



المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات
Ecole Nationale Polytechnique

ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE

Laboratoire de Commande des Processus

Département d'Automatique



PROJET DE FIN D'ETUDES

En Vue de l'obtention du diplôme
d'Ingénieur d'Etat en Automatique

Intitulé

Commande Tolérante Passive et Active de la Machine Asynchrone

Etudié par :

Mr REBIAI Salah-Eddine

Mr BENYAHIA Ramdane

Proposé et dirigé par :

Dr. BENZINEB Omar

Pr. TADJINE Mohamed

Juin 2011

Ecole Nationale Polytechnique 10, avenue Hassen Badi BP182 El-Harrach
16200 Alger (Algérie)

Remerciements

Nous remercions avant tout Dieu, le tout puissant, pour nous avoir donné, le courage, la patience, la volonté et la force nécessaire, pour affronter toutes les difficultés et les obstacles qui se sont hissés au travers de notre chemin, tout au long de ce travail.

*Ce travail a été effectué au sein du Laboratoire de Commande des Processus au département d'Automatique de l'Ecole Nationale Polytechnique d'Alger sous la direction de nos deux promoteurs **Mr BENZINEB Omar** et **Mr TADJINE Mohamed** à qui nous témoignons notre gratitude pour leur aide, leur patience et la confiance qu'ils nous ont toujours témoigné.*

Nos remerciements vont aussi à Messieurs les membres du jury pour avoir accepté d'évaluer notre travail.

Nous remercions également tous les professeurs de la spécialité Automatique de l'ENP pour leur aide, leurs conseils et leur compréhension durant notre cursus.

Nous tenons à exprimer notre profonde affection à nos très chers parents pour leur patience et leur grand soutien, durant toutes ces années d'études.

Merci à toute personne ayant contribué de près ou de loin à la concrétisation de ce projet.



Dédicaces

Je dédie ce travail à mon petit ange, à la lumière de mes yeux, à l'être que j'aime et que je chéris plus que tout au monde : à maman.

Je dédie aussi ce travail à mon père que j'adore et qui a toujours été pour moi l'exemple.

Je dédie aussi ce travail à mes deux frères et à ma très chère et adorable sœur Belkiss.

Aussi, je cite tous les professeurs et enseignants que j'ai eus depuis mes premières années du primaire jusqu'au jour d'aujourd'hui. Je ne leur exprimerais jamais assez mon estime, mes respects et ma gratitude.

Je ne saurais oublier mes amis (es), et tous mes camarades de la promotion d'Automatique (2008-2011). Je leur souhaite à tous de très beaux succès dans la vie.

Je dédie enfin ce travail à toute personne ayant contribué de près ou de loin à sa concrétisation.

Salah-Eddine.

Dédicaces

Je commence par rendre un vibrant hommage à tous ceux qui ont participé à ma formation. De l'Ecole primaire El-Bachir El-Ibrahimi, au CEM El Amir Abd El-Kader, au Nouveau Lycée de la ville d'Ouenza, aux études supérieures à l'Ecole Nationale Polytechnique d'Alger, et surtout à mes parents qui sont à la base de cette formation, ils ont veillé à son suivi, et ils ont su comment coordonner entre les pierres de cette instruction. Mille mercis.

Je dédie ce modeste travail de fin d'études d'ingénieur :

A mes très chers parents, Barrouza et Bounasra l'behi, qui ont été toujours à mes côtés pour me soutenir dans les moments les plus difficiles, pour me conseiller et ils sont pour moi plus que parents mais amis, que Dieu leur donne une longue vie et une bonne santé.

A Mes chers frères Soufi et Yassouna.

A Ma chère sœur Amira, son mari Ali et ses enfants Wacim et Anas.

A mama Zahwania « Rabi tawel omorha ».

A baba Amar, Jeddi Farhat et Jedda Yamina « Rabi yerhamhoum ».

A toute la famille BENYAHIA.

A toute la famille ABABSIA.

A toute la Famille GRID.

A tous mes amis.

Ramdane.

SOMMAIRE

INTRODUCTION GENERALE.....	1
CHAPITRE I : ETAT DE L'ART SUR LE DIAGNOSTIC ET LA COMMANDE TOLERANTE AUX DEFAUTS	
I.1 INTRODUCTION.....	3
I.2 POSITIONNEMENT DU PROBLEME	3
I.3 DEFINITIONS ET CONCEPTS.....	4
I.3.1 Commande tolérante aux défauts	4
I.3.2 Défaillance (Failure)	4
I.3.3 Défaut (Fault).....	5
I.4 LES DIFFERENTS TYPES DE DEFAUTS	5
I.4.1 Selon leur caractéristique temporelle	5
I.4.1.1 Abrupts (biais).....	5
I.4.1.2 Intermittentes (valeurs aberrantes)	5
I.4.1.3 Graduels (dérives)	6
I.4.2 Selon leur localisation	6
I.4.2.1 Les défauts composants ou systèmes	6
I.4.2.2 Les défauts capteurs	6
I.4.2.3 Les défauts actionneurs	13
I.5 ETAT DE L'ART DES SYSTEMES FTC.....	13
I.6 DIFFERENTES METHODES FTC.....	17
I.6.1 Techniques FTC passives.....	17
I.6.2 Techniques FTC actives	18
I.7 CONCLUSION	22
CHAPITRE II : COMMANDES PASSIVES TOLERANTES AUX DEFAUTS APPLIQUEES A LA MAS	
II.1 INTRODUCTION	23
II.2 MODELE DE LA MACHINE ASYNCHRONE TRIPHASE	23
II.3 MODELE DE LA MAS EN PRESENCE DE DEFAUTS.....	26
II.4 RESULTATS DE SIMULATION.....	27
II.5 COMMANDES PASSIVES TOLERANTES AUX DEFAUTS.....	31

II.5.1	Commande linéarisante Entrée/Sortie.....	31
II.5.1.1	Application de la commande linéarisante à la MAS	31
II.5.1.2	Résultats de simulations.....	35
II.5.2	Commande vectorielle	38
II.5.2.1	Commande par Backstepping basée sur le principe de la commande vectorielle.....	40
II.5.2.2	Commande par Mode Glissant basée sur le principe de la commande vectorielle	45
II.6	COMPARAISON ENTRE LES TROIS COMMANDES.....	49
II.7	CONCLUSION	50

CHAPITRE III : OBSERVATION DE LA MAS EN VUE DU DIAGNOSTIC ET DE LA COMMANDE TOLERANTE AUX DEFAUTS

III.1	INTRODUCTION	51
III.2	PRINCIPE DE L'OBSERVATEUR.....	51
III.3	CHOIX DES GRANDEURS	52
III.4	OBSERVATEUR INTERCONNECTE.....	52
III.4.1	Principe.....	52
III.4.2	Observateur cascade interconnecté à un estimateur appliqué à la machine asynchrone .	52
III.4.3	Résultats de simulation	56
III.4.4	Observateur à grand gain interconnecté à un estimateur	59
III.4.5	Résultats de simulation	62
III.5	LE FILTRE DE KALMAN ETENDU	65
III.5.1	Principe.....	65
III.5.2	Application du filtre de Kalman étendu au modèle de la machine asynchrone.....	65
III.5.3	Algorithme du filtre de Kalman étendu	67
III.5.4	Le choix des matrices de covariance Q, R	69
III.5.5	Résultats de simulation	70
III.6	CONCLUSION	74

CHAPITRE IV : COMMANDE TOLERANTE ACTIVE AUX DEFAUTS CAPTEURS

IV.1	INTRODUCTION	75
IV.2	PREMIERE APPROCHE	76
IV.2.1	Introduction	76
IV.2.2	Défaut du capteur de courant.....	76
IV.2.2.1	Bloc de détection de défaut	76
IV.2.2.2	Bloc de génération des résidus	77

IV.2.2.3 Bloc d'isolation et de correction de défaut.....	78
IV.2.3 Défaut du capteur de vitesse.....	79
IV.2.3.1 Algorithme de vote.....	80
IV.2.3.2 Application de MLV à la détection et la correction de défaut de vitesse.....	81
IV.2.4 Défaut du capteur de courant et de vitesse.....	82
IV.2.5 Résultats de simulation.....	86
IV.3 DEUXIEME APPROCHE.....	96
IV.3.1 Introduction.....	96
IV.3.2 Diagnostic par la logique floue.....	96
IV.3.2.1 Seuil adaptatif flou.....	96
IV.3.2.2 Classification floue.....	97
IV.3.2.3 Raisonnement flou.....	97
IV.3.3 Conception du bloc de décision floue.....	98
IV.3.3.1 Fuzzification.....	98
IV.3.3.2 La table d'inférence.....	100
IV.3.4 Conception du bloc de correction.....	101
IV.3.4.1 Défaut du capteur de courant.....	101
IV.3.4.2 Défaut du capteur de vitesse.....	102
IV.3.4.3 Défaut du capteur de courant et de vitesse.....	103
IV.3.5 Résultats de simulation.....	103
IV.4 CONCLUSION.....	111
CONCLUSION GENERALE.....	112
ANNEXE A.....	115
ANNEXE B.....	116
ANNEXE C.....	123
ANNEXE D.....	130
BIBLIOGRAPHIE.....	135

