] + \frac{3}{2} \omega_a [\Phi_{su} i_{sv} - \Phi_{sv} i_{su}] \quad (\text{II.30})$$

Cette dernière expression est composée de trois parties :

- $\frac{3}{2} \cdot R_s \cdot [i_{su}^2 + i_{sv}^2]$ (représente les chutes ohmiques)
- $\frac{3}{2} \cdot \left[i_{su} \frac{d}{dt} \Phi_{su} + i_{sv} \frac{d}{dt} \Phi_{sv} \right]$ (représente la variation de l'énergie magnétique)

- $\frac{3}{2 \cdot \omega_a} \cdot [\Phi_{su} i_{sv} - \Phi_{sv} i_{su}]$ représente la puissance transféré du stator au rotor à travers l'entrefer (puissance électromagnétique).

Sachant que :

$$P_e = C_e \cdot \omega_a$$

Alors :

$$C_e = \frac{3}{2} \cdot [\Phi_{su} \cdot i_{sv} - \Phi_{sv} \cdot i_{su}] \quad (\text{II.31})$$

Ou bien encore :

$$C_e = \frac{3}{2} \cdot p \cdot \frac{M}{L_r} [\Phi_{ru} \cdot i_{sv} - \Phi_{rv} \cdot i_{su}]$$

II.4.4. Equation du mouvement

L'étude du comportement de la machine asynchrone aux différents régimes de fonctionnement en particulier, le régime transitoire met en évidence l'équation du mouvement définie comme suit :

$$C_e - C_r = J \frac{d}{dt} \Omega + f \cdot \Omega \quad (\text{II.32})$$

Avec :

Ω : Vitesse de la machine.

f : Coefficient de frottement visqueux.

J : Moment d'inertie des masses tournantes.

C_e : Couple électromagnétique.

C_r : Couple résistant.

II.5. MISE EN EQUATION D'ETAT

Une machine asynchrone alimentée en tension, a comme variables de commande, les tensions statoriques $V_{s\alpha}$, $V_{s\beta}$ et comme perturbation le couple résistant C_r . elle peut être décrite par plusieurs variables d'état. Notre étude sera limitée à un seul cas représenté par les courants statoriques et les flux rotoriques ($i_{s\alpha}, i_{s\beta}, \phi_{r\alpha}, \phi_{r\beta}$).

En remplaçant les expressions (II.17) et (II.18) dans les équations (II.19) et (II.20), on obtient le système suivant :

$$\left\{ \begin{array}{l} V_{s\alpha} = R_s \cdot i_{s\alpha} + \sigma L_s \cdot \frac{di_{s\alpha}}{dt} - \frac{M}{L_r} \cdot \phi_{r\alpha} \\ V_{s\beta} = R_s \cdot i_{s\beta} + \sigma L_s \cdot \frac{di_{s\beta}}{dt} - \frac{M}{L_r} \cdot \phi_{r\beta} \\ V_{r\alpha} = 0 = \frac{d\phi_{r\alpha}}{dt} - \frac{M}{T_r} i_{s\alpha} + \frac{1}{T_r} \phi_{r\alpha} + \omega_r \cdot \phi_{r\beta} \\ V_{r\beta} = 0 = \frac{d\phi_{r\beta}}{dt} - \frac{M}{T_r} i_{s\beta} + \frac{1}{T_r} \phi_{r\beta} + \omega_r \cdot \phi_{r\alpha} \end{array} \right. \quad (\text{II.33})$$

II.5.1. Equations électriques

On cherche à obtenir un système d'équation écrit sous forme d'équation d'état Le modèle sera de la forme :

$$\dot{X} = AX + BU \quad (\text{II.34})$$

$$[X] = [i_{s\alpha} \quad i_{s\beta} \quad \Phi_{r\alpha} \quad \Phi_{r\beta}]^T \text{ Vecteur d'état.}$$

$$[U] = [V_{s\alpha} \quad V_{s\beta}] \text{ Vecteur de commande.}$$

$$[A] : \text{matrice d'évolution d'état du système.}$$

$$[B] : \text{matrice de système de commande.}$$

Après tout calcul fait on trouve :

$$A = \begin{bmatrix} -\lambda & 0 & \frac{\gamma}{T_r} & \gamma \cdot \omega \\ 0 & -\lambda & -\gamma \cdot \omega & \frac{\gamma}{T_r} \\ \frac{M}{T_r} & 0 & -\frac{1}{T_r} & -\omega \\ 0 & \frac{M}{T_r} & \omega & -\frac{1}{T_r} \end{bmatrix} \quad (\text{II.35})$$

$$B = \begin{bmatrix} \delta & 0 \\ 0 & \delta \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (\text{II.36})$$

Avec :

$$\begin{cases} \lambda = \frac{1}{T_s \cdot \sigma} + \frac{1}{T_r} \cdot \frac{1-\sigma}{\sigma} \\ \gamma = \frac{1-\sigma}{\sigma} \cdot \frac{1}{M} \\ \delta = \frac{1}{\sigma \cdot L_s} \end{cases} \quad (\text{II.37})$$

II.5.2. Equations mécaniques

L'équation mécanique de mouvement et l'équation de couple électromagnétique sont définies comme suit :

$$\begin{cases} C_e = P \cdot \frac{M}{L_s} (\Phi_{s\alpha} i_{s\beta} - \Phi_{s\beta} i_{s\alpha}) \\ J \cdot \frac{d\Omega}{dt} + \Omega \cdot f = C_e - C_r \end{cases} \quad (\text{II.38})$$

II.6. DEFAUTS DANS LA MAS

Les défauts majeurs des machines électriques peuvent être classés de la façon suivante : [1] [13]

1. Défauts au stator résultant de l'ouverture ou du court-circuit de l'enroulement d'une phase au stator.
2. Connexion anormale des enroulements statoriques.
3. Barres rotoriques cassées ou anneau de court-circuit rompu.
4. Irrégularités statique et dynamique de l'entrefer (excentricité).
5. Déséquilibre mécanique provoquée par l'usure des roulements ce qui cause des dommages considérables entre les enroulements stator et rotor.
6. Stress et fatigue.

Tous ces défauts produisent un des symptômes ou plus que nous allons énumérer comme suit :

- Les courants statoriques présentent des harmoniques (inexistants lors d'un fonctionnement normal sur machine saine).

- Augmentation des pulsations de couple notamment au démarrage.
- Diminution du couple moyen.
- Augmentation des pertes provoquant une diminution du rendement.
- Echauffement excessif dans les enroulements et la carcasse de la machine.

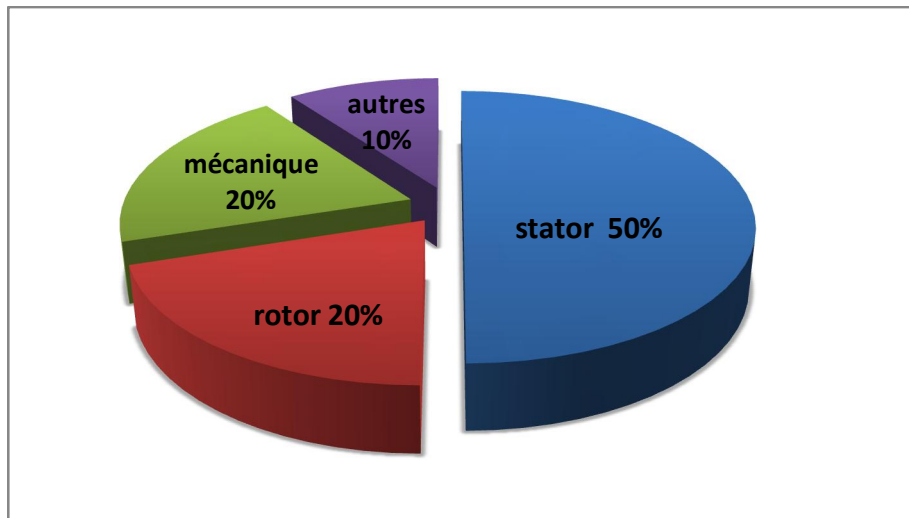


Figure (II.4) Répartition des pannes de la machine asynchrone.

Pour identifier les défauts, les méthodes de diagnostic font appel aux différents types de champs de sciences et technologie. Elles peuvent être décrites comme suit :

- Les études basées sur le champ électromagnétique
- Les mesures en températures
- Le bruit et les vibrations
- L'analyse chimique
- Les mesures de bruits acoustiques
- L'analyse par la signature du courant moteur MCSA
- La modélisation, intelligence artificielle
- Les observateurs

II.7. MODELE DE LA MAS EN PRESENCE DE DEFAUTS

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

$$\dot{X} = A X + B U + \sigma V \quad (\text{II.39})$$

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

$$\sigma = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \quad V = \begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \end{bmatrix} \quad (\text{II.40})$$

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

L'amplitude et la phase car celles-ci restent inconnues. par contre, la pulsation ω_i n'est pas égale à $2\pi f_i$ à cause de la transformation de Park mais elle est donnée par :

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

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

$$\dot{z} = s \times z \quad (\text{II.42})$$

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 ω_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.42) sous une nouvelle forme :

$$\begin{bmatrix} \dot{z}_1 \\ \dot{z}_2 \\ \vdots \\ \dot{z}_{2n_f} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} s_1 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & s_2 & \dots & \vdots \\ \vdots & \vdots & \ddots & 0 \\ 0 & \dots & 0 & s_{2n_f} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} z_1 \\ z_2 \\ \vdots \\ z_{2n_f} \end{bmatrix} \quad (\text{II.45})$$

II.7.1. Effet sur le Modèle

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

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = f_1(x) + b_1 u_1 + V_1 \\ \dot{x}_2 = f_2(x) + b_2 u_2 + V_1 \\ \dot{x}_3 = f_3(x) \\ \dot{x}_4 = f_4(x) \\ \dot{x}_5 = f_5(x) \end{cases} \quad (\text{II.46})$$

Les calculs mènent vers la forme suivante de V :

$$V = \begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \end{bmatrix} = - \begin{bmatrix} a_1 \cdot Q_d \cdot z + Q_d \cdot s \cdot z \\ a_4 \cdot Q_q \cdot z + Q_q \cdot s \cdot z \end{bmatrix} ; a_1 = - \left(\frac{1}{T_s \sigma} + \frac{1-\sigma}{T_r \sigma} \right) ; a_4 = \frac{M}{T_r} \quad (\text{II.47})$$

II.7.2. Expression Matricielle des Perturbations

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

$$\begin{cases} V = - \begin{bmatrix} a_1 \cdot Q_d + Q_d \cdot s \\ a_4 \cdot Q_q + Q_q \cdot s \end{bmatrix} \cdot Z = - \Gamma \cdot z \\ V = \begin{bmatrix} \Gamma_1 \\ \Gamma_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} [a_1 \cdot Q_d + Q_d \cdot s] \\ [a_4 \cdot Q_q + Q_q \cdot s] \end{bmatrix} \end{cases} \quad (\text{II.48})$$

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

$$\begin{cases} \dot{z} = s \times z \\ V = -\Gamma \cdot z \end{cases} \quad (\text{II.49})$$

II.7.3. Exemples

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

Dans ce cas une seule harmonique de pulsation w_l affecte les courants i_α et i_β et nous avons : [17]

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

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

$$Q_d = [1 \ 0]; Q_q = [0 \ 1] \quad (\text{II.50})$$

$$\Gamma = \begin{bmatrix} \Gamma_1 \\ \Gamma_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} [a_1 & \omega_1] \\ [-\omega_1 & a_4] \end{bmatrix}$$

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

Dans ce cas, le défaut du stator génère une seule harmonique de pulsation ω_1 et celui du rotor en génère deux de pulsation ω_2 et ω_3 et nous avons :

$$\dim(z) = 6; \dim(s) = 6 \times 6; \dim(Q_d) = \dim(Q_q) = 1 \times 6; \dim(\Gamma) = 2 \times 6$$

$$s = \begin{bmatrix} 0 & \omega_1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ -\omega_1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \omega_2 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -\omega_2 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \omega_3 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -\omega_3 & 0 \end{bmatrix}$$

$$Q_d = [1 \ 0 \ 1 \ 0 \ 1 \ 0]; Q_q = [0 \ 1 \ 0 \ 1 \ 0 \ 1] \quad (\text{II.51})$$

$$\Gamma = \begin{bmatrix} \Gamma_1 \\ \Gamma_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} [a_1 \ \omega_1 \ a_1 \ \omega_2 \ a_1 \ \omega_3] \\ [-\omega_1 \ a_4 \ -\omega_2 \ a_4 \ -\omega_3 \ a_4] \end{bmatrix}$$

II.8. RESULTAS DE SIMULATION

Nous simulons tous les modèles (sain, avec défauts) que nous avons élaborés de la MAS. D'abord, le comportement de la machine sans aucune charge pour comparer les courbes avec celles qu'on trouve dans la littérature, ensuite l'effet du couple de charge, puis on introduit des perturbations paramétriques, après l'effet d'un seul défaut dans le stator provoquant une seule harmonique. En fin l'effet de deux défauts, un dans le stator et un autre dans le rotor provoquant trois harmoniques.