LISTE DES FIGURES

Figure I.1	: Problème de la commande tolérante aux défauts	4
Figure I.2	: Principe du capteur résolveur.....	9
Figure I.3	: Codeur incrémental (a) : composition, (b) : disque.....	10
Figure I.4	: Le disque du codeur absolu.....	10
Figure I.5	: Chaîne d'acquisition pour un codeur incrémental.....	11
Figure I.6	: Chaîne d'acquisition pour un capteur de courant.....	12
Figure I.7	: Types de défauts.....	13
Figure I.8	: Défauts additif et multiplicatif.....	13
Figure I.9	: Schéma de principe d'une loi de commande FTC active.....	15
Figure I.10	: Classification des approches FTC.....	16
Figure II.1	: Représentation des enroulements de la machine asynchrone triphasée dans l'espace électrique.....	24
Figure II.2	: Simulation de la machine sans aucune charge.....	29
Figure II.3	: Effet des perturbations paramétriques et du couple de charge.....	30
Figure II.4	: Effet d'une harmonique due à un seul défaut.....	30
Figure II.5	: Effet de trois harmoniques dues à deux défauts (stator et rotor).....	31
Figure II.6	: Schéma bloc de la commande par linéarisation E/S pour une machine asynchrone.....	35
Figure II.7	: Simulation de l'effet du couple de charge.....	36
Figure II.8	: Effet d'une harmonique due à un seul défaut et des perturbations paramétriques.....	37
Figure II.9	: Effet de trois harmoniques dues à deux défauts (stator et rotor).....	37
Figure II.10	: Principe de la commande par Backstepping de la machine asynchrone.....	43
Figure II.11	: Effet du couple de charge et de variations paramétriques.....	44
Figure II.12	: Effet d'une harmonique due à un seul défaut.....	44
Figure II.13	: Effet de trois harmoniques dues à deux défauts (stator et rotor).....	45
Figure II.14	: Effet du couple de charge et de variations paramétriques.....	48
Figure II.15	: Effet d'une harmonique due à un seul défaut.....	48
Figure II.16	: Effet de trois harmoniques dues à deux défauts (stator et rotor).....	49
Figure III.1	: Principe d'un observateur d'états.....	51
Figure III.2	: Dynamique de l'observateur pour les moyennes vitesses.....	57

Figure III.3	: Dynamique de l'observateur pour les basses vitesses.....	58
Figure III.4	: Dynamique de l'observateur en cas de variation paramétrique ou de perturbation.....	58
Figure III.5	: Dynamique de l'observateur pour les moyennes vitesses.....	63
Figure III.6	: Dynamique de l'observateur pour les basses vitesses.....	63
Figure III.7	: Dynamique de l'observateur en changeant les conditions initiales.....	64
Figure III.8	: Dynamique de l'observateur en cas de variation paramétrique ou de perturbation.....	64
Figure III.9	: Principe d'un filtre de Kalman.....	65
Figure III.10	: Dynamique du filtre pour les vitesses moyennes.....	71
Figure III.11	: Dynamique du filtre avec $T_e = 10\mu s$	72
Figure III.12	: Dynamique du filtre pour les basses vitesses.....	72
Figure III.13	: Dynamique du filtre en changeant les conditions initiales.....	73
Figure III.14	: Dynamique du filtre en cas de variation paramétrique ou de perturbation.....	73
Figure IV.1	: Calcul de $i_{s\alpha}^i$ et $i_{s\beta}^i$	77
Figure IV.2	: Schéma de détection, isolation et correction de défaut courant.....	79
Figure IV.3	: Schéma principe d'un algorithme de vote.....	80
Figure IV.4	: Schéma principe de détection et de correction globale.....	83
Figure IV.5	: Défaut des capteurs de courant.....	89
Figure IV.6	: Défaut du capteur de vitesse.....	91
Figure IV.7	: Défaut des capteurs de courant et de vitesse.....	93
Figure IV.8	: Effet des variations paramétriques, du couple de charge et du défaut sur le diagnostic.....	95
Figure IV.9	: Seuil flou.....	96
Figure IV.10	: Les fonctions d'appartenance des résidus r_1 et r_2	99
Figure IV.11	: La fonction d'appartenance du résidu r_3	99
Figure IV.12	: Les fonctions d'appartenance de F_I et F_ω	100
Figure IV.13	: Défaut des capteurs de courant.....	106
Figure IV.14	: Défauts des capteurs courant et vitesse.....	108
Figure IV.15	: Effet des variations paramétriques, du couple de charge et du défaut sur le diagnostic.....	110
Figure B.1	: Passage du système triphasé au système biphasé et inversement.....	118
Figure C.1	: La représentation des pannes de la machine asynchrone.....	124
Figure C.2	: Les roulements à billes.....	126
Figure C.3	: Les défauts d'excentricité.....	127

LISTE DES TABLEAUX

Tableau II.1 : Comparaison entre les trois commandes élaborées.....	49
Tableau IV.1 : Sensibilité des résidus vis-à-vis les défauts.....	78
Tableau IV.2 : Les cas de figures permettant la détection d'un capteur en défaut.....	78
Tableau IV.3 : Les cas de figures permettant la détection, isolation et correction d'un capteur en défaut (vitesse ou courant).....	85
Tableau IV.4 : Règle inférence floue du bloc de détection de défaut.....	100
Tableau C.1 : Fréquences de vibration selon les défauts dans un roulement.....	127

LISTE DES ABREVIATIONS

FDD	: Détection et diagnostique des défauts (Fault Detection and Diagnosis).
FDI	: Détection et isolation des défauts (Fault Detection and Isolation).
FTC	: Commande tolérante aux défauts (Fault Tolerant Control).
MAS	: Machine Asynchrone.
FOC	: Commande par orientation de flux (Flux Orientation Control).
DD	: Détection d'un Défaut.
RC	: Reconfiguration de la Commande.
MLV	: Vote par maximum de vraisemblance (Maximum Likelihood Voting).

Introduction Générale

En raison d'une modernisation incessante des outils de production, les systèmes industriels deviennent de plus en plus complexes et sophistiqués. En parallèle, une demande accrue de fiabilité, de disponibilité, et de sûreté de fonctionnement des systèmes sont devenus de véritables enjeux du troisième millénaire. L'Automatique, qui repose sur une notion de système représentant un ensemble d'éléments formant un tout structuré, a permis à l'homme de développer des méthodes de supervision telles le diagnostic et la commande tolérante aux défauts des systèmes. Ainsi, le point de départ de cette étude a été d'investiguer une stratégie de "Commande Tolérante aux Défauts" d'une machine asynchrone.

Les machines électriques sont des éléments critiques dans les applications électromécaniques et dans les processus industriels. Une panne dans une machine peut causer l'arrêt de l'unité de production ou nécessiter l'utilisation d'un équipement redondant pour contourner le problème. De nombreuses défaillances peuvent apparaître au niveau de rotor ou de stator d'une machines asynchrones. Elles peuvent être électriques, mécaniques ou magnétiques. Leurs causes, très variées. En effet, des études ont montré que chaque défaut fait apparaître des harmoniques à des fréquences spécifiques dans les courants de la machine. Ces fréquences dépendent des caractéristiques de la machine.

Les entraînements électriques à vitesse variable qui existent dans l'industrie sont munis de capteurs soit pour leur protection soit pour leur contrôle. Généralement, les grandeurs à mesurer sont les grandeurs électriques continues ou alternatives (courants et/ou tensions), et les grandeurs mécaniques (vitesse et/ou position) ainsi que la température dans certains cas. La nature, le nombre, la technologie et l'emplacement de ces capteurs diffèrent selon la structure de l'entraînement électrique (nature des convertisseurs statiques, de la machine électrique et du contrôle) et des contraintes de l'application (contraintes de coût, de sûreté de fonctionnement ou encore d'environnement de fonctionnement).

Le bon fonctionnement de la commande et le niveau de performance de l'entraînement électrique repose essentiellement sur la qualité de l'information de rétroaction issue des capteurs. Cependant, des études pointent du doigt ces capteurs et les désignent comme un des maillons faibles de la chaîne d'un entraînement électrique à vitesse variable. Le défaut d'un capteur installé provoquerait un dysfonctionnement de la commande, induisant dans la plupart des cas la mise hors service du système afin d'éviter sa complète détérioration. Néanmoins, une mise hors service se traduit par un arrêt du système de production et donc par une perte financière. Ceci est d'autant plus inacceptable que les exigences industrielles en termes non

seulement de performances mais aussi de fiabilité et de disponibilité de l'outil de production sont de plus en plus élevées et sévères.

Face à ces exigences, des travaux de recherche se sont intéressés à la continuité de service des systèmes électriques, et ce, en investiguant au niveau des algorithmes de commande de telles sorte que ces systèmes deviennent tolérants aux défauts et plus particulièrement aux défauts de capteurs.

Dans le cadre de ce travail nous nous intéressons à la commande tolérante aux défauts de la machine asynchrone triphasée. En premier lieu, nous allons traiter les défauts qui peuvent apparaître au niveau du rotor ou du stator en synthétisant des commandes nominales robustes vis-à-vis ces défauts. Ensuite nous allons traiter les défauts des capteurs en proposant des stratégies de commande assurant la continuité du service en cas de défaillance.