Figure II.5

Comportement de la machine sans l'effet d'aucune charge

Figure II.6

Démarrage à vide puis l'application de la charge nominale à $t=2$ sec

Figure II.7

Démarrage à vide, application de la charge nominale à $t=2$ sec, et à $t=3$ sec. Apparition d'un seul défaut au stator générant une harmonique, d'amplitude 15 et de fréquence 50 Hz.

Figure II.8

Démarrage à vide, à $t=2$ sec application de la charge nominale, et à $t=3$ sec apparition de deux défauts un au stator et l'autre au rotor générant trois harmoniques, fréquence 50,80 et 20 Hz et amplitude 15, 20 et 20

II.8. INTERPRETATION DES RESULTAS

La machine sans l'effet d'aucune charge, on constate d'emblée l'importance du courant pouvant être à l'origine de la destruction de la machine par sur échauffement en cas de répétitions excessives. Mais qui disparaissent rapidement au bout de quelques alternances pour donner lieu à une forme sinusoïdale d'amplitude constante. Pendant le régime transitoire, le couple est fortement pulsatoire, présente aux premiers instants de démarrage des battements importants, ce qui explique le bruit engendré par la partie mécanique. En régime stationnaire, le couple électromagnétique s'annule. L'allure de la caractéristique de vitesse, permet de constater que la vitesse atteint une vitesse très proche de celle du synchronisme [157 rad/s], avec un accroissement presque linéaire. Démarrage à vide puis l'application de la charge nominale, à $t= 2$ sec, une perturbation de couple $C_r = 5$ Nm, est appliquée à l'arbre de la machine (fonctionnement en charge). Lors de l'application de la perturbation, on constate une décroissance de la vitesse rotorique. Ce qui est un résultat évident.

Le couple électromagnétique se stabiliser à la valeur du couple résistant avec une réponse quasiment instantanée. On remarque également que le courant statorique évolue selon la charge appliquée à l'arbre de la machine. Pendant les régimes anormaux, les grandeurs électriques sont caractérisées par rapport au régime normal par une variation brusque au moment d'apparition du défaut, dans notre cas le défaut est créé à l'instant 3 s. On constate également que l'amplitude du courant dans la phase infectée est plus grande que celles des autres phases.

Le couple électromagnétique de la machine asynchrone en situation de défauts a une valeur sensiblement égale à celle en régime normal. Toutefois, on remarque que ce signal est bruité dès l'apparition du défaut. On constate aussi une diminution de la vitesse dès qu'on applique un défaut. Quand il y a défaut, l'inductance propre d'une phase statorique infectée change, et par conséquent les autres courants de phases changent à cause du couplage magnétique. Plus l'augmentation du courant est plus significative.

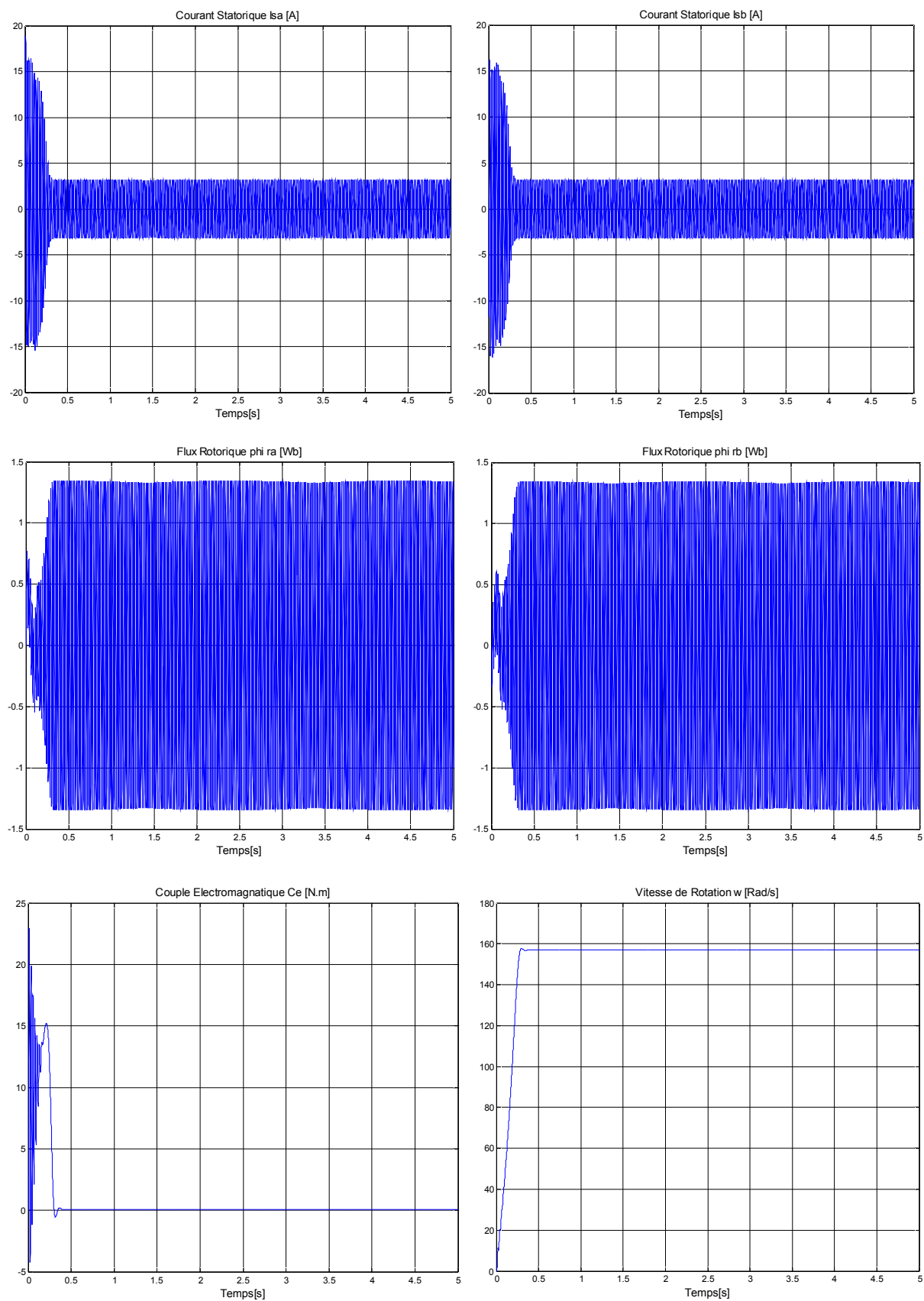


Figure II.5 Simulation de la machine sans aucune charge.

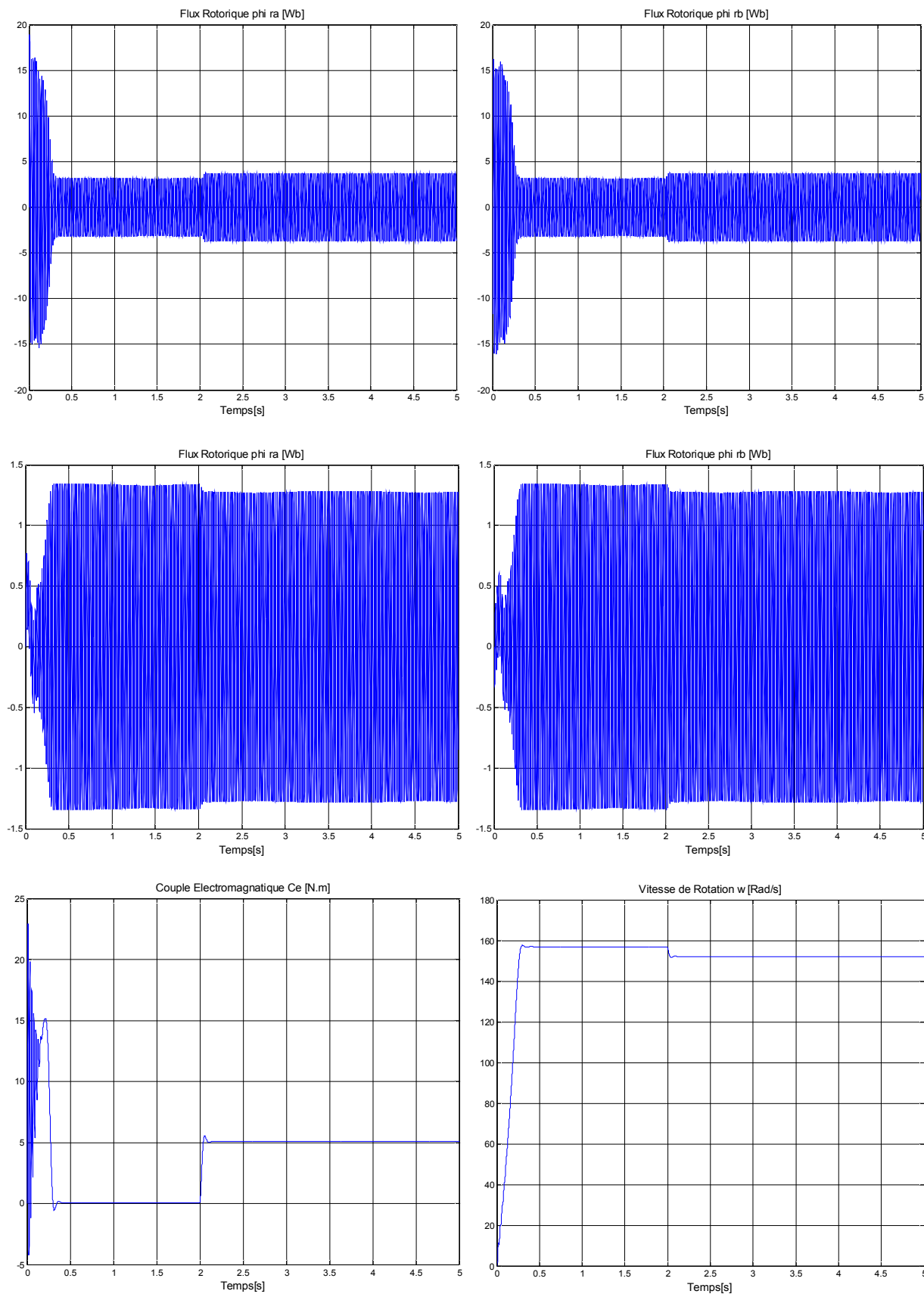


Figure II.6 Simulation de l'effet du couple de charge.