Ce document est organisé en quatre chapitres. Le premier chapitre présentera un état de l'art des différents types de défauts et leurs causes et des différentes méthodes de commande tolérante aux défauts (FTC).

Le deuxième chapitre permet de revenir rapidement sur la modélisation de la MAS pour la formulation du problème de la commande tolérante aux défauts. Ensuite nous élaborerons trois commandes passives tolérantes aux défauts ; une par retour d'état non linéaire et les deux autres par orientation du flux rotorique. Ce chapitre se termine par une étude comparative des trois commandes.

Dans le troisième chapitre nous nous intéressons à l'observation de la machine asynchrone en vue de diagnostic et de la commande tolérante aux défauts et pour cela nous synthétiserons trois observateurs ; deux observateurs interconnectés et un Filtre de Kalman Etendu.

Dans le quatrième et le dernier chapitre nous allons élaborer deux approches de détection, isolation et correction des défauts capteurs de la machine asynchrone qui assurent la continuité du service en cas de défaillance. Et ainsi rendre le système tolérant aux défauts capteurs.

Chapitre I

**ETAT DE L'ART SUR LE DIAGNOSTIC ET LA
COMMANDE TOLERANTE AUX DEFAUTS**

Chapitre I

Etat de l'art sur le diagnostic et la commande tolérante aux défauts

I.1 INTRODUCTION

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

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

En dépit du fait que la commande tolérante aux défauts soit récente dans le domaine de la commande des systèmes, Historiquement, les travaux précurseurs dans ce domaine étaient motivés par les applications aéronautiques, aux Etats Unis, au début des années 80, sous l'impulsion de projets financés par la NASA [1], où la prise de décision concernant la reconfiguration du système ou de ces objectifs a une importance capitale. Les méthodes proposées étaient en général issues de techniques classiques de commande (commandes linéaires quadratiques, adaptatives, ou robustes) et étaient intimement liées au type d'applications considérées [2].

I.2 POSITIONNEMENT DU PROBLEME

L'idée de base d'un système de commande tolérant aux défauts est de concevoir un dispositif de commande particulier permettant de maintenir la stabilité et les performances du système à commander, sujet à des défauts qui peuvent le faire dévier de son point de fonctionnement nominal. Le dispositif peut permettre aussi de mener le système de commande vers un autre point de fonctionnement, proche du point de fonctionnement nominal. On parle alors de reconfiguration avec changement d'objectifs. Dans ce dernier cas le système fonctionne en

mode dégradé. Afin de satisfaire l'un de ces objectifs, les commandes robustes et adaptatives ne suffisent plus et il est nécessaire de faire appel à des techniques qui prennent en considération l'interaction entre le système de détection des défauts et la loi de commande. C'est ce dernier point qui constitue, aujourd'hui la préoccupation majeure des chercheurs dans le domaine.

Le principe de reconfiguration est illustré dans la figure (I.1). La procédure est très simple. Si un défaut apparaît, le système dévie de son point de fonctionnement nominal, défini par les variables entrées/sorties (u_0, y_0) , vers un autre point (u_f, y_f) . Le but de la commande tolérante dans ce cas précis est de déterminer une nouvelle loi de commande qui prend en compte les variations dues à l'apparition du défaut et permet d'amener le système soit vers l'état de fonctionnement nominal et par conséquent les performances seront maintenues, soit vers un autre point de fonctionnement, défini par (u_c, y_c) , pour lequel les performances ne sont pas les mêmes qu'initialement mais en sont très proches (acceptables) [3].

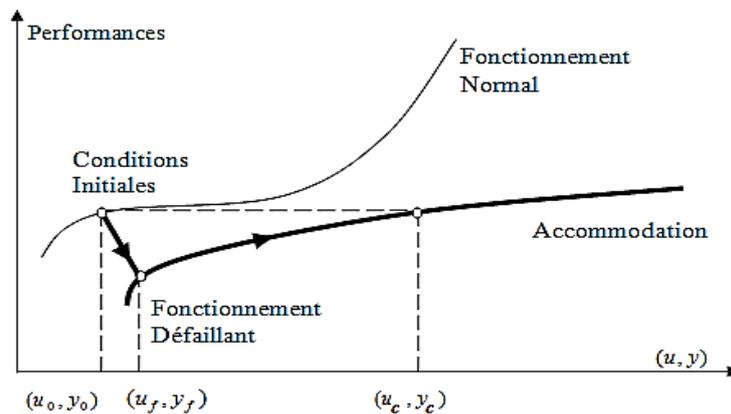


Figure I.1 Problème de la commande tolérante aux défauts.

I.3 DEFINITIONS ET CONCEPTS

I.3.1 Commande tolérante aux défauts

La commande tolérante aux défauts a pour but de s'accommoder automatiquement de l'effet des défauts tout en étant capable de maintenir la stabilité et au mieux les performances nominales du système. Elle a pour but aussi d'éviter l'arrêt immédiat du système et de permettre son fonctionnement en mode dégradé [4].

I.3.2 Défaillance (Failure)

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

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

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.

I.3.3 Défaut (Fault)

- N'importe quel état indésirable d'un composant ou d'un système. Un défaut n'implique pas nécessairement une défaillance.
- Déviation non permise d'au moins une propriété ou un paramètre caractéristique du système des conditions acceptables ou (et) standards.

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.4 LES DIFFERENTS TYPES DE DEFAUTS

I.4.1 Selon leur caractéristique temporelle

I.4.1.1 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).

I.4.1.2 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.

I.4.1.3 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.4.2 Selon leur localisation

- 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 [5].

I.4.2.1 Les défauts composants ou systèmes

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

I.4.2.2 Les 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 ($0, \infty$).

Et comme nous intéressons dans notre travail à la commande tolérante aux défauts capteurs (vitesse et courants), nous présentons dans un premier temps les capteurs de courant alternatif, de vitesse/position et dans un deuxième temps les causes d'un défaut capteur.

a) Les capteurs de courants alternatifs

Le choix du capteur à installer doit se faire en tenant compte de différentes contraintes et exigences imposées par l'application et par l'environnement [6]. Ces dernières sont principalement les suivantes :

- Contraintes électriques du signal à mesurer : amplitude, fréquence, comportement dynamique, niveau du mode commun, avec ou sans composante continue, avec ou sans séparation galvanique.
- Contraintes d'environnement : température, vibration, volume, durée de vie, interférences électromagnétiques (CEM)...
- Contraintes d'usage : coût, résolution, précision,...

La problématique liée au capteur de courant est qu'il fonctionne dans un milieu fortement perturbé par les interférences qui peuvent exister dans le circuit où il est installé. Ces interférences sont subies, soit par conduction soit par rayonnement. Le deuxième problème est dû à la longueur des fils.

Les capteurs de courant les plus utilisés dans le domaine des entraînements électriques à vitesse variable peuvent être classés selon qu'ils présentent une séparation galvanique ou non. Les capteurs les plus utilisés et qui présentent une séparation galvanique sont :

- Le capteur à effet Hall : basé sur la relation de Maxwell-Ampère. Il est aussi fiable et assure une bonne précision.
- Le transformateur de courant : utilise les principes physiques mis en jeu par la relation de Maxwell-Ampère, celle de Maxwell-Faraday et la loi d'Ohm [6]. Il est surtout utilisé pour les applications à forts courants.
- L'enroulement de Rogowski : utilise les principes de la loi d'Ampère. Il permet de capter les régimes transitoires des courants. Il n'est pas assujéti au phénomène de saturation magnétique, ce qui lui donne une très grande linéarité. Il est surtout utilisé dans l'industrie de puissance.

Pour les capteurs sans séparation galvanique, nous pouvons citer :

- Le capteur shunt : basé sur la loi d'Ohm. Ce type de capteur est fiable et son prix est faible, mais des précautions de précision doivent être prises lors de la mesure vue que la résistance des fils de mesure n'est pas négligeable devant celle de la résistance shunt.

b) Les capteurs de vitesse/position

Dans ce paragraphe, nous nous intéressons aux capteurs rotatifs couramment utilisés pour la mesure de la vitesse et/ou de la position dans les entraînements électriques à vitesse variable. Parmi les capteurs qui mesurent directement la vitesse, nous pouvons citer :

- Les alternateurs tachymétriques : c'est une machine similaire à un alternateur avec rotor à aimants. La vitesse de rotation est déterminée à partir de l'amplitude et de la fréquence des tensions induites dans le stator lors de la rotation. Le sens de rotation est détecté à partir du déphasage entre les tensions générées.
- Les dynamos tachymétriques : c'est une machine qui s'apparente à une génératrice à courant continu. La rotation du rotor de la MCC induit une tension continue. Le signe de cette dernière indique le sens de rotation.