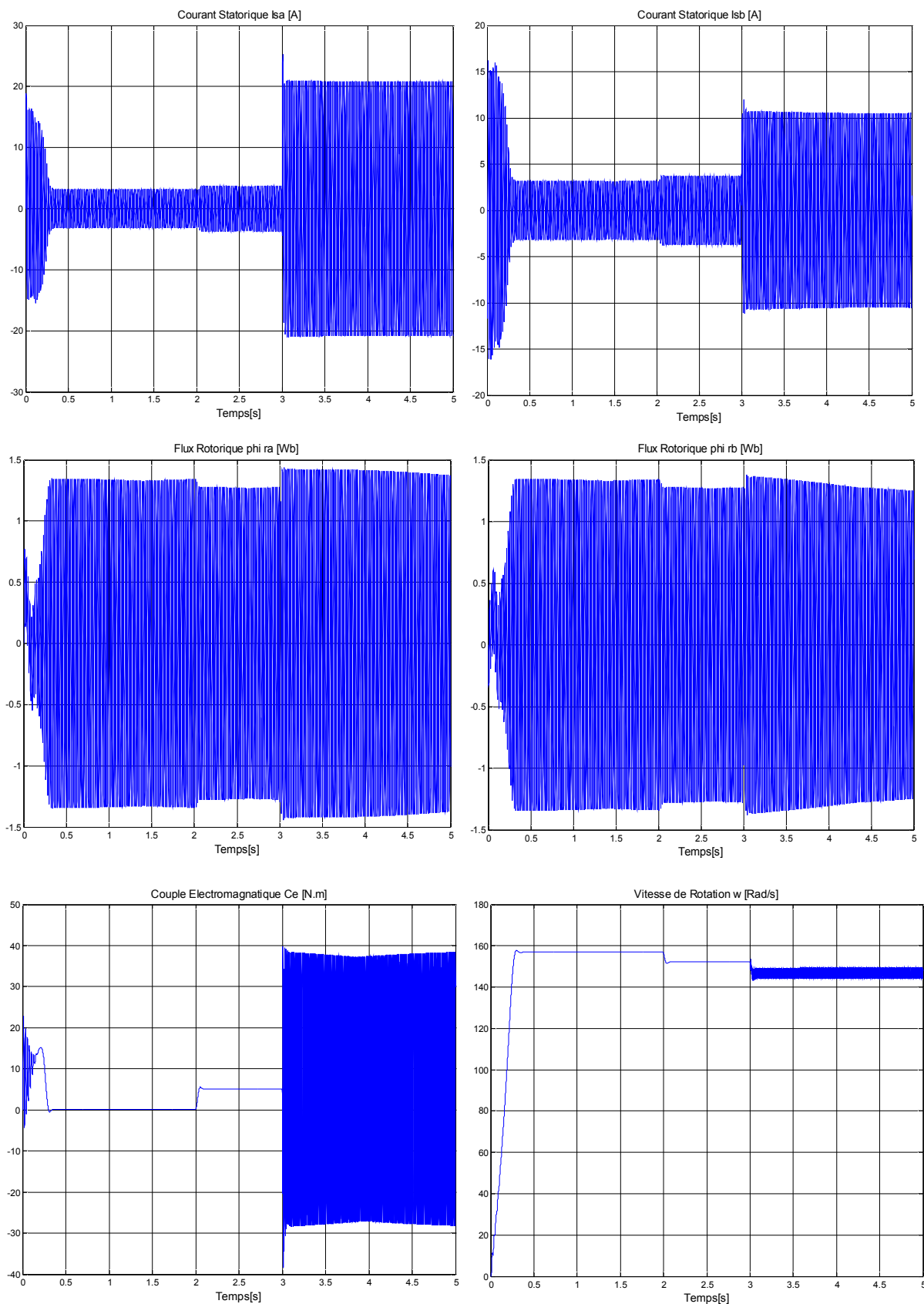


Figure II.7 Effet d'une harmonique due à un seul défaut.

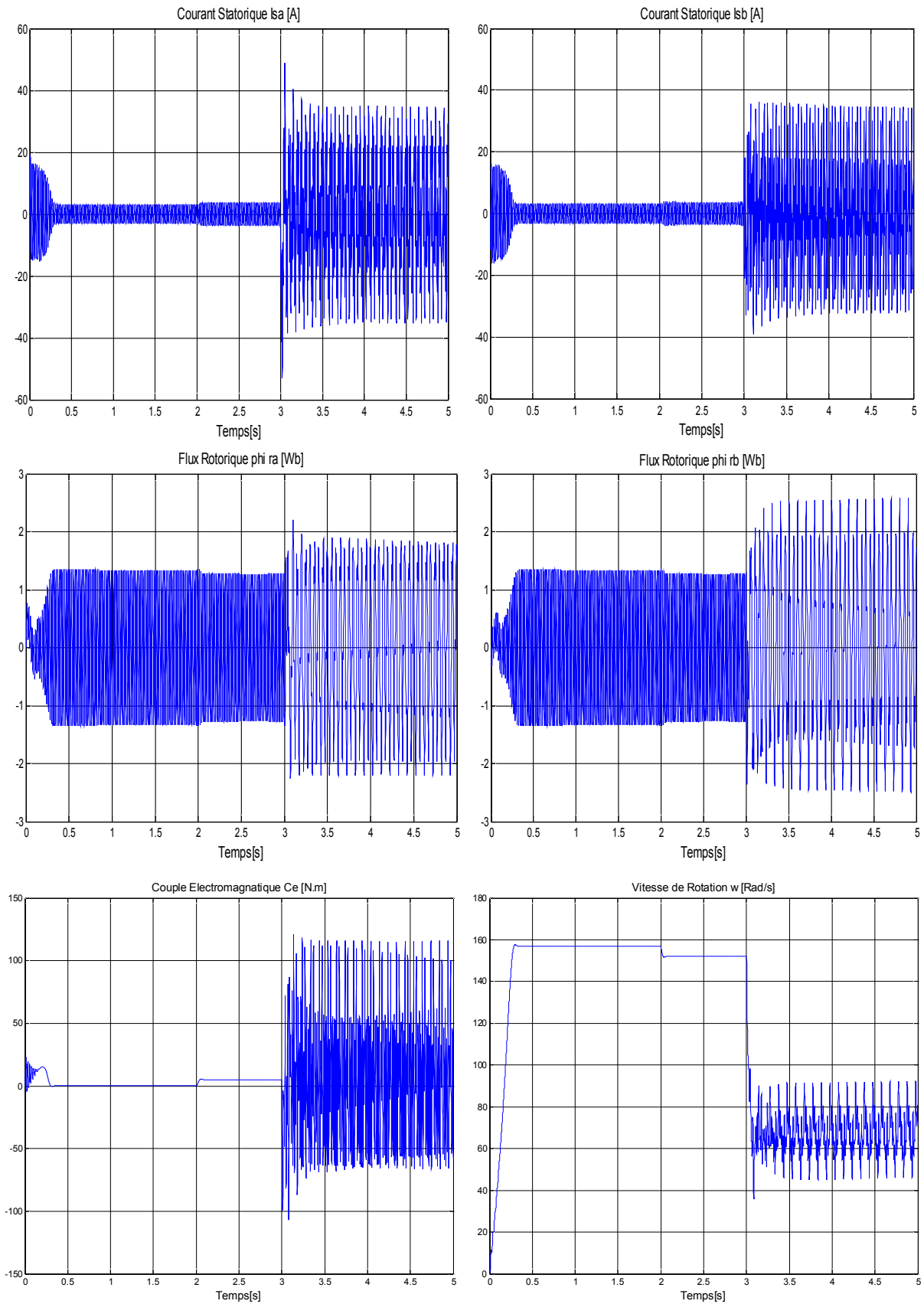


Figure II.8 Effet de trois harmoniques dues à deux défauts (stator et rotor).

II.9 CONCLUSION

Dans ce chapitre, nous avons présenté un modèle détaillé de la machine asynchrone en utilisant la transformation de Park. Nous avons d'abord présenté le modèle sain puis nous avons introduit des perturbations dues à la présence des défauts. Les simulations de ces modèles nous ont permis de retrouver les courbes classiques de la MAS 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.

CHAPITRE III

COMMANDE PAR MODE GLISSANT D'UNE MACHINE ASYNCHRONE

Chapitre III

COMMANDE PAR MODE GLISSANT D'UNE MACHINE ASYNCHRONE

III.1 INTRODUCTION

Dans la formulation de n'importe quel problème de commande il y a typiquement des anomalies entre le système réel et le modèle mathématique développé pour la conception de contrôle. Cette distinction peut être due à la variation des paramètres de la dynamique du système ou à l'approximation du comportement complexe de système par un modèle. Ceci a mené à un intérêt intense pour l'élaboration des méthodes de contrôle robustes qui cherchent à résoudre ce problème.

En effet, des techniques de commande sont demandées, dans le but de résoudre le problème des variations paramétriques, avec une erreur statique nulle, une réponse ferme et rapide, un système de contrôle stable et robuste. Cette méthode s'appelle la commande par mode glissement connue par sa simplicité et sa robustesse. Elle a été inventée pour la première fois en union soviétique dans le but de résoudre les problèmes de plusieurs applications [14].

Dans le chapitre précédent on a exposé la théorie de mode glissant, considérée comme l'une de méthode de contrôle moderne et utilisée pour l'application industrielle. Cette théorie est une simple et robuste de réglage des systèmes automatiques. Cet organe de commande est mis à disposition par l'électronique de puissance qui répond parfaitement aux exigences, il est appelé le variateur de courant continu à pulsation. Il peut être équipé de thyristors avec des circuits de commutation forcée.

Compte tenu de cette importance, un exemple de synthèse d'une loi de commande par mode glissant pour un moteur asynchrone à cage .

On donne d'abord le modèle d'état du système à régler puis, on détermine la commande équivalent et la loi de commutation associée à la surface de glissement ainsi que la vérification de la condition d'existence du mode de glissement. Nous allons montrer aussi les avantages apportés par ce type de commande après illustration et visualisation des résultats de simulation.

III.2 INTRODUCTION AUX SYSTEMES DE REGLAGE A STRUCTURE VARIABLE

III.2.1 Historique

Une attention considérable a été concentrée sur la commande du système non linéaire à dynamique incertaine, souvent sujet aux perturbations et aux variations paramétriques. La théorie des systèmes à structure variable et les modes glissements associés a fait l'objet d'études détaillées au cours des trente dernières années [14]. Des contrôleurs à structure variable ont fait leur application dans la littérature soviétique, et ont été largement identifiés comme une approche potentielle à ce problème.

Des recherches sur la commande à structure variable ont été données par l'action de commande force la trajectoire de systèmes à intercepter l'espace d'état intitulé surface du glissement. Les trajectoires de système sont alors confondues avec la surface de glissement durant l'utilisation des commandes à une grande vitesse de commutation. L'avantage saillant de la commande à structure variable avec le mode glissant, est la robustesse contre des changements des paramètres ou des perturbations. Le phénomène "chattering" associé à la commande par mode glissant, présente un inconvénient majeur parce qu'il peut exciter la dynamique de la commutation à haute fréquence qui le rend indésirable. Plusieurs méthodes pour réduire ce phénomène ont été proposées. [15].

III.2.2 Objectif de la commande par mode glissant

L'objectif de la commande par mode glissant se résume en deux points essentiels:

- Synthétiser une surface $S(x, t)$, telle que toutes les trajectoires du système obéissent à un comportement désiré de poursuite, régulation et stabilité.
- Déterminer une loi de commande (commutation) $U(x, t)$ qui est capable d'attirer toutes les trajectoires d'état vers la surface de glissement et les maintenir sur cette surface.

III.2.3. 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.3 CONFIGURATION DE BASE POUR LES SYSTEMES A STRUCTURE VARIABLE (SSV)

On peut distinguer deux configurations de base pour les systèmes à structure variable, [14]. 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).

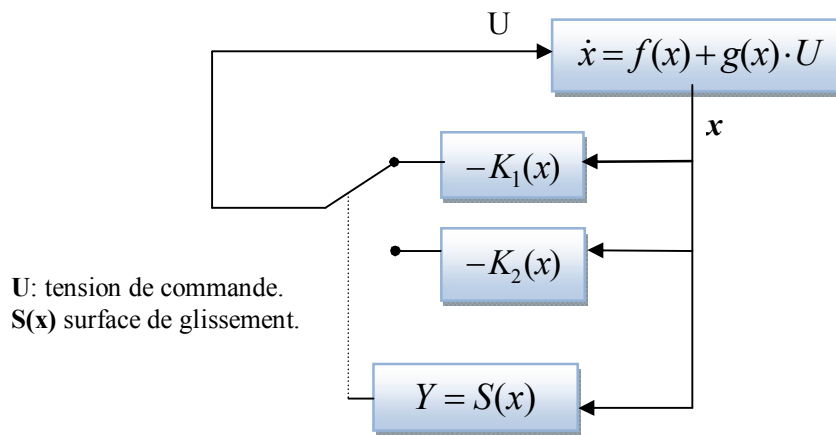


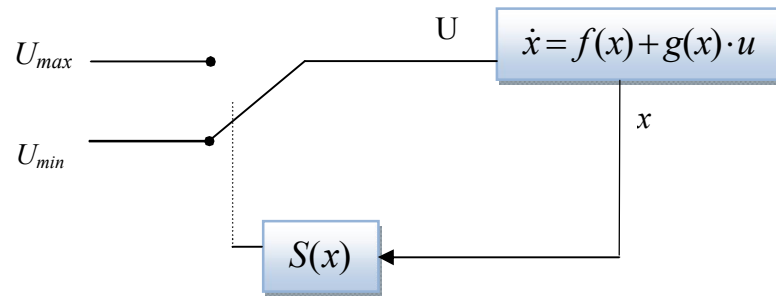
Figure (III.1) : Configuration par changement de retour d'état

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_{max} et U_{min} 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.3.1. Condition d'existence du mode glissant

Le mode glissant existe lorsque les commutations ont lieu continûment entre U_{\max} et U_{\min} . Ce phénomène est illustré dans la figure (III.3) pour le cas d'un système de réglage du deuxième ordre avec les deux grandeurs d'état x_1 et x_2 . [14].