A côté de ces capteurs de vitesse, nous citons les capteurs optiques de position angulaire, munis de la technique optique. Le principe de fonctionnement de ces codeurs optiques est simple, mais leur réalisation est complexe. Un codeur optique est lié mécaniquement à l'arbre qui l'entraîne. Un disque se trouvant à l'intérieur du codeur tourne alors à la même vitesse de rotation que l'arbre. Une source lumineuse éclaire donc ce disque en rotation ; cette source est une Diode Electroluminescente (DEL). La lumière émise traverse les fentes de ce disque. La réception du signal ainsi créé est réalisée par une photodiode. Ce signal est un signal analogique qui sera par la suite amplifié et mis en forme. Sa conversion en signal carré se fait par le biais de l'électronique qui existe dans le codeur. Ainsi, un codeur optique est composé de trois parties : partie mécanique, partie optique et partie électronique. Dans ce qui suit nous nous intéresserons aux capteurs rotatifs suivants : le résolveur, le codeur incrémental et le codeur absolu.

Le capteur résolveur

Le résolveur est un capteur de position qu'on peut trouver dans différentes applications telles que la robotique, les radars et les antennes satellite, l'avionique,... Il est surtout utilisé en association avec les machines synchrones. Ce capteur est constitué d'une partie fixe (stator) et d'une partie mobile (rotor). Le coefficient de couplage entre ces deux parties varie en fonction de la position du rotor Ψ . En alimentant le rotor par un signal sinusoïdal, deux signaux modulés sont recueillis au niveau du stator. La démodulation de ces derniers, permet de recueillir deux signaux sinusoïdaux en quadrature de phase. Le traitement de ces signaux permet d'obtenir la position mesurée θ . La figure (I.2) montre le principe du résolveur. Plusieurs algorithmes de traitement des signaux recueillis au niveau du stator existent pour l'obtention de la position.

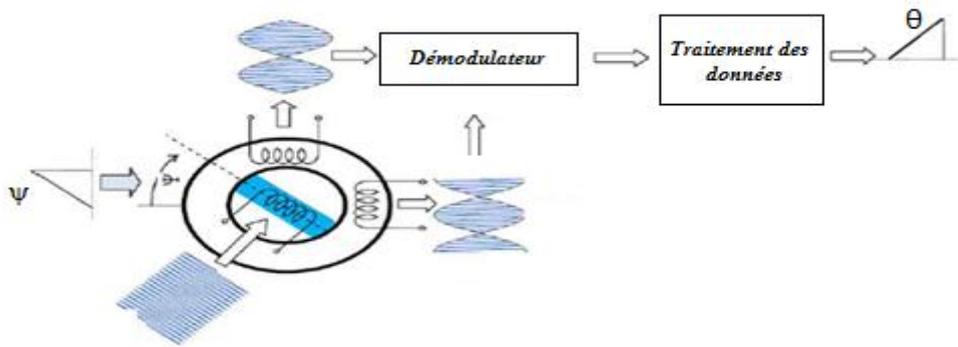


Figure I.2 Principe du capteur résolveur.

L'avantage majeur de ce type de capteur est sa robustesse. En effet, avec un capteur résolveur les pannes sont moins courantes. Toutefois, l'inconvénient qu'il présente est que la reconstitution de la position est plus complexe et nécessite l'élaboration d'un algorithme poussé contrairement au cas d'un capteur optique.

Les codeurs incrémentaux

Le codeur incrémental est un capteur optique qui génère des impulsions permettant la reconstitution de la position.

Comme tous les capteurs optiques, le codeur incrémental est composé de trois parties : mécanique, optique et électronique (figure I.3a). Il admet un disque avec fentes qui sera éclairé par la DEL. Ce disque comporte, comme indiqué sur la figure (I.3b), au maximum trois pistes.

Les deux pistes extérieures sont divisées en 'N' intervalles d'angles égaux qui sont alternativement opaques et transparents. Ces trois pistes ensemble permettent de générer les trois signaux de sortie du codeur incrémental. En faisant un tour complet, le faisceau lumineux traverse 'N' intervalles transparents et est interrompu 'N' fois. La réception se fait par le biais de photorécepteurs (photodiodes) décalés et installés derrière le disque. Ceci permet de générer deux signaux carrés l'un en quadrature de phase par rapport à l'autre. La résolution, dans ce cas, est égale à $360^\circ/2^N$. La fréquence des signaux récupérés est directement proportionnelle à la vitesse de rotation. La piste intérieure, quant à elle, ne comporte qu'une seule fenêtre transparente le reste est opaque. Après un tour complet du disque, cet intervalle n'est traversé qu'une seule fois par la lumière. Le signal délivré est alors un signal qui passe à '1' pendant que la lumière traverse la fenêtre transparente et continue à rester à zéro tout le restant du tour.

Les signaux générés grâce aux deux pistes extérieures sont appelés généralement 'A' et 'B' et sont déphasés d'un quart de période. Le signal généré par la piste intérieure est appelé 'Top

zéro' ou encore 'Z' et dure un quart de période. Ce signal 'Z' définit une position de référence et permet de la réinitialiser à chaque tour.

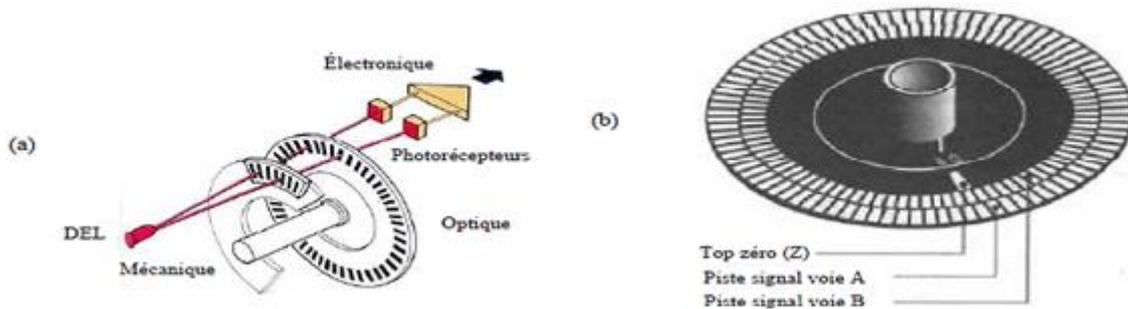


Figure I.3 Codeur incrémental (a) : composition, (b) : disque.

En fonction de l'avance ou du retard de phase entre 'A' et 'B', nous pouvons déterminer le sens de rotation. Le sens est positif si pendant le front montant du signal 'A', le signal 'B' est à zéro. Il est négatif si pendant le front montant du signal 'A', le signal 'B' est à un. Le déplacement de l'arbre est obtenu en réalisant un comptage ou un décomptage des impulsions générées.

Les signaux issus du capteur ne sont pas directement exploitables. Ils nécessitent un traitement préalable. L'exploitation finale dépendra alors du type de traitement effectué.

Les codeurs absolus

Les codeurs absolus sont des codeurs rotatifs optiques qui captent directement la position. Leur principe de fonctionnement est similaire à celui d'un codeur incrémental. La différence réside dans le disque.

Le disque des codeurs absolus est constitué de 'N' pistes concentriques. Chaque piste est divisée en segments égaux alternativement opaques et transparents. Chacune de ces 'N' pistes a son propre système de lecture (émetteur/récepteur de lumière). Sur la figure (I.4), est représenté un disque de codeur absolu à 12 pistes.

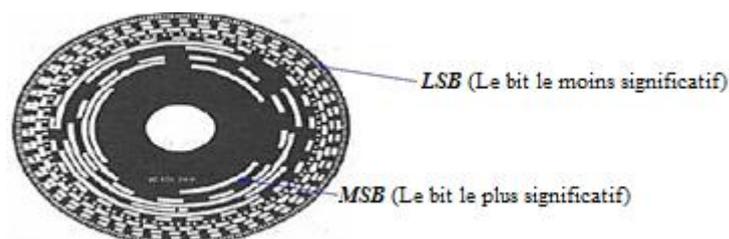


Figure I.4 Le disque du codeur absolu.

Deux pistes peuvent être distinguées. La première est la piste extérieure. Elle est appelée LSB (Less Significant Bit) et correspond au bit ayant le poids le plus faible. Cette piste inclut 2^N points équidistants. La résolution du codeur dans ce cas est 2^N points. La piste intérieure est une piste avec une moitié opaque et l'autre moitié transparente. Elle est nommée MSB (Most Significant Bit) et correspond au bit ayant le poids le plus fort. La lecture de la piste divisée en 'N' segments alternativement opaques et transparents permet de déterminer successivement dans quel $1/2^N$ tour, $1/2^{N-1}$ tour, ... on se situe. Le disque nous permet d'avoir, ainsi, un code binaire de longueur 'N'.

Le premier grand avantage du codeur absolu est qu'il est insensible aux coupures d'alimentation vu qu'après la reprise, il n'y a pas besoin de repositionner le capteur. Son second grand avantage consiste dans le fait qu'il soit moins sensible aux parasites que le codeur incrémental.

c) Les causes d'un défaut capteur

Les valeurs recueillies à la sortie des capteurs installés dans un entraînement électrique à vitesse variable sont des images de la valeur mesurée. Ces valeurs de sortie sont généralement des tensions que l'on doit d'abord traiter afin d'obtenir la valeur image de la valeur que l'on veut mesurer. Après traitement, il est aussi obligatoire de les convertir en un signal numérique compatible avec les entrées des cartes de commande, à l'aide de Convertisseurs Analogiques Numériques (CAN). L'étage de mesure entre la sortie du capteur et l'entrée de la carte de commande est communément appelé chaîne d'acquisition.

Outre les défaillances propres aux capteurs, un défaut peut alors provenir de la chaîne d'acquisition. En ce qui suit, les chaînes d'acquisition pour les capteurs courants et vitesse/position sont présentées.

Chaîne d'acquisition de la vitesse/position

Nous ne nous intéresserons dans le cadre de cette étude qu'au codeur incrémental car il reste celui le plus utilisé. Le codeur incrémental génère des sorties numériques en tension qui ne sont pas toujours adaptées au niveau requis des entrées des cartes de commande. Un étage d'adaptation de niveau de tension est alors ajouté.

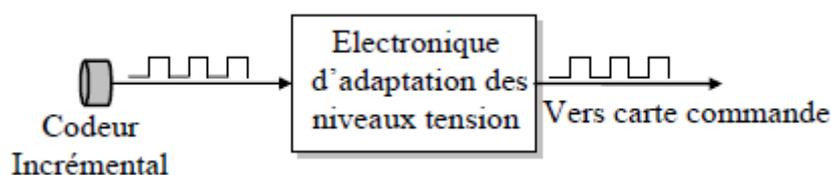


Figure I.5 Chaîne d'acquisition pour un codeur incrémental.

La chaîne d'acquisition pour un codeur incrémental est représentée par la figure (I.5). Comme ce capteur est installé sur l'arbre du moteur, il est soumis à des vibrations diverses. Ces vibrations pourraient être la source d'un détachement de l'un des fils produisant une perte d'informations.

Chaîne d'acquisition des courants

La sortie d'un capteur de courant est une tension image du courant capté. Cette tension alternative dans le cas de la mesure d'un signal alternatif, devra par la suite passer par un étage de conversion A/N, étant donné que la commande est numérique. Cependant, pour la plupart des convertisseurs A/N, la tension d'entrée à convertir doit être positive et comprise dans un intervalle spécifique limité par la pleine échelle du convertisseur A/N. D'un autre côté, il est souvent nécessaire d'ajouter un étage supplémentaire d'adaptation d'impédance entre la sortie du capteur et le montage électronique ajouté en aval. La figure (I.6) illustre la chaîne d'acquisition typique associée au capteur de courant.

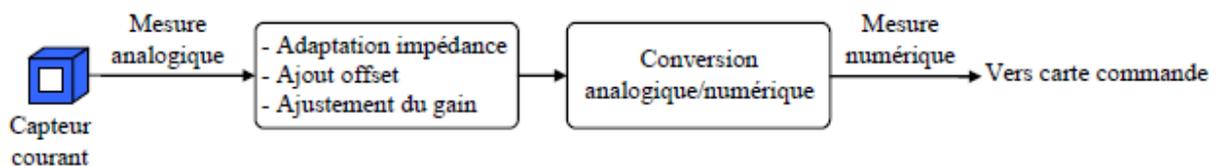


Figure I.6 Chaîne d'acquisition pour un capteur de courant.

Les deux étages à prévoir dans une chaîne d'acquisition pour un courant capté sont les suivantes :

- Etages d'acquisition : c'est un étage qui assure l'adaptation du signal de sortie du capteur à l'entrée de la carte de conversion. Il permet d'assurer le filtrage de ce signal, l'adaptation d'impédance et aussi l'ajout d'une composante continue afin de rendre le signal positif, tout en ajustant le gain de mesure.
- Etage de Conversion Analogique Numérique CAN : il transforme le signal positif présenté à son entrée en un signal numérique, dont le niveau de tension est compatible aux entrées des cartes de commande.

Cette chaîne d'acquisition pourrait alors être le siège de divers défauts. En effet, l'image du signal capté peut présenter différentes anomalies. Le signal recueilli à l'entrée de la carte de commande peut être alors un signal atténué ou amplifié (défaut gain) ou un signal non centré en zéro (défaut offset) ou encore tout simplement un signal nul (défaut total).

Il est donc indispensable de veiller à avoir une bonne mesure pour assurer un bon fonctionnement de la commande développée.

I.4.2.3 Les défauts actionneurs

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

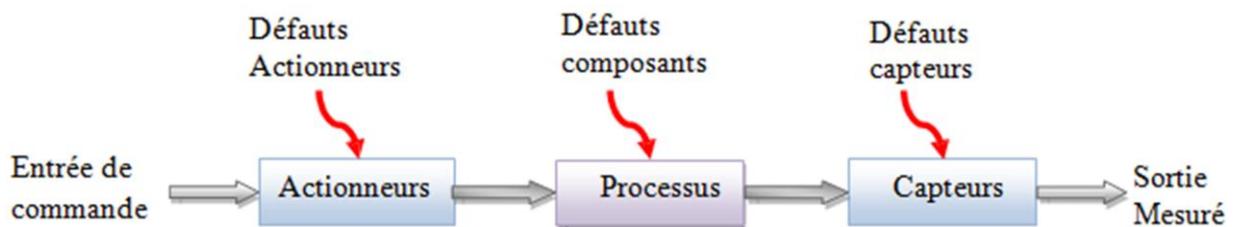


Figure I.7 Types de défauts.

Basée sur leurs influence sur les systèmes, les défauts cités ci-avant peuvent être qualifiés d'additif et multiplicatif, selon la figure (I.8) des défauts additifs s'ils affectent le comportement du procédé indépendamment des entrées connues (tels que les défauts actionneurs et défauts capteurs). S'ils affectent le procédé d'une façon dépendante des entrées connues, ils sont considérés comme étant multiplicatifs (défauts système) [7].

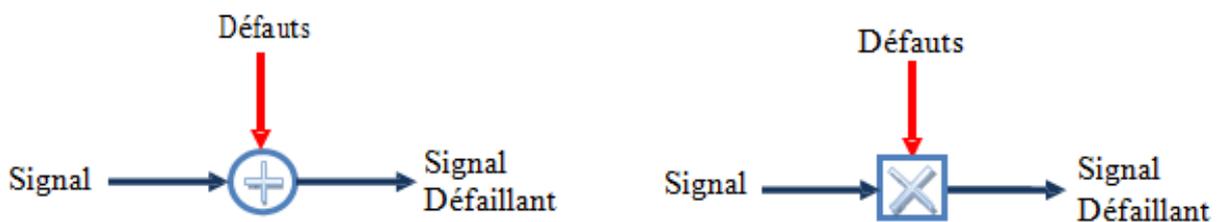


Figure I.8 Défauts additif et multiplicatif.

I.5 ETAT DE L'ART DES SYSTEMES FTC

Un système de commande tolérant aux défauts est un système capable de maintenir la stabilité et un certain degré de performance en présence de défauts [2]. On distingue deux approches : passive et active. Dans l'approche passive on utilise les techniques du contrôle robuste de manière à ce que le système en boucle fermée reste insensible à un ensemble connu des défauts. Cette approche ne nécessite aucun schéma de détection de défauts ni aucune reconfiguration de loi de commande, donc du point de vue calcul elle est plus attractive. Mais son applicabilité est très limitée à cause de ses désavantages:

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

A l'opposé de la voie passive, l'approche active réagit ' activement ' sur les défauts en reconfigurant la loi de commande de manière à maintenir la stabilité et les performances du système [8]. Cette approche permet alors de traiter des défauts imprévus mais nécessite une technique de détection et d'isolation de défauts (FDD) et une méthode de reconfiguration de la loi de commande comme le montre La figure (I.9) qui présente un schéma typique de systèmes de commande tolérante aux défauts [2] avec 4 principaux composants : un bloc de diagnostic de défauts (en anglais Fault Detection and Diagnosis, FDD) donnant des informations en temps réel, un mécanisme de reconfiguration, un régulateur reconfigurable et une référence appliquée au système. Dans le schéma de FDD, les paramètres en défaut ainsi que les variables d'état du système doivent être estimés en ligne. Ce schéma de FDD doit permettre de prendre en compte les différents types de défauts intervenant sur le système et d'assurer la fiabilité de ses informations pour activer le mécanisme de reconfiguration en un temps minimal. A partir de cette information en ligne produite par le module de FDD, le régulateur reconfigurable doit être synthétisé automatiquement pour maintenir la stabilité et la dynamique du système ainsi que ses performances initiales. De plus, afin d'assurer que le système en boucle fermée soit capable de suivre la commande de référence/trajectoire spécifiée même en présence de défauts, un régulateur "feedforward" reconfigurable doit pouvoir être synthétisé pour réaliser un asservissement. Dans le cas de dégradation de performances du système, la commande de référence doit permettre d'ajuster l'entrée de commande ou la trajectoire de référence automatiquement ou informer les opérateurs humains de la présence de défauts.