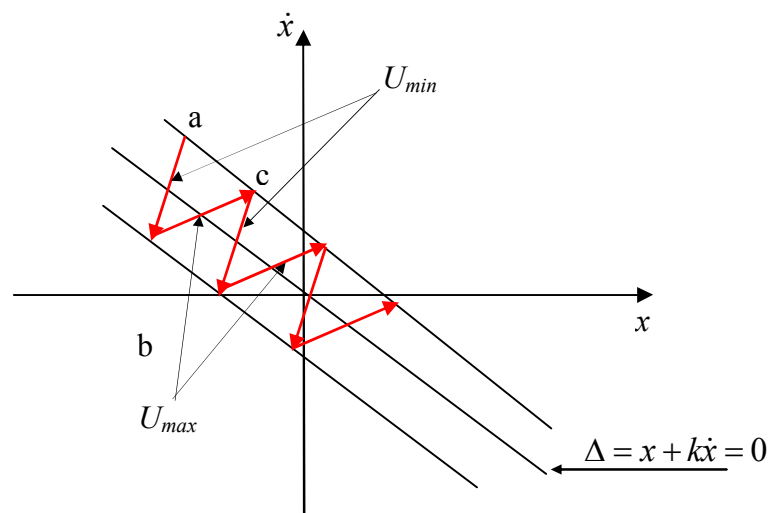


Figure (III.3) : Démonstration du mode de glissement

On considère d'abord une hystérésis sur la loi de commutation $S(x) = 0$ (droite en trait interrompu), les commutations ont lieu sur les droites décalées parallèlement de $\pm \Delta S$. Une trajectoire avec $U = U_{\max}$ touche au point "a" le seuil de basculement inférieur.

Si avec $U = U_{\min}$, la trajectoire est orientée vers l'intérieur de la zone de l'hystérésis, elle touche au point "b" le seuil de basculement supérieur ou lieu de commutation sur $U = U_{\min}$. Si la trajectoire est de nouveau orientée vers l'inférieur et ainsi de suite. Il y'a donc un mouvement continu à l'intérieur de la zone de l'hystérésis. Par conséquent la loi de commutation fait un mouvement infiniment petit autour de $S(x) = 0$ et le vecteur x suit une trajectoire qui respecte cette condition.

III.3.2. Fonction de LYAPUNOV

La fonction de Lyapunov est une fonction scalaire positive pour les variables d'état du système. L'idée est de choisir une fonction scalaire $S(x)$ pour garantir l'attraction de la variable à contrôler vers sa valeur de référence.

Nous définissons la fonction de Lyapunov comme suit :

$$V(x) = \frac{1}{2} S^2(x) \quad (\text{III.3})$$

La dérive de cette fonction est :

$$\dot{V}(x) = S(x) \cdot \dot{S}(x) \quad (\text{III.4})$$

Pour que la fonction $V(x)$ puisse décroître, il suffit d'assurer que sa dérivée est négative. D'où la condition de convergence exprimée par $S(x) \cdot \dot{S}(x) < 0$

III.4. LA COMMANDE ROBUSTE PAR MODE GLISSANT

III.4.1. Notion de glissement

Considérons le système suivant:

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

Où :

x : La position d'un mobile,

u : La force appliquée,

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

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

$$\dot{x} = \pm u \cdot t + \dot{x}(0) + \int_0^t p(t) dt$$

$$x(t) = \pm \frac{1}{2} u t^2 + \dot{x}(0) t + \int_0^t p(t) dt \quad (\text{III.6})$$

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 :

$$u = -U \cdot \text{sign}(x) \quad (\text{III.7})$$

Ne permet pas de stabiliser le système, les trajectoires en l'absence de force résistante étant périodiques, Figure (3.4). Pour remédier à ce problème, il vaut mieux utiliser : un retour de la forme

$$u = -U \cdot \text{sign}(x + k \dot{x}) \quad (\text{III.8})$$

Qui donne la convergence Figure(III.5).

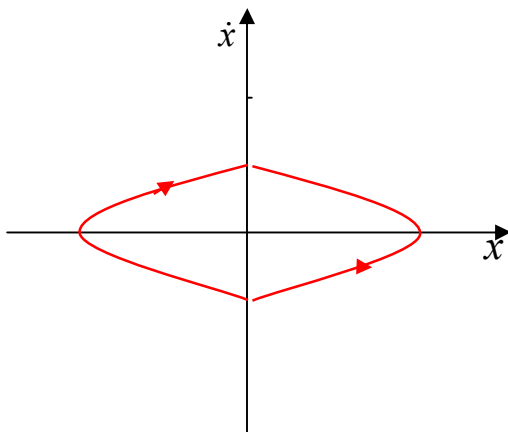


Figure (III.4) : Commande par retour de position

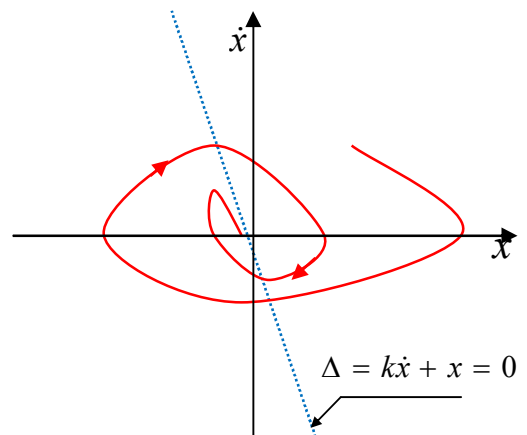


Figure (III.5) : Retour de position Et de vitesse

La droite (Δ) de la Figure (III.5) 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.5), et est astreinte à s'y déplacer jusqu'à l'origine. On dit que le système « glisse » sur la droite.

III.4.2. Recherche d'une commande assurant un mode glissant

La commande de la figure (III.6) présente les effets de réticence due aux retards de commutation figure (III.7) et (III.8) : raison pour laquelle la commande a été jugée néfaste, brutale et peu efficace, sollicitant fortement les organes de commande.

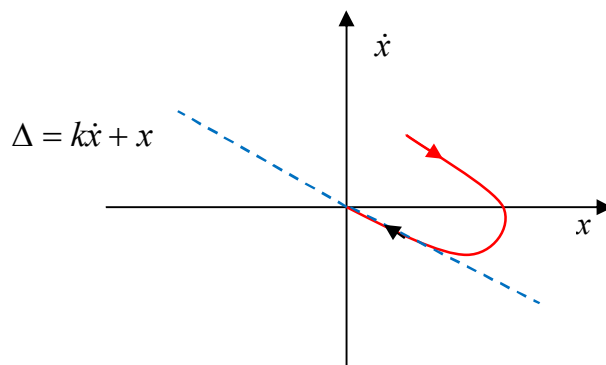


Figure (III.6) : Glissement du système sur la droite Δ

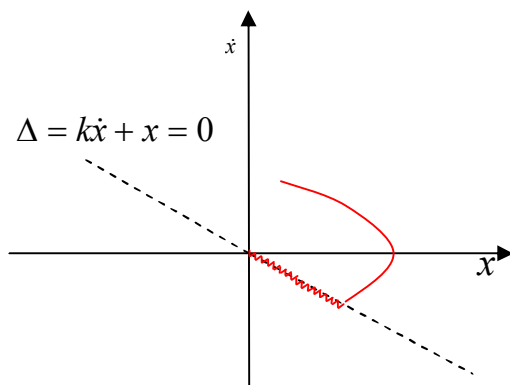


Figure (III.7) : Réticence

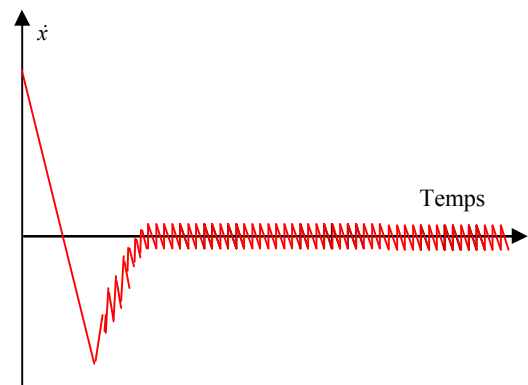


Figure (III.8) : Réticence, allure de la vitesse

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 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 $\Delta = x + k\dot{x}$

Le but que nous recherchons est de rejoindre à partir de l'état initial la droite (Δ), 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 :

$$S = (x + k \cdot \dot{x}) \quad (\text{III.9})$$

En dérivant, il vient :

$$\dot{S} = \dot{x} + k(u + p(t)) \quad (\text{III.10})$$

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

$$U_{eq} = -\frac{x}{k} \quad (\text{III.11})$$

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 équivalant U_{eq} sous la forme :

$$\begin{cases} U_c = -V \cdot \text{sign}(S) \\ U = U_{eq} + U_c \end{cases} \quad (\text{III.12})$$

En choisissant V assez grande :

$$V > |P|_{\max} \quad (\text{III.13})$$

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

Le résultat obtenu avec la commande (III.12) est illustré sur les figures (III.9) et (III.10). on peut y observer le ralliement de l'origine avec une dynamique de premier ordre, donné par la valeur de k .

III.5. 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.6. 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.

III.7. COMMANDE NON-LINEAIRE PAR MODE GLISSANT

III.7.1. Modèle du moteur asynchrone

Le modèle utilisé est le modèle trouvé en chapitre (2) dont les grandeurs électriques sont toutes exprimées dans un repère fixe lié au stator et qui sera qualifié de modèle α - β . Le modèle est donné par : [16]

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

Avec :

$$\begin{cases} U = [V_{s\alpha} & V_{s\beta}]^T \\ x = [i_{s\alpha} & i_{s\beta} & \Phi_{r\alpha} & \Phi_{r\beta}]^T = [x_1 & x_2 & x_3 & x_4]^T \end{cases} \quad (\text{III.15})$$

Les variables x sont composées de deux états électriques ($i_{s\alpha}, i_{s\beta}$) et deux états magnétiques ($\Phi_{r\alpha}, \Phi_{r\beta}$), gouverné par une équation mécanique. f et g sont des fonctions des variables x .

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = -\lambda \cdot x_1 + \frac{\gamma}{T_r} \cdot x_3 + p \cdot \gamma \cdot \omega \cdot x_4 + \delta \cdot V_{s\alpha} \\ \dot{x}_2 = -\lambda \cdot x_2 + \frac{\gamma}{T_r} \cdot x_4 - p \cdot \gamma \cdot \omega \cdot x_3 + \delta \cdot V_{s\beta} \\ \dot{x}_3 = \frac{M}{T_r} \cdot x_1 - \frac{1}{T_r} \cdot x_3 - p \cdot \omega \cdot x_4 \\ \dot{x}_4 = \frac{M}{T_r} \cdot x_2 - \frac{1}{T_r} \cdot x_4 + p \cdot \omega \cdot x_3 \end{cases} \quad (\text{III.16})$$

Avec :

$$\begin{cases} \lambda = \frac{R_s}{\sigma \cdot L_s} + \frac{1}{T_r} \cdot \left(\frac{1-\sigma}{\sigma} \right) \\ \gamma = \frac{1-\sigma}{\sigma} \cdot \frac{1}{M} \\ \delta = \frac{1}{\sigma \cdot L_s} \end{cases} \quad (\text{III.17})$$

III.7.2. Choix des surfaces de glissements

Dans le contrôle de la machine il faut d'assurer du contrôle du flux par la suite celui de la vitesse, ou que la dynamique de vitesse est la plus lente. Notre choix des surfaces de glissements des variables à contrôler dont la vitesse et le flux qui sont donnés dans forme d'un système de surface du premier ordre.

➤ Vitesse Ω_r

$$S_1 = K_1 \cdot (\Omega_r - \Omega_{rref}) + (\dot{\Omega}_r - \dot{\Omega}_{rref}) \quad (III.18)$$

Si on introduit l'erreur en vitesse :

$$\varepsilon_{\Omega} = \Omega_r - \Omega_{rref} \quad (III.19)$$

On aura :

$$S_1 = K_1 \cdot \varepsilon_{\Omega} + \dot{\varepsilon}_{\Omega} \quad (III.20)$$

➤ Flux Φ_r

$$S_2 = K_2 \cdot (\Phi_r - \Phi_{rref}) + (\dot{\Phi}_r - \dot{\Phi}_{rref}) \quad (III.21)$$

Avec l'erreur en flux :

$$\varepsilon_{\Phi_r} = \Phi_r - \Phi_{rref} \quad (III.22)$$

Où : K_1 et K_2 sont des gains positifs.

III.7.3. Conditions de convergence

Pour que les variables choisies convergent vers leurs valeurs de référence il faut que les deux surfaces de glissement soient nulles.

$$\begin{cases} S_1 = 0 \\ S_2 = 0 \end{cases} \Rightarrow \begin{cases} \frac{d}{dt}(\Omega_r - \Omega_{rref}) + K_1 \cdot (\Omega_r - \Omega_{rref}) = 0. \\ \frac{d}{dt}(\Phi_r - \Phi_{rref}) + K_2 \cdot (\Phi_r - \Phi_{rref}) = 0. \end{cases} \quad (III.23)$$

Par conséquent pour une surface de glissement nulle ($S_I=0$) la vitesse mécanique et le flux rotorique convergeant exponentiellement vers leurs références. Alors pour suivre Ω_{rref} et Φ_{rref} , il suffit de rendre la surface de glissement attractive et invariante.

La réalisation d'un mode glissant est conditionné par la vérification par la relation d'attractivité de Lyapounov ($S_i \cdot \dot{S}_i < 0$) et celle d'invariance ($\dot{S}_i=0$).

III.7.4. Loi de commande par mode glissant

Notre but consiste à générer une loi de commande $[V_{s\alpha}, V_{s\beta}]^T$ en utilisant la théorie du contrôle par mode glissant. Les états considérés pour le contrôle du moteur asynchrone sont :

La vitesse et le flux rotorique (Ω_r, Φ_r).

Pour des raisons de commodité de calcul on prendra :

$$\Psi_r = \Phi_r^2 = \Phi_{r\alpha}^2 + \Phi_{r\beta}^2 = x_3^2 + x_4^2 \quad (III.24)$$

Sa dérivée correspondante donne :

$$\dot{\Psi}_r = 2 \cdot x_3 \cdot \dot{x}_3 + 2 \cdot x_4 \cdot \dot{x}_4 \quad (III.25)$$

Les surfaces de glissement seront alors :

$$\begin{cases} S_1 = K_1 \cdot (\Omega_r - \Omega_{rref}) + (\dot{\Omega}_r - \dot{\Omega}_{rref}). \\ S_2 = K_2 \cdot (\Psi_r - \Psi_{rref}) + (\dot{\Psi}_r - \dot{\Psi}_{rref}). \end{cases} \quad (III.26)$$

Les dérivées successives de S_1 et S_2 seront :

$$\begin{cases} \dot{S}_1 = K_1 \cdot (\dot{\Omega}_r - \dot{\Omega}_{rref}) + (\ddot{\Omega}_r - \ddot{\Omega}_{rref}). \\ \dot{S}_2 = K_2 \cdot (\dot{\Psi}_r - \dot{\Psi}_{rref}) + (\ddot{\Psi}_r - \ddot{\Psi}_{rref}). \end{cases} \quad (III.27)$$

En utilisant le système d'équation (III.17), les dérivés correspondants seront :

$$\left\{ \begin{array}{l} \dot{\Omega}_r = \eta \cdot (x_2 \cdot x_3 - x_1 \cdot x_4) - \frac{C_r}{J} \\ \ddot{\Omega}_r = \eta \cdot (\dot{x}_2 \cdot x_3 + \dot{x}_3 \cdot x_2 - \dot{x}_1 \cdot x_4 - \dot{x}_4 \cdot x_1) - \frac{\dot{C}_r}{J} \\ \dot{\Psi}_r = \frac{2 \cdot M}{T_r} \cdot (x_1 \cdot x_3 + x_2 \cdot x_4) - \frac{2}{T_r} \cdot (x_3^2 + x_4^2) \\ \ddot{\Psi}_r = \frac{2 \cdot M}{T_r} \cdot (\dot{x}_1 \cdot x_3 + \dot{x}_3 \cdot x_1 + \dot{x}_2 \cdot x_4 + \dot{x}_4 \cdot x_2) \\ \quad - \frac{2}{T_r} \cdot \left(\frac{2 \cdot M}{T_r} \cdot (x_1 \cdot x_3 + x_2 \cdot x_4) - \frac{2}{T_r} \cdot (x_3^2 + x_4^2) \right) \end{array} \right. \quad (\text{III.28})$$

Le développement de calcul nous donne :

$$\left\{ \begin{array}{l} \dot{S}_1 = (K_1 - \frac{1}{T_r} - \lambda) \cdot \eta \cdot h_2 - K \cdot \frac{C_r}{J} - p \cdot \omega \cdot \eta \cdot (h_1 + \gamma \cdot \Psi_r) \\ \quad - K_1 \cdot \dot{\Omega}_{rref} - \ddot{\Omega}_{rref} + \delta \cdot \eta \cdot (x_3 \cdot V_{s\beta} - x_4 \cdot V_{s\alpha}) \\ \dot{S}_2 = \frac{2}{T_r} \cdot \left(\frac{2 + M \cdot \Gamma}{T_r} - K_2 \right) \cdot \Psi_r + \frac{2 \cdot M}{T_r} \cdot \left(\frac{M}{T_r} \cdot h_3 + (K_2 - \frac{3}{T_r} - \lambda) \cdot h_1 \right. \\ \quad \left. + p \cdot \omega \cdot h_2 \right) - K_2 \cdot \dot{\Psi}_{rref} - \ddot{\Psi}_{rref} + \frac{2 \cdot \delta}{T_r} \cdot M \cdot (x_4 \cdot V_{s\beta} + x_3 \cdot V_{s\alpha}) \end{array} \right. \quad (\text{III.29})$$

Tels que :

$$\left\{ \begin{array}{l} h_1 = x_1 \cdot x_3 + x_2 \cdot x_4 \\ h_2 = x_2 \cdot x_3 - x_1 \cdot x_4 \\ h_3 = x_1^2 + x_2^2 \end{array} \right. \quad (\text{III.30})$$

Le système (III.29) peut être réorganiser dans la forme matricielle suivante :

$$\begin{bmatrix} \dot{S}_1 \\ \dot{S}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} F_1 \\ F_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -\delta \cdot x_4 & \delta \cdot x_3 \\ \delta \cdot M \cdot x_3 & \delta \cdot M \cdot x_4 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_{s\alpha} \\ V_{s\beta} \end{bmatrix} \quad (\text{III.31})$$

Avec :

$$\left\{ \begin{array}{l} F_1 = (K_1 - \frac{1}{T_r} - \lambda) \cdot h_2 - \frac{K_1}{\eta \cdot J} \cdot C_r - p \cdot x_5 \cdot (h_1 + \gamma \cdot \Psi_r) \\ \quad - \frac{K_1}{\eta} \cdot \dot{\Omega}_{rref} - \frac{1}{\eta} \cdot \ddot{\Omega}_{rref} \\ F_2 = (\frac{2 + M \cdot \gamma}{T_r} - K_2) \cdot \Psi_r + M \cdot (\frac{M}{T_r} \cdot h_3 + (K_2 - \frac{3}{T_r} - \lambda) \cdot h_1 \\ \quad + p \cdot x_5 \cdot h_2) - \frac{T_r \cdot K_2}{2} \cdot \dot{\Psi}_{rref} - \frac{T_r}{2} \cdot \ddot{\Psi}_{rref} \end{array} \right. \quad (III.32)$$

Sous la forme condensée (III.31) sera de la forme :

$$\dot{S} = F + D \cdot V \quad (III.33)$$

Où :

$$F = \begin{bmatrix} F_1 \\ F_2 \end{bmatrix} \quad D = \begin{bmatrix} -\delta \cdot x_4 & \delta \cdot x_3 \\ \delta \cdot M \cdot x_3 & \delta \cdot M \cdot x_4 \end{bmatrix}$$

Et pour vérifier la condition de stabilité de Lyaponov ($S_i \cdot \dot{S}_i < 0$) il faut avoir.

$$\dot{S} = -v \cdot Sgn(S) \quad (III.34)$$

En égalisant (III.33) et (III.34) on aura :

$$V = -D^{-1} \cdot v \cdot Sgn(S) - D^{-1} \cdot F \quad (III.35)$$

D'après III.12 la loi de commande est donnée par :

$$V = V_{eq} + V_c \quad (III.36)$$

Avec :

$$\left\{ \begin{array}{l} V_{eq} = -D^{-1} \cdot F \\ V_c = -D^{-1} \cdot v \cdot Sgn(s) \end{array} \right. \quad (III.37)$$

La commande globale assurant à la fois ($S_i = 0$ et $S_i \cdot \dot{S}_i < 0$) est :

$$\begin{bmatrix} V_{s\alpha} \\ V_{s\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_{eq\alpha} \\ V_{eq\beta} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} V_{ca} \\ V_{c\beta} \end{bmatrix} \quad (\text{III.38})$$

➤ Loi de commande équivalente :

$$\begin{bmatrix} V_{eq\alpha} \\ V_{eq\beta} \end{bmatrix} = -D^{-1} \cdot \begin{bmatrix} F_1 \\ F_2 \end{bmatrix} \quad (\text{III.39})$$

➤ Loi de commande de commutation :

$$\begin{bmatrix} V_{ca} \\ V_{c\beta} \end{bmatrix} = -D^{-1} \cdot \begin{bmatrix} v_1 & 0 \\ 0 & v_2 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \text{Sgn}(S_1) \\ \text{Sgn}(S_2) \end{bmatrix} \quad (\text{III.40})$$

Pour que la loi de commutation intervient de la loi de commande globale il faut choisir v_1 et v_2 suffisamment grand.

$$\begin{cases} v_1 > |F_1| \\ v_2 > |F_2| \end{cases} \quad (\text{III.41})$$

La loi de commande existe à condition que la matrice D sera inversible :

$$[D] = -\delta^2 \cdot M \cdot \Psi_r \neq 0 \quad (\text{III.42})$$

Alors :

$$D^{-1} = \begin{bmatrix} \frac{-x_4}{\delta \cdot \Psi_r} & \frac{x_3}{\delta \cdot M \cdot \Psi_r} \\ \frac{x_3}{\delta \cdot \Psi_r} & \frac{x_4}{\delta \cdot M \cdot \Psi_r} \end{bmatrix} \quad (\text{III.43})$$

III.8. RESULTAS DE SIMULATION

Par souci d'évaluation des performances de la commande non linéaire (mode glissant) présentées précédemment, des simulations numériques sont effectuées selon le cahier de charges suivant : après $t=2$ sec, du démarrage à vide du moteur, une charge de 5 N.m est appliquée à $t=2$ sec.

Les derniers tests traitent l'effet des défauts au stator et/ou au rotor sur les performances de cette commande. Ceci est vérifié par les simulations.

Figure III.11

Démarrage à vide, application de la charge nominale à $t=2$ sec, puis à $t=3$ sec. Apparition d'un seul défaut au stator générant une harmonique, d'amplitude 20 et de fréquence 50 Hz.

Figure III.12

Démarrage à vide, application de la charge nominale à $t=2$ sec. puis à $t=3$ sec, apparition de deux défauts, au stator et l'autre au rotor générant trois harmoniques, fréquence 50,80 et 20 Hz et d'amplitudes 15, 20 et 20 respectivement.