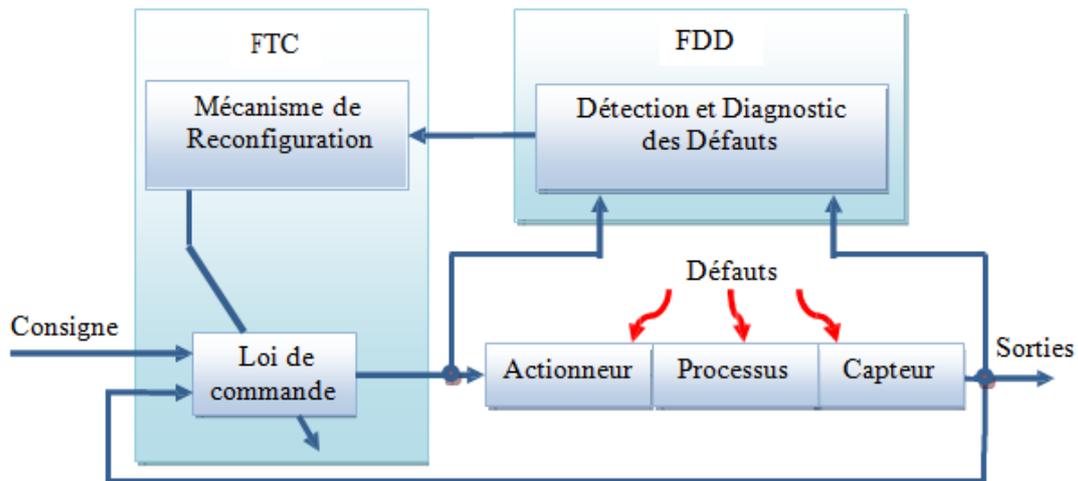


Figure I.9 Schéma de principe d'une loi de commande FTC active.

Comme nous avons dit, les approches FTC sont divisées en deux classes : les approches passives et les approches actives. Voir la figure (I.10) Les méthodes actives sont généralement classifiées en deux sous classes : l'accommodation de défauts, et la reconfiguration du système.

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

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

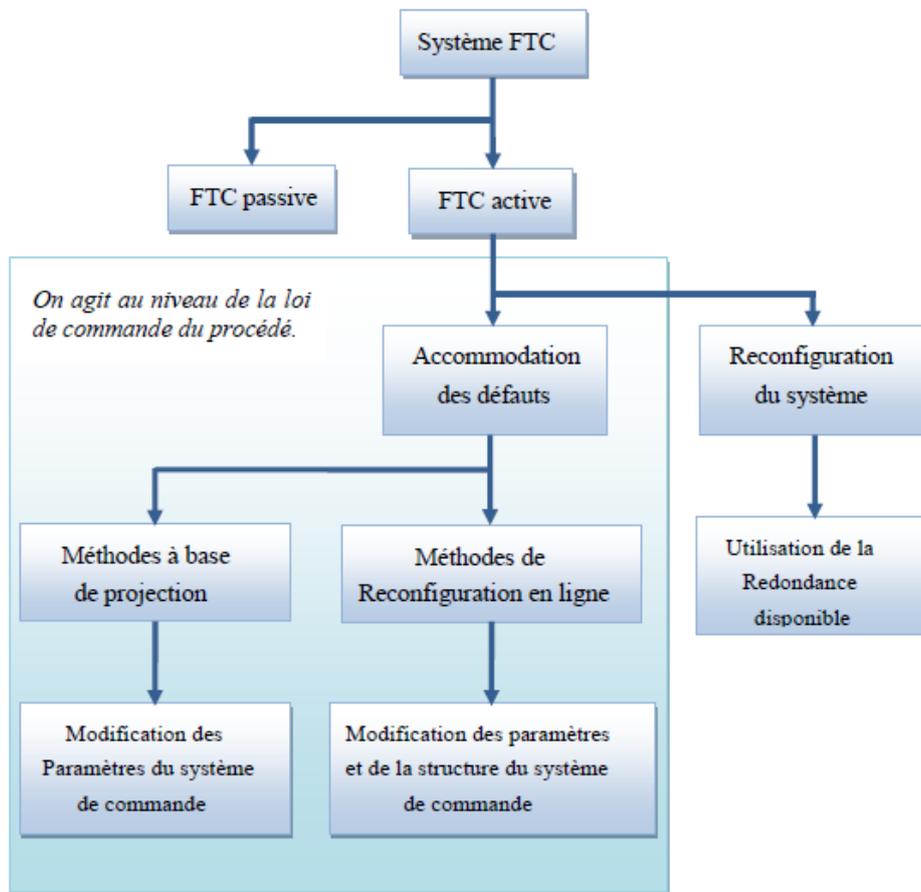


Figure I.10 Classification des approches FTC.

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

1. Le problème majeur dans cette approche consiste en la limitation du temps disponible pour recalculer la loi de commande à chaque instant de détection d'un défaut.
2. Ainsi le problème le plus important, est probablement l'intégration des blocs FTC et FDD du système. La majorité des approches dans la littérature se concentrent sur l'une de ces deux parties en considérant que l'autre est absente ou qu'elle est parfaite. Pour être plus spécifique, d'une part, plusieurs algorithmes FDD ne considèrent pas le système en boucle fermée et d'autre part, plusieurs méthodes FTC supposent que l'estimation des défauts par le bloc FDD est parfaite. Il est très important de réaliser l'une des deux parties en considérant la présence et l'imperfection de l'autre. Si le bloc FDD fournit des informations que le bloc FTC ne comprend pas, elles seront mal-interprétées et on risque de perdre la stabilité du système.
3. Dans le cas stochastique, ce type d'approche engendre aussi un autre problème très peu étudié dans le contexte déterministe. Lorsqu'un défaut apparaît, au départ, il n'y a pas assez d'informations en terme d'entrées/sorties système alimentant le bloc FDD, et ce dernier n'est pas capable de diagnostiquer le défaut. Pour cette raison Le bloc FTC doit supporter

les incertitudes dans les estimations du bloc FDD et assurer au moins la stabilité durant la période transitoire nécessaire pour le diagnostic du défaut.

4. Très souvent, pour représenter les dynamiques des systèmes physiques réels, les modèles linéaires manquent de précision et on doit utiliser les modèles non linéaires. Ceci nécessite le développement de techniques FTC capables de traiter explicitement les non-linéarités dans les représentations mathématiques des systèmes.
5. Un autre problème très important est qu'un système commandé en temps réel, possède une saturation dans le signal de commande, c'est-à-dire que le signal d'entrée ne doit pas dépasser une certaine valeur. On doit donc concevoir une commande qui n'est pas active au-delà des limites de la saturation dans des conditions normales. Cependant, les défauts peuvent ramener le signal de commande au-delà des limites de saturation.

I.6 DIFFERENTES METHODES FTC

Lorsqu'un recours à des chaînes redondantes d'actionneurs, composants et/ou capteurs n'est pas possible, l'objectif est alors de concevoir des stratégies d'accommodation de défauts permettant de compenser complètement ou partiellement l'effet du défaut en utilisant les ressources disponibles. De très bons états de l'art sur l'analyse de ces méthodes peuvent être trouvés dans la liste non exhaustive des références suivantes : [9, 10, 11]. Dans ces références, on peut identifier les principales méthodologies pour la conception de stratégies d'accommodation de défauts :

I.6.1 Techniques FTC passives

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

Dans [12], les auteurs proposent de modéliser l'effet des défauts sur le système par un processus aléatoire. Une méthodologie basée sur la minimisation d'un critère LQG, est ensuite utilisée pour synthétiser le correcteur FTC. Dans [13], l'idée est d'utiliser la paramétrisation de Youla comme degré de liberté pour atteindre les performances FTC requises. Le problème est résolu à l'aide de la technique « *loop shaping* » de la commande robuste H_∞ . La minimisation d'un critère H_∞ est aussi le point initial autour duquel les travaux de Yang et Lum [14] sont développés. La méthode de synthèse mise en jeu est basée sur les inégalités matricielles linéaires (LMI), ou sur la résolution d'équations algébriques de Riccati. La méthodologie proposée par Marcos et Balas [15] consiste à synthétiser un régulateur à quatre degrés de liberté (*4-DOF controller*). La méthodologie implique donc la gestion d'un compromis entre les performances de régulation et de diagnostic. Même si

l'idée de départ est séduisante d'un point de vue conceptuel, ce type de solution reste pour le moins discutable car cela conduit à détériorer les performances du système commandé en fonctionnement nominal (non défaillant).

I.6.2 Techniques FTC actives

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

Méthode du pseudo inverse

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

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

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

$$\begin{cases} \dot{X}_f = A_f X_f + B_f u_f \\ Y_f = C_f X_f \end{cases} \quad (\text{I.2})$$

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

$$u_f = -K_f X_f \text{ telle que : } A - BK = A_f - B_f K_f \quad (\text{I.3})$$

D'où :

$$K_f = B_f^+ (A_f - A + BK) \quad (\text{I.4})$$

B_f^+ étant la matrice pseudo inverse de B_f .

Les avantages de cette approche sont d'une part, sa simplicité ce qui la rend convenable à une implémentation en ligne, et d'autre part, la possibilité d'exprimer le changement dans toutes les matrices d'état en cas de défaut [7].

Mais, le principal inconvénient relatif à cette méthode réside dans le fait que la loi de commande optimale ne garantit pas toujours la stabilité en boucle fermée du système défaillant. Afin de palier à ce problème, la méthode pseudo-inverse modifiée a été développée. D'autres modifications et améliorations de cette méthode ont été par la suite proposées dans la littérature.