III.9. INTERPRETATION DES RESULTAS

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

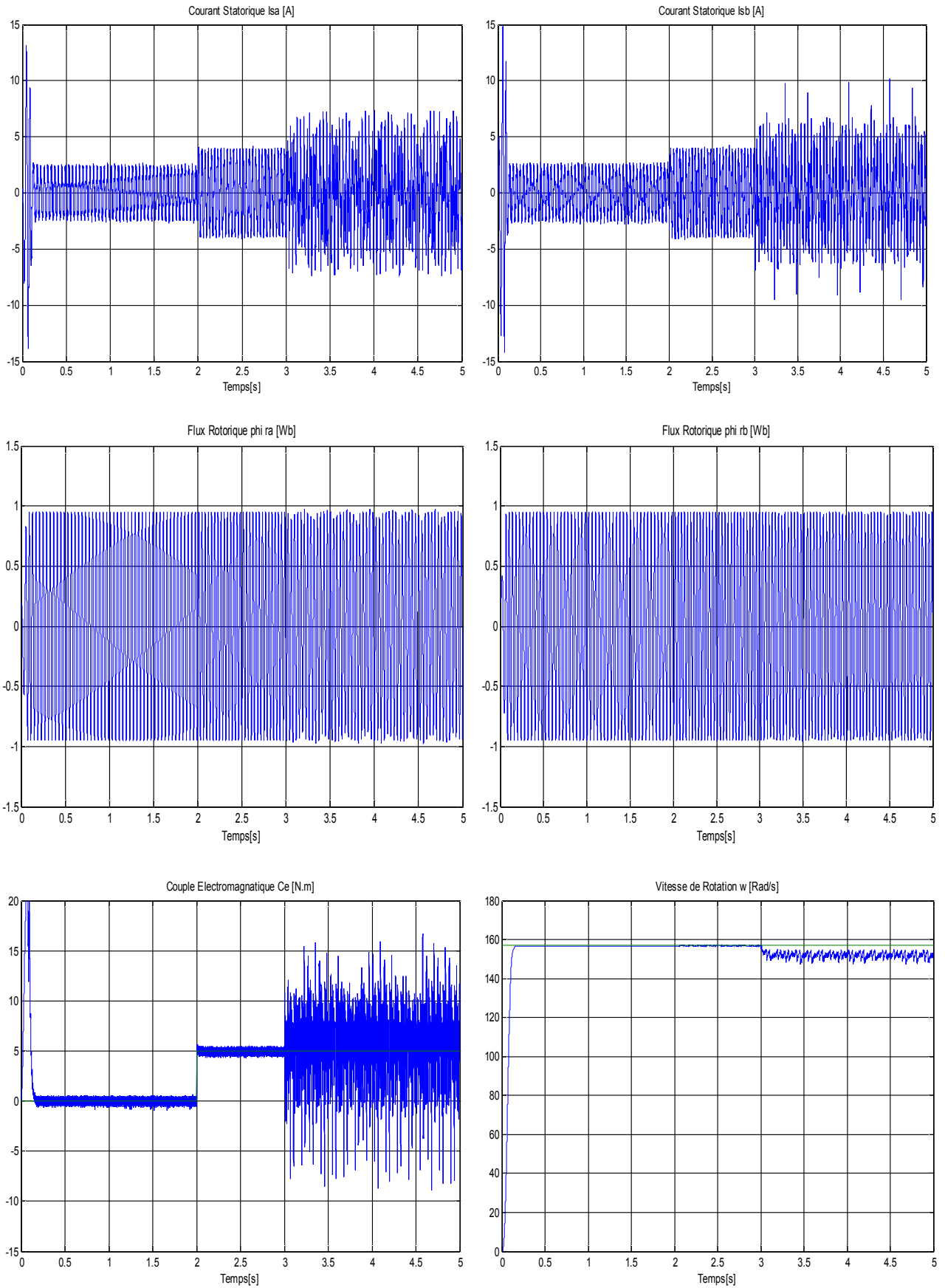


Figure III.11 Présence d'un seul défaut au stator.

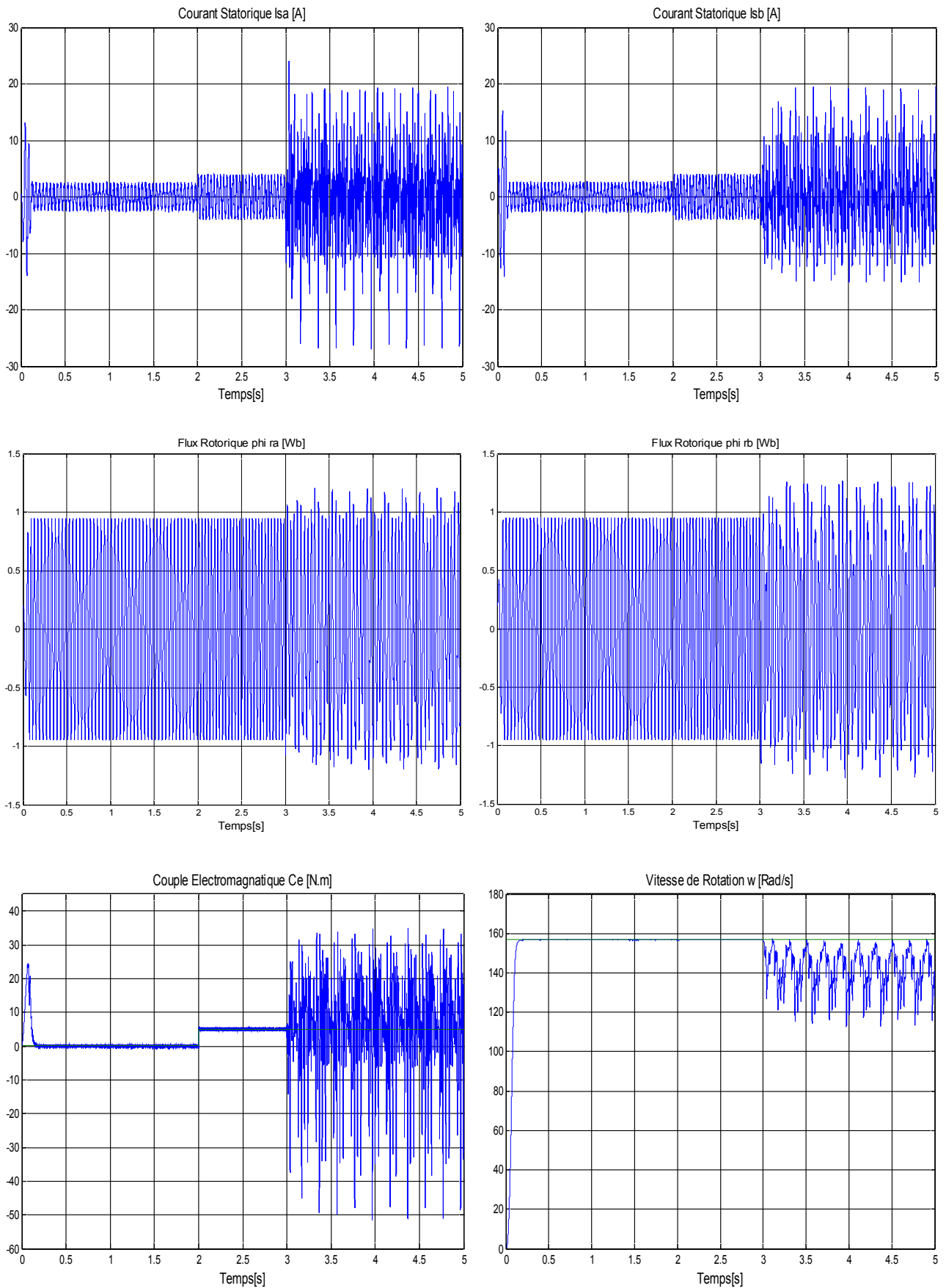


Figure III.12 Présence Deux défauts, un au stator et l'autre au rotor.

III.10. CONCLUSION

Ce chapitre présenté l'application de la technique de commande par mode glissant pour la commande du moteur asynchrone. Le calcul de la surface de glissement ne peut se faire de manière explicite. Il faut alors passer d'une simulation pour en ajuster les coefficients. Ces coefficients sont choisie de façon à ne pas demander à la machine une dynamique supérieure à celle donnée par son couple maximal.

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

CHAPITRE IV

COMMANDE TOLERANTE AUX DÉFAUTS

Chapitre IV

COMMANDE TOLÉRANTE 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 [17] [18]. 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. [19]

L'objectif de ce chapitre est de présenter une approche de conception de commande tolérante aux défauts autres que l'approche classique. [20] 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 assurée 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). 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).

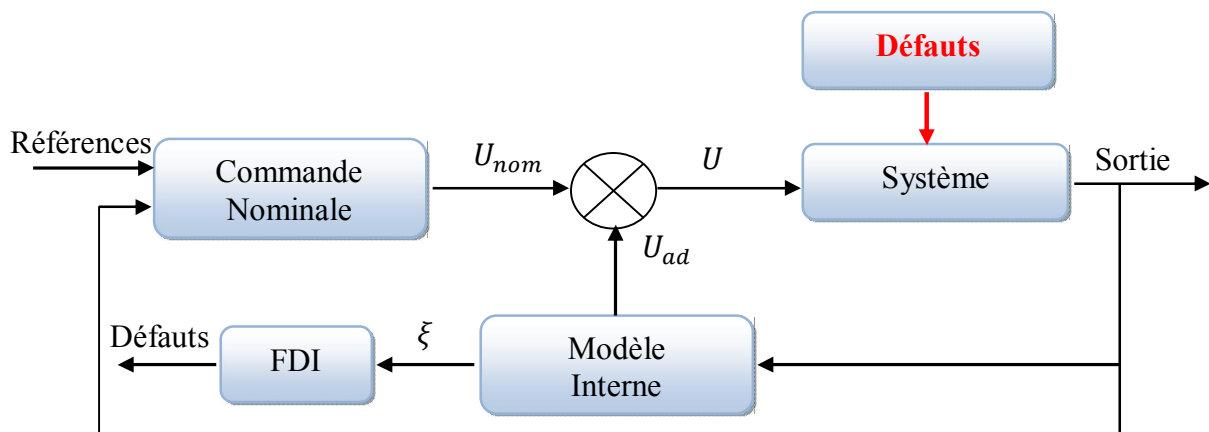


Figure IV.1 Structure d'une commande implicitement tolérante aux défauts.

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. [20].

IV.3 POSITION DU PROBLEME

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

$$\dot{X} = A \cdot X + B \cdot U + \sigma \cdot V \quad (\text{IV.1})$$

$$\begin{cases} U = [V_{s\alpha} & V_{s\beta}]^T \\ X = [i_{s\alpha} & i_{s\beta} & \Phi_{r\alpha} & \Phi_{r\beta}]^T = [x_1 & x_2 & x_3 & x_4]^T \end{cases}$$

$$A = \begin{bmatrix} -\lambda & 0 & \frac{\gamma}{T_r} & \gamma \cdot \omega \\ 0 & -\lambda & -\gamma \cdot \omega & \frac{\gamma}{T_r} \\ \frac{M}{T_r} & 0 & -\frac{1}{T_r} & -\omega \\ 0 & \frac{M}{T_r} & \omega & -\frac{1}{T_r} \end{bmatrix} \quad B = \begin{bmatrix} \delta & 0 \\ 0 & \delta \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \quad \begin{cases} \lambda = \frac{1}{T_s \cdot \sigma} + \frac{1}{T_r} \cdot \frac{1-\sigma}{\sigma} \\ \gamma = \frac{1-\sigma}{\sigma} \cdot \frac{1}{M} \\ \delta = \frac{1}{\sigma \cdot L_s} \end{cases}$$

$$\sigma = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \quad V = \begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \end{bmatrix}$$

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 V .

IV.3.1 Vérification 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 :

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

$$V = - \begin{bmatrix} a_1 \cdot Q_d + Q_d \cdot s \\ a_4 \cdot Q_q + Q_q \cdot s \end{bmatrix} \cdot z = -\Gamma \cdot z \quad (IV.3)$$

Soit:

$$\Gamma = \begin{bmatrix} \Gamma_1 \\ \Gamma_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} [a_1 \cdot Q_d + Q_d \cdot s] \\ [a_4 \cdot Q_q + Q_q \cdot s] \end{bmatrix} \quad (IV.4)$$

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. [3]

IV.4 LA COMMANDE AUGMENTEE

La nouvelle commande s'exprime alors par :

$$u = u_{nom} + u_{ad} \quad (IV.5)$$

$$u = \begin{bmatrix} u_{dnom} \\ u_{qnom} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} u_{dad} \\ u_{qad} \end{bmatrix} \quad (IV.6)$$

On peut écrire alors ce qui suit :

$$\dot{\tilde{x}} = H(\tilde{x}) + \tilde{B} \cdot u_{ad} - \Gamma \cdot z \quad (IV.7)$$

Avec :

$$H(\tilde{x}) = \tilde{A} \cdot \tilde{x} \quad , \quad \tilde{A} = \begin{bmatrix} -\eta & 0 \\ 0 & -\eta \end{bmatrix} \quad \text{et} \quad \tilde{B} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{\sigma L_s} & 0 \\ 0 & -\frac{1}{\sigma L_s} \end{bmatrix} \quad (IV.8)$$

$$\eta = (M^2 R_r + L_r^2 R_s) / (\sigma L_s L_r^2) \quad (IV.9)$$

IV.5 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 des défauts dans notre cas. La conception de ce modèle interne est faite selon la procédure décrite dans la référence (Canonical Internal Model). Nous déterminons également l'expression du terme additif de la commande uad [4].

IV.5.1 Modèle interne

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

$$M.S - F.M = G.\Gamma \quad (\text{IV.10})$$

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

$$\begin{cases} \dim(F) = 2n_f \times 2n_f \\ \dim(G) = 2n_f \times 2 \end{cases} \quad (\text{IV.11})$$

M est l'unique solution de l'équation de Sylvester (IV.10) et elle est non singulière. Le modèle interne prend alors la forme suivante (S connue) [2] :

$$\dot{\xi} = S.\xi + N(\tilde{x}) \quad (\text{IV.12})$$

Avec :

$$\dim(\xi) = \dim(z) = 2n_f \quad (\text{IV.13})$$

IV.5.2 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,

$$\chi = M.(\xi - z) + G.\tilde{x} \quad (\text{IV.14})$$

$$\dot{\chi} = M .(\dot{\xi} - z) + G .\tilde{x} \quad (\text{IV.15})$$

On trouve après remplacement:

$$\dot{\chi} = M.S.\dot{\xi} - M.S.z + M.N(\tilde{x}) - G \left[H(\tilde{x}) + \tilde{B}.u_{ad} - \Gamma.z \right] \quad (\text{IV.16})$$

$$\dot{\chi} = M.S. (\dot{\xi} - z) + M.N(\tilde{x}) - G.H(\tilde{x}) + G.\tilde{B}.u_{ad} - G.\Gamma.z \quad (\text{IV.17})$$

On choisit u_{ad} alors de la forme :

$$u_{ad} = \tilde{B}^{-1} .\Gamma .\dot{\xi} \quad (\text{IV.18})$$

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

$$\dot{\chi} = M.S.(\dot{\xi} - z) + M.N(\tilde{x}) - G.H(\tilde{x}) + G.\Gamma.\dot{\xi} - G.\Gamma.z \quad (\text{IV.19})$$

$$\dot{\chi} = M.S.(\dot{\xi} - z) + M.N(\tilde{x}) - G.H(\tilde{x}) + G.\Gamma.(\dot{\xi} - z) \quad (\text{IV.20})$$

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

D'après l'équation de Sylvester (IV.10) :

$$[M.S - G.\Gamma] = F.M \quad (\text{IV.22})$$

Ainsi (IV.21) devient

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

Qui s'écrit en introduisant le terme x

$$\dot{\chi} = F.\chi + F.G.\tilde{x} + M.N(\tilde{x}) - G.H(\tilde{x}) \quad (\text{IV.24})$$

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

$$N(\tilde{x}) = M^{-1} . [G.H(\tilde{x}) - F.G.\tilde{x}] \quad (\text{IV.25})$$

On obtient

$$\dot{\chi} = F \cdot \chi \quad (\text{IV.26})$$

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

En tenant compte de l'expression de u_{ad} (IV.18), et des équations (IV.27), (IV.28), on peut écrire :

$$\dot{x} = H(\tilde{x}) + \Gamma \cdot (\xi - z) \quad (\text{IV.27})$$

$$\dot{\tilde{x}} = A \cdot \tilde{x} + \Gamma \cdot (\xi - z) \quad (\text{IV.28})$$

Mais d'après (IV.14)

$$(\xi - z) = M^{-1} [\chi + G \cdot \tilde{x}] \quad (\text{IV.29})$$

Et (IV.27) (IV.28) devient

$$\dot{\tilde{x}} = A \cdot \tilde{x} + \Gamma \cdot M^{-1} [\chi + G \cdot \tilde{x}] \quad (\text{IV.30})$$

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

La variable χ tend vers zéro lorsque le terme t tend vers l'infini d'après (IV.26) et la matrice \tilde{A} donnée par (IV.8) est stable par construction elle est constituée des gains de réglage.

On choisit alors ces gains de manière à avoir la matrice dynamique $\tilde{A} + \Gamma \cdot M^{-1} \cdot G$ du système (IV.31) toujours stable ce qui assure la convergence de \tilde{x} .

$$\tilde{x} \rightarrow 0 \quad (\text{IV.32})$$

Et ce malgré la présence des défauts, ce qui garanti l'aspect FTC de la commande ainsi établie.

D'autre part, de (IV.26) et (IV.32) il découle directement que,

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

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

L'augmentation du nombre de défauts augmente les dimensions des matrices F, S et Γ 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.5.3 Désavantages de cette approche

- La résolution de l'équation de Sylvester nécessite un temps de calcul (off line).
- L'augmentation des défauts dans le modèle interne augmente considérablement les dimensions des matrices F, S et M.
- Ceci engendre un problème de conditionnement numérique de la matrice solution M et l'utilisation d'algorithme de résolution récursive autre que les fonctions MATLAB s'avèrent nécessaire ce qui augmente les calculs. [20]

Dans cette section nous appliquons une autre approche pour déterminer la commande additive. Cette approche a été déjà utilisée dans [4], [2] et [20], 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 Γ est donnée en fonction de ω .
- Élimination du problème de conditionnement numérique de la solution (M).

IV.6 DEUXIEME METHODE

En effet, dans cette méthode Deuxième méthode, on garde la même forme du modèle interne et on suppose toujours vérifiée l'hypothèse sur ω_i Celui-ci est donné par:

$$\dot{\xi} = S.\xi + N(\tilde{x}) \quad (\text{IV.34})$$

IV.6.1 Calcul de la commande additive

Le même choix de la forme de la commande additive

$$u_{ad} = \tilde{B}^{-1}.\Gamma.\xi \quad (\text{IV.35})$$

IV.6.2 Modèle interne

Celui-ci est donné par

$$\dot{\xi} = S.\xi + N(\tilde{x}) \quad (\text{IV.36})$$

Ce qui revient à écrire

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

$$\dot{\tilde{x}} = A.\tilde{x} + \Gamma.e \quad (\text{IV.38})$$

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:

$$\dot{e} = (\dot{\xi} - \dot{z}) = S.\xi + N(\tilde{x}) - S.\dot{z} \quad (\text{IV.39})$$

$$\dot{e} = S.e + N(\tilde{x}) \quad (\text{IV.40})$$

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

$$\begin{cases} \dot{\tilde{x}} = A.\tilde{x} + \Gamma.e \\ \dot{e} = S.e + N(\tilde{x}) \end{cases} \quad (\text{IV.41})$$

Et il faut trouver l'expression de $N(\tilde{x})$ que 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.41)

$$V = \frac{1}{2} \tilde{x}^T . \tilde{x} + \frac{1}{2} e^T e \quad (\text{IV.42})$$

Sa dérivée par rapport au temps est :

$$\dot{V} = \tilde{x}^T . \dot{\tilde{x}} + e^T \dot{e} = \tilde{x}^T . [A.\tilde{x} + \Gamma.e] + e^T [S.e + N(\tilde{x})] \quad (\text{IV.43})$$

$$\dot{V} = \tilde{x}^T . \tilde{A} . \tilde{x} + e^T S . e + \tilde{x}^T . \Gamma . e + e^T . N(\tilde{x}) \quad (\text{IV.44})$$

Le terme $e^T S . e$ est nul car la matrice S est antisymétrique par construction.

Le terme $\tilde{x}^T . \tilde{A} . \tilde{x} \leq 0$ car \tilde{A} est définie négative.

le terme $\tilde{x}^T . \Gamma . e$ est un scalaire qui est égal à son transposé :

$$\tilde{x}^T . \Gamma . e = (\tilde{x}^T . \Gamma . e)^T = \tilde{x}^T . \Gamma^T . \tilde{x} \quad (\text{IV.45})$$

Et nous exprimons à nouveau \dot{V} :

$$\dot{V} = \tilde{x}^T . A . \tilde{x} + e^T \Gamma^T . \tilde{x} + e^T . N(\tilde{x}) \quad (\text{IV.46})$$

Dans ce cas le choix de $N(\tilde{x})$ comme suit,

$$N(\tilde{x}) = -\Gamma^T . \tilde{x} \quad (\text{IV.47})$$

Enfin, la dérivée de la fonction de Lyapunov est négative

$$\dot{V} = \tilde{x}^T . \tilde{A} . \tilde{x} \leq 0 \quad (\text{IV.48})$$

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

Et le système (IV.41) devient :

$$\begin{cases} \Gamma . e = 0 \\ \dot{e} = S . e \end{cases} \quad (\text{IV.49})$$

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

IV.6 RESULTATS DE SIMULATION

Nous simulons le système en boucle fermé avec la deuxième approche FTC.

Figure IV.2

Démarrage à vide, application de la charge nominale à $t=2$ sec, puis à $t=3$ sec. Apparition d'un seul défaut au stator générant une harmonique, d'amplitude 20 et de fréquence 50 Hz.

Figure IV.3

Démarrage à vide, application de la charge nominale à $t=2$ sec. puis à $t=3$ sec, apparition de deux défauts, au stator et l'autre au rotor générant trois harmoniques, fréquence 50,80 et 20 Hz et d'amplitudes 15, 20 et 20 respectivement.

IV.7 INTERPRETATION DES RESULTAS

D'après les résultats obtenus, il a été constaté que la commande synthétisée rejette l'effet des défauts (un seul défaut au stator, deux défauts au stator et l'autre au rotor) qui sont testés à plusieurs pourcentages, et les défauts résistifs. En effet, cette commande tolérante aux défauts a compensé l'effet de ces défauts introduits à l'instant $t=3$ sec voir figure (IV.2), (IV.3).

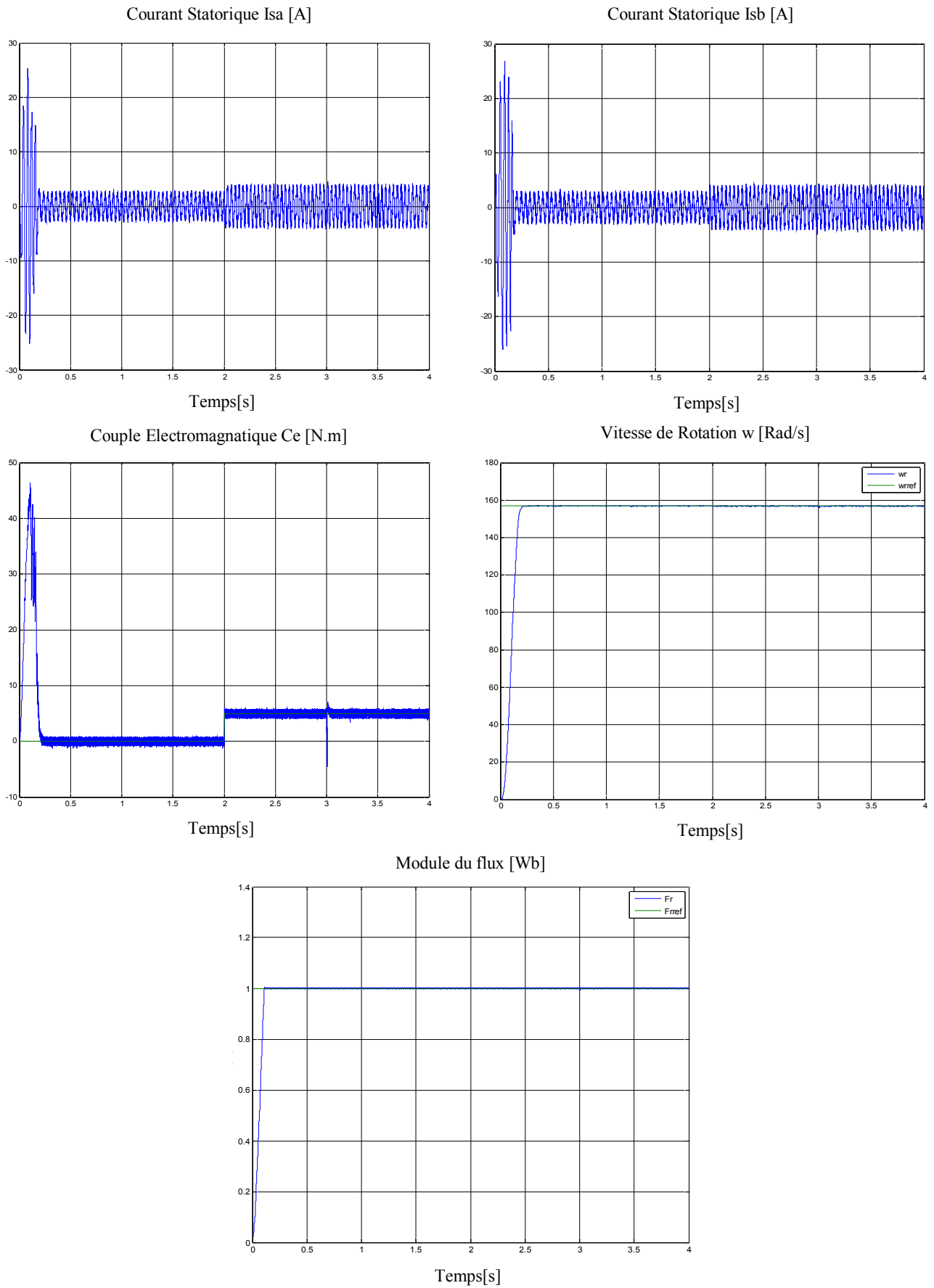


Figure IV.2 Présence d'un seul défaut au stator avec la deuxième approche FTC.