Méthode de placement de structure propre

Pour la conception de loi de commande tolérante aux défauts cette méthode a été introduite initialement dans [16] et a fait l'objet de plusieurs publications (voir par exemple [17]). C'est une méthode plus intuitive que la méthode du pseudo inverse, son objectif est de ramener la structure propre (c'est-à-dire les vecteurs et les valeurs propres) de la matrice A du modèle en boucle fermée en cas de défauts à la structure propre nominale. L'idée principale est d'affecter exactement certaines valeurs propres dominantes et en même temps de minimiser l'écart entre les vecteurs propres correspondants. L'avantage de cette approche comparée à la méthode du pseudo inverse, réside dans le fait que la solution fournie (si elle existe), assure la stabilité de la boucle fermée du système défaillant.

Commande adaptative

La commande adaptative forme une classe très convenable pour l'approche FTC active. Grâce à leur capacité d'adaptation automatique aux changements des paramètres du système, c'est peut-être l'approche la plus intuitive pour l'accommodation aux défauts internes. En effet, un défaut interne agit sur le système et provoque des variations des paramètres. L'identification en ligne de ces paramètres va permettre la modification de ceux du régulateur à structure fixe. Ces méthodes ont fait l'objet de beaucoup d'études, notamment dans le domaine de l'aéronautique. Néanmoins, l'un des inconvénients de ces approches réside dans la difficulté de déterminer les matrices de pondération nécessaires au compromis stabilité /performance. Ainsi, les différentes situations étudiées ne font souvent intervenir que des défauts peu sévères et la présence de bruits n'est pas prise en compte.

Commande prédictive

Tout le potentiel de la commande prédictive à résoudre le problème de l'accommodation aux défauts a été montré par Maciejowki [18]. Elle consiste à résoudre, à chaque pas de temps, un problème de commande optimale, c'est-à-dire déterminer l'action de commande qui minimise l'écart entre une prédiction de la sortie du système et la trajectoire de référence désirée. En plus, la commande prédictive offre la possibilité de traiter explicitement les contraintes sur les entrées et l'état du système en les introduisant dans le problème d'optimisation. L'intérêt de

cette méthode dans un contexte FTC est de pouvoir modifier en ligne les différentes contraintes de contrôle de façon à garantir un niveau de performance acceptable. On notera tout de même que l'utilisation de la commande MPC nécessite une optimisation en ligne, exigeant une grande puissance de calcul.

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

Commande multi-modèle

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

$$u_i = K_i \hat{X}_i \quad (I.5)$$

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

$$P(H_i/r_i) = \frac{P(H_i)P(r_i/H_i)}{\sum_{i=1}^n [P(H_i)P(r_i/H_i)]} \quad (I.6)$$

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

$$U = \sum_{i=1}^n u_i P(H_i/r_i) \quad (I.7)$$

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

Modèle de référence

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

$$\begin{cases} \dot{X}_m = A_m X_m + B_m r \\ y_m = X_m \end{cases} \quad (\text{I.8})$$

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

$$u = K_r r + K_x X \quad (\text{I.9})$$

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

$$\begin{cases} \dot{X}_f = A_f X + B_f u \\ y = C_f X \end{cases} \quad (\text{I.10})$$

Où $u \in \mathfrak{R}^m$ correspond aux entrées de commande, $y \in \mathfrak{R}^p$ aux sorties mesurées et $X \in \mathfrak{R}^n$ aux états du système et où A_f , B_f et C_f sont des matrices d'état dépendant du vecteur de paramètres f correspond à un vecteur de paramètres dont la variation autour de sa valeur nominale traduit l'effet des défauts considérés. On cherche alors les matrices K_r et K_x telles que le système défaillant (I.10) coïncide au modèle de référence (I.8) en boucle fermée.

Il vient alors que :

$$\begin{cases} K_x = (C_f \cdot B_f)^{-1} \cdot (A_m - C_f \cdot A_f) \\ K_r = (C_f \cdot B_f)^{-1} \cdot B_m \end{cases} \quad (\text{I.11})$$

Comme nous le montre le résultat (I.11), une première limitation de cette méthode est liée au fait que la solution au problème « model following » existe si le système a le même nombre

de signaux mesurés que d'actionneurs. Lorsque les matrices du système (A_f , B_f) dans (I.11) sont inconnues, on peut les substituer par une estimation de ces valeurs (\hat{A} , \hat{B}), il en résulte alors une méthode indirecte (ou explicite), qui ne garantit pas la stabilité en boucle fermée. Afin de palier à ce problème, la méthode dite directe (ou implicite) peut être utilisée. L'idée consiste à calculer directement les matrices de gain des correcteurs K_r et K_x à partir d'une méthode adaptative.

Bloc FDD et FTC intégrés

Une autre approche de commande tolérante aux défauts consiste à intégrer le processus de surveillance des défauts FDD dans la procédure de commande FTC. Dans ce cas, les défauts possibles, sont représentés par des signaux et estimés par le même algorithme qui calcule la loi de commande. Les défauts sont tout d'abord modélisés puis une commande insensible à ces derniers est conçue. Ainsi, l'opérateur peut être averti de la présence du défaut grâce aux processus de surveillance [3].

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

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

I.7 CONCLUSION

Dans ce premier chapitre, nous avons donné un état de l'art des principales commandes tolérantes aux défauts. En plus, nous avons détaillé les défauts capteurs (Courant et vitesse) pour amener et justifier le choix et l'orientation de ce mémoire. Il est en question donc de donner les différents types de capteurs de courant et de vitesse ainsi les causes provoquant un défaut capteur. Aussi, nous avons donné les différentes notions théoriques, définitions et concepts relatifs au domaine FTC. Pour chaque méthode FTC nous avons discuté son principe, ses avantages et ses inconvénients.

Chapitre II

COMMANDES PASSIVES TOLERANTES AUX DEFAUTS APPLIQUEES A LA MAS

Chapitre II

Commandes passives tolérantes aux défauts appliquées à la MAS

II.1 INTRODUCTION

La plupart des systèmes physiques (procédés) qui nous entourent sont non linéaires. Bien souvent, ces non linéarités sont faibles ou ne sont pas visibles sur la plage d'opérations de ces procédés. Le souci constant d'améliorer les performances des systèmes commandés conduit à des modélisations de plus en plus précises qui permettent de répondre sur une plus large plage d'opérations. C'est à ce moment que les non linéarités se font sentir et rendent les outils d'analyse et/ou de synthèse des lois de commande, utilisés dans le domaine linéaire, caduques et absolument incapables de rendre compte de certains phénomènes. C'est pourquoi, depuis quelques années, beaucoup de recherches ont été effectuées dans le domaine de la commande des systèmes non linéaires.

Dans ce chapitre est présentée une brève modélisation de la machine asynchrone et quelques stratégies de commande passive tolérante aux défauts. Une commande vectorielle en champ orienté est discutée dans un repère tournant (d, q) , ainsi que les limites associées, justifiant le choix d'une commande non linéaire. De même, une autre loi de commande est discutée, c'est la commande de linéarisation entrée-sortie par bouclage en utilisant les outils mathématiques de la géométrie différentielle. Le choix de ces lois de commande est motivé par le fait qu'elles font intervenir les concepts de linéarité et de non-linéarité et elles sont des méthodes validées industriellement, d'où l'intérêt de les aborder.

Les lois de commande par orientation de flux et par linéarisation entrée-sortie sont simulées numériquement pour comparer leur performance et robustesse vis-à-vis des défauts composants ou systèmes afin de choisir la meilleure entre elles qui se sera utile dans le reste de notre travail.

II.2 MODELE DE LA MACHINE ASYNCHRONE TRIPHASE

La figure (II.1) représente la structure principale de la machine asynchrone, elle est composée de six enroulements dans l'espace électrique, les axes statoriques sont décalés entre eux d'un angle $\frac{2\pi}{3}$, ainsi que les axes rotoriques. L'angle θ représente l'angle entre l'axe de la phase

rotorique de référence (R_a) et l'axe fixe de la phase statorique de référence (S_a). Les flux sont considérés positifs selon le sens des axes des enroulements de la MAS.

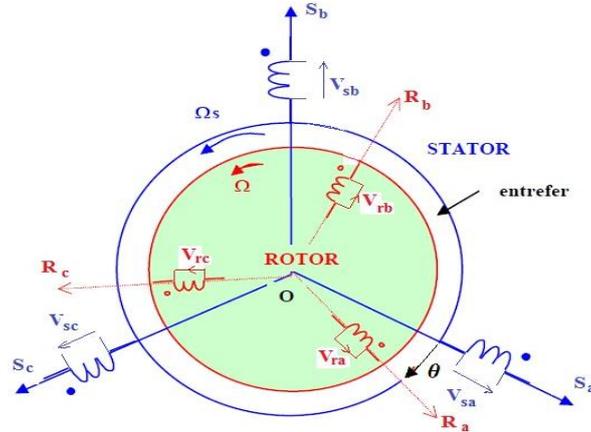


Figure II.1 Représentation des enroulements de la machine asynchrone triphasée dans l'espace électrique.