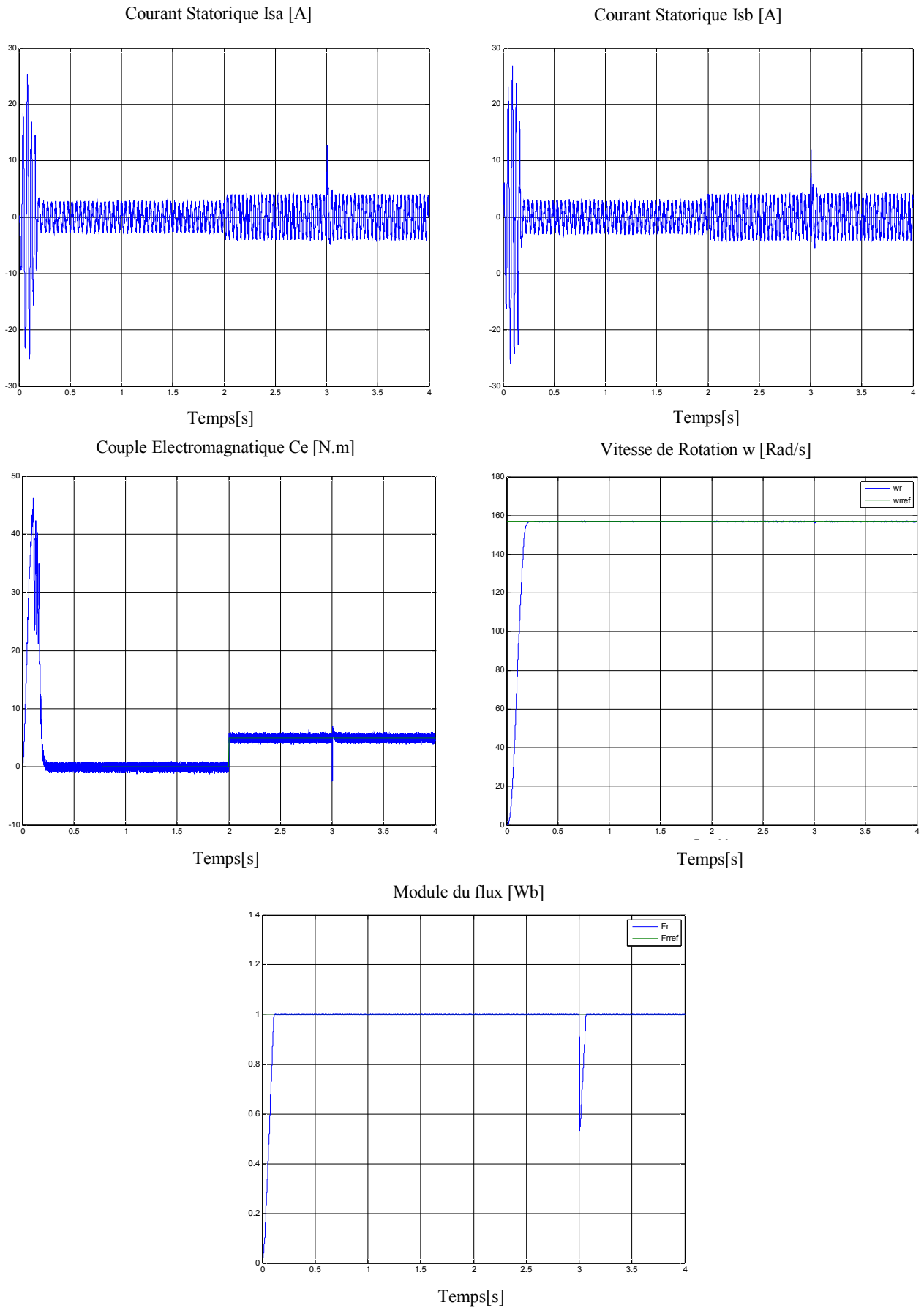


Figure IV.3 Présence Deux défauts, un au stator et l'autre au rotor avec La deuxième approche FTC.

IV. 8 CONCLUSION

Dans ce chapitre, nous avons introduit une technique de compensation implicite de l'effet des défauts sur la machine asynchrone, l'objectif était de voir l'apport de la commande tolérante aux défauts à la compensation des effets des défauts sur les performances de la machine asynchrone.

Deux approches basées sur le modèle interne associées à la commande nominale (commande par mode glissant) ont été étudiées.

La deuxième approche de calcul du modèle interne exploite les caractéristiques des différentes matrices intervenant dans le problème, et qui élimine les inconvénients de la première approche pour les mêmes hypothèses.

Conclusion générale

Le travail présenté dans ce mémoire porte sur la commande tolérante aux défauts ainsi que son application à la machine asynchrone. Cette commande a pour but de maintenir la stabilité et les performances des systèmes en présence de défauts.

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 asynchrone en présence des défauts, cette méthode prend en considération les défauts (un seul défaut au stator, deux défauts au stator et l'autre au rotor), un système d'équations différentielles décrivant la machine asynchrone.

La commande par mode glissant que nous avons synthétisée est robuste par rapport aux couple de charge, puis on a appliqué cette commande obtenu précédemment sur la machine asynchrone 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, deux approches basées sur le modèle interne associées à la commande nominale ont été étudiées et simulée la deuxième approche. La première repose sur la résolution d'une équation de Sylvester qui est à l'origine de ses inconvénients. La deuxième approche de calcul du modèle interne exploitant les caractéristiques des différentes matrices intervenant dans le problème, et qui élimine les inconvénients de la première approche 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 MAS même en présence des défauts.

Comme perspective, la suite logique de ce travail est:

- Application des algorithmes plus performants pour la résolution de l'équation de Sylvester dans la première approche ce qui permettra de la tester pour plusieurs défauts simultanés.
- La variation des types de commande nominale afin de tester la fiabilité de la technique.

Bibliographie

- [1] BENBAHA Nour Eddine, « Commande robuste tolérante aux défauts application à la machine à courant alternatif », Mémoire de magister, LSP-IE Batna, 2009.
- [2] N. Benbaha, F.Zidani, M.-S. Nait Said «Formulation de la Commande Tolérante Aux Défauts Application à la Machin Asynchrone », The International Conference on Electronics & Oil: From Theory to Applications Ouargla, Algeria, March 05-06, 2013.
- [3] 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, pp. 265-276.
- [4] A. Makouf, «Commande robuste d'un variateur de vitesse pour la machine asynchrone», Thèse de doctorat, université de Batna, 2003.
- [5] 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.
- [6] MEKKI, Hamza, « commande tolérante aux défauts application à la MAS », Mémoire de magister, ENP, 2009.
- [7] 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.
- [8] Kanev, S. «Robuste Fault-Tolerant Control». Phd Thesis, University of Twente, The Netherlands, 2004.
- [9] Konstantopoulos, I., Antsaklis, P.,«An eigenstructure assignment approach to control reconfiguration». In: Proceedings of 4th IEEE Mediterranean Symposium on Control and Automation. Greece, 1996.
- [10] Jerome C. «Analyse et synthèse d'une architecture coopérative pour la commande tolérante aux défauts application à un système aéronautique». Thèse de doctorat, université Bordeaux I 2007.
- [11] J.P.Hautier & J.P.Caron, « Modélisation et commande de la machine asynchrone », Edition Technip, Paris, 1995.

- [12] S.Zaidi, « Commande non linéaire du moteur à induction », Thèse de Magister de l'université de Batna , [2006].
- [13] P. Vas.,«Parameter estimation, condition monitoring and diagnostic of electrical machines».Clarendon Press, Oxford., 1993.
- [14] H. Buhler, « Réglage par Mode de Glissement », Presses polytechniques romandes, Paris,1986.
- [15] A.Gaid ; N.Haouari, Commande par mode glissant flou d'une machine asynchrone, Mémoire d'ingénieur de l'Université Djilali Liabes de Sidi Bel Abbes, Algérie, Juin 2007.
- [16] A. Oukaci, M. Abdelaziz, I. Zatout« Loi de Commande par Mode de Glissement avec Une Surface de Glissement Non Linéaire Appliquée à la Machine Asynchrone », 1ère ICPEED' 10-Oran Algeria.
- [17] 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.
- [18] Patton, R.J.,« Fault tolerant control». The 1997 situation (survey), IFAC SAFEPROCESS'97,Hull, UK, Aout 26-28, Vol. 2, pp.1033-1055., 1997.
- [19] Mickael rodrigues « diagnostic et commande active tolérante aux défauts appliqués aux systèmes décrite par des multi-modèles linéaire», Thèse de doctorat, Nancy-1, 2005.
- [20] M. Chakir. «Commande Robuste Tolérante aux défauts : Application à la MSAP». Magister, ENP, Alger, 2006.

Annexe

I.1. Les paramètres de la machine asynchrone utilisée

I.1.1. Paramètres électriques

| | |
|--------------------------|-------------------------|
| $R_s = 10 \Omega$ | Résistance de stator. |
| $R_r = 6.3 \Omega$ | Résistance de rotor. |
| $L_s = 0.4642 \text{ H}$ | Inductance de stator. |
| $L_r = 0.4612 \text{ H}$ | Inductance de rotor. |
| $M = 0.4212 \text{ H}$ | Inductance de mutuelle. |

I.1.2. Paramètres mécaniques

| | |
|---|----------------------------|
| $J = 0.02 \text{ Kg. m}^2$ | Moment d'inertie. |
| $f_r = 0.0005 \text{ Kg. m}^2/\text{s}$ | Coefficient de frottement. |

I.1.3. Paramètres électromagnétiques

| | |
|------------------------|--------------------------|
| $C_e = 5 \text{ N. m}$ | Couple nominal. |
| $P = 2$ | Nombre de paire de pole. |

I.2. Les constantes de temps

| | |
|--|--------------------------------|
| $\sigma = 1 - \frac{M^2}{L_r \cdot L_s}$ | Coefficient de dispersion. |
| $T_r = \frac{L_r}{R_r}$ | Constante de temps rotorique. |
| $T_s = \frac{L_s}{R_s}$ | Constante de temps statorique. |

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

SPECIALITE : AUTOMATIQUE

Proposé et dirigé par : -Mr. ROUBACHE Toufik

-Mr. BENDJAIMA Bachir

Présenté par : - BAKHTI abdelmalik

Thème :

**Commande Non Linéaire Tolérante aux Défauts D'une
Machine à Induction**

Résumé :

Dans ce mémoire nous mettons en évidence le changement du modèle de la machine asynchrone (MAS) en présence des défauts et d'appliquer une technique de commande tolérante aux défauts (FTC). Les recherches concernant le diagnostic des machines électriques montrent que l'effet de tels défauts se reflète dans les courants statoriques par des harmoniques de fréquences directement liée au type de défaut. Ceci sera réalisé, par l'ajout d'un terme additif à la commande nominale issu du modèle interne qui reproduit les perturbations des défauts. Les résultats de simulation sont présentés pour montrer la qualité des performances obtenues.

Mots clés :

Commande tolérante aux défauts (FTC), commande par mode glissant, machine asynchrone (MAS).

N° d'ordre : 076