Le modèle mathématique de la machine asynchrone qui sera utilisé par la suite pour la synthèse des différents observateurs et commandes développés tout au long de ce travail développé dans le repère fixe lié au stator (α, β) (voir annexe [B]) est donné sous forme d'état par [19]:

$$\dot{x} = f(x) + B \cdot u + d \cdot Cr \tag{II.1}$$

Où

$$x = \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \\ \phi_{r\alpha} \\ \phi_{r\beta} \\ w \end{bmatrix} ; \quad B = \begin{bmatrix} b_1 & 0 \\ 0 & b_2 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} ; \quad d = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ d_1 \end{bmatrix} \tag{II.2}$$

Tel que :

$i_{s\alpha}$ et $i_{s\beta}$ sont les composantes biphasées des courants statoriques de la machine dans le repère (α, β).

$\phi_{r\alpha}$ et $\phi_{r\beta}$ sont les composantes biphasées des flux rotoriques de la machine dans le repère (α, β).

ω est la vitesse mécanique de la machine.

Le modèle (II.1) peut être réécrit d'une façon plus détaillée :

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = f_1(x) + b_1 u_1 \\ \dot{x}_2 = f_2(x) + b_2 u_2 \\ \dot{x}_3 = f_3(x) \\ \dot{x}_4 = f_4(x) \\ \dot{x}_5 = f_5(x) + d_1 Cr \end{cases} \quad (\text{II.3})$$

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

$$\begin{cases} f_1(x) = a_1 x_1 + a_2 x_3 + a_3 x_4 x_5 \\ f_2(x) = a_4 x_2 + a_5 x_3 x_5 + a_6 x_4 \\ f_3(x) = a_7 x_1 + a_8 x_3 + a_9 x_4 x_5 \\ f_4(x) = a_{10} x_2 + a_{11} x_3 x_5 + a_{12} x_4 \\ f_5(x) = a_{13} x_1 x_4 + a_{14} x_2 x_3 + a_{15} x_5 \end{cases} \quad (\text{II.4})$$

Paramètres du modèle d'état

Soit le vecteur \mathfrak{g} composé des coefficients a_i , b_i et d_i du modèle de la machine

$$\mathfrak{g} = [a_1 \ a_2 \ a_3 \ a_4 \ a_5 \ a_6 \ a_7 \ a_8 \ a_9 \ a_{10} \ a_{11} \ a_{12} \ a_{13} \ a_{14} \ a_{15} \ b_1 \ b_2 \ d_1] \quad (\text{II.5})$$

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

$$\begin{aligned} a_1 = a_4 &= -\left(\frac{1}{T_s \sigma} + \frac{1-\sigma}{T_r \sigma}\right) = -\frac{L_r^2 R_s + M^2 R_r}{L_r(L_r L_s - M^2)}; \quad a_2 = a_6 = \frac{1-\sigma}{T_r M \sigma} = \frac{M R_r}{L_r(L_r L_s - M^2)}; \\ a_3 = -a_5 &= \frac{1-\sigma}{M \sigma} = \frac{M}{L_r L_s - M^2}; \quad a_7 = a_{10} = \frac{M}{T_r} = \frac{M R_r}{L_r}; \quad a_8 = a_{12} = -\frac{1}{T_r} = -\frac{R_r}{L_r}; \\ a_9 = -a_{11} &= -l; \quad a_{13} = -a_{14} = \frac{p^2 M}{J L_r}; \quad a_{15} = -\frac{f}{J}; \quad b_1 = b_2 = \frac{1}{\sigma L_s} = \frac{L_r}{L_r L_s - M^2}; \quad d_1 = \frac{p}{J}; \end{aligned}$$

Avec :

$$\sigma = l - \frac{M^2}{L_r L_s} : \text{Coefficient de dispersion. } T_r = \frac{L_r}{R_r} : \text{Constante de temps rotorique.}$$

$$T_s = \frac{L_s}{R_s} : \text{Constante de temps statorique.}$$

R_s et R_r : respectivement la résistance du stator et du rotor.

L_s et L_r : sont respectivement l'inductance propre cyclique du stator et du rotor.

M : Inductance mutuelle cyclique entre stator et rotor.

J : Moment d'inertie.

f : Coefficient de frottement.

p : Nombre de paires de pôles.

Les paramètres de la MAS utilisée dans ce travail [19] sont donnés en Annexe [A].

II.3 MODELE DE LA MAS EN PRESENCE DE DEFAUTS

Le modèle de la MAS change en présence de défauts. Un terme V représentant une perturbation inconnue mais tout le temps bornée, qui résulte de la présence d'un ou plusieurs défauts dans la machine. Cette perturbation s'ajoute dans modèle (II.1) qui s'écrit alors en absence de perturbations paramétriques sous la forme :

$$\dot{x} = f(x) + B u + d Cr + \sigma V \quad (\text{II.6})$$

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

$$\sigma = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \text{ et } V = \begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \end{bmatrix} \quad (\text{II.7})$$

Donc la représentation d'état de la machine en présence de défauts devient :

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = f_1(x) + b_1 u_1 + V_1 \\ \dot{x}_2 = f_2(x) + b_2 u_2 + V_2 \\ \dot{x}_3 = f_3(x) \\ \dot{x}_4 = f_4(x) \\ \dot{x}_5 = f_5(x) + d_1 Cr \end{cases} \quad (\text{II.8})$$

Les calculs (voir annexe [D]) mènent vers la forme suivante de V :

$$V = \begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \end{bmatrix} = - \begin{bmatrix} a_1 \cdot Q_d \cdot z + Q_d \cdot S \cdot z \\ a_4 \cdot Q_q \cdot z + Q_q \cdot S \cdot z \end{bmatrix} \quad (\text{II.9})$$

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

$$\begin{cases} Q_d = [1 & 0 & 1 & 0 & \dots & 1 & 0] \\ Q_q = [0 & 1 & 0 & 1 & \dots & 0 & 1] \end{cases} \quad (\text{II.10})$$

Et

$$\dot{z} = S \cdot z \quad (\text{II.11})$$

Tel que

$$\begin{cases} S = \text{diag}(S_i) \\ S_i = \begin{bmatrix} 0 & \omega_i \\ -\omega_i & 0 \end{bmatrix} \\ j = 1, \dots, n_f \end{cases} \quad (\text{II.12})$$

Et on a :

$$\begin{cases} \dim(S) = 2n_f \times 2n_f \\ \dim(z) = 2n_f \times 1 \end{cases} \quad (\text{II.13})$$

On écrit alors l'équation (II.11) sous une nouvelle forme :

$$\begin{bmatrix} \dot{z}_1 \\ \dot{z}_2 \\ \vdots \\ \dot{z}_{2n_f} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_1 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & S_2 & \dots & \vdots \\ \vdots & \vdots & \ddots & 0 \\ 0 & \dots & 0 & S_{2n_f} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} z_1 \\ z_2 \\ \vdots \\ z_{2n_f} \end{bmatrix} \quad (\text{II.14})$$

Se basant sur (II.9) on peut écrire les perturbations des défauts V sous une forme d'une multiplication matricielle comme suit :

$$\begin{cases} V = - \begin{bmatrix} a_1 \cdot Q_d + Q_d \cdot S \\ a_4 \cdot Q_q + Q_q \cdot S \end{bmatrix} \cdot z = - \Gamma \cdot z \\ \text{Soit} \\ \Gamma = \begin{bmatrix} \Gamma_1 \\ \Gamma_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} [a_1 \cdot Q_d + Q_d \cdot S] \\ [a_4 \cdot Q_q + Q_q \cdot S] \end{bmatrix} \end{cases} \quad (\text{II.15})$$

Enfin, les défauts vus de cette manière, sont des perturbations qu'on introduit dans le système (II.3) et qui sont générées par le système (II.11) ce qu'on peut récapituler ainsi :

$$\begin{cases} \dot{z} = S \cdot z \\ V = - \Gamma \cdot z \end{cases} \quad (\text{II.16})$$

II.4 RESULTATS DE SIMULATION

Nous simulons en boucle ouverte tous les modèles de la MAS (sain et avec défauts) que nous avons donnés ci-dessous.

D'abord, le comportement de la machine sans aucune charge pour vérifier le bon fonctionnement du modèle, 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. Enfin l'effet de deux défauts, un dans le stator et un autre dans le rotor provoquant trois harmoniques.

Figure II.2

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

Figure II.3

Entre $t = 1.5$ sec et $t = 2.5$ sec nous introduisons un couple de charge égal au couple nominal.
Entre $t = 3$ sec et $t = 4$ sec nous introduisons une variation de 80% dans les paramètres résistifs (R_s et R_r) et mécaniques (j et f) de la machine.
A $t = 6$ sec nous introduisons un couple de charge égal à deux fois le couple nominal.

Figure II.4

A $t = 1.5$ sec nous introduisons un défaut au niveau du stator générant une harmonique de fréquence 10 Hz, d'amplitude 5 et de phase nulle.

Figure II.5

A $t = 1.5$ sec nous introduisons deux défauts ; un au niveau du stator générant une harmonique de fréquence 10 Hz, d'amplitude 5 et de phase nulle et l'autre au niveau du rotor générant deux harmoniques de fréquences 15 Hz et 20 Hz, d'amplitudes 8 et 10 respectivement et de phases nulles.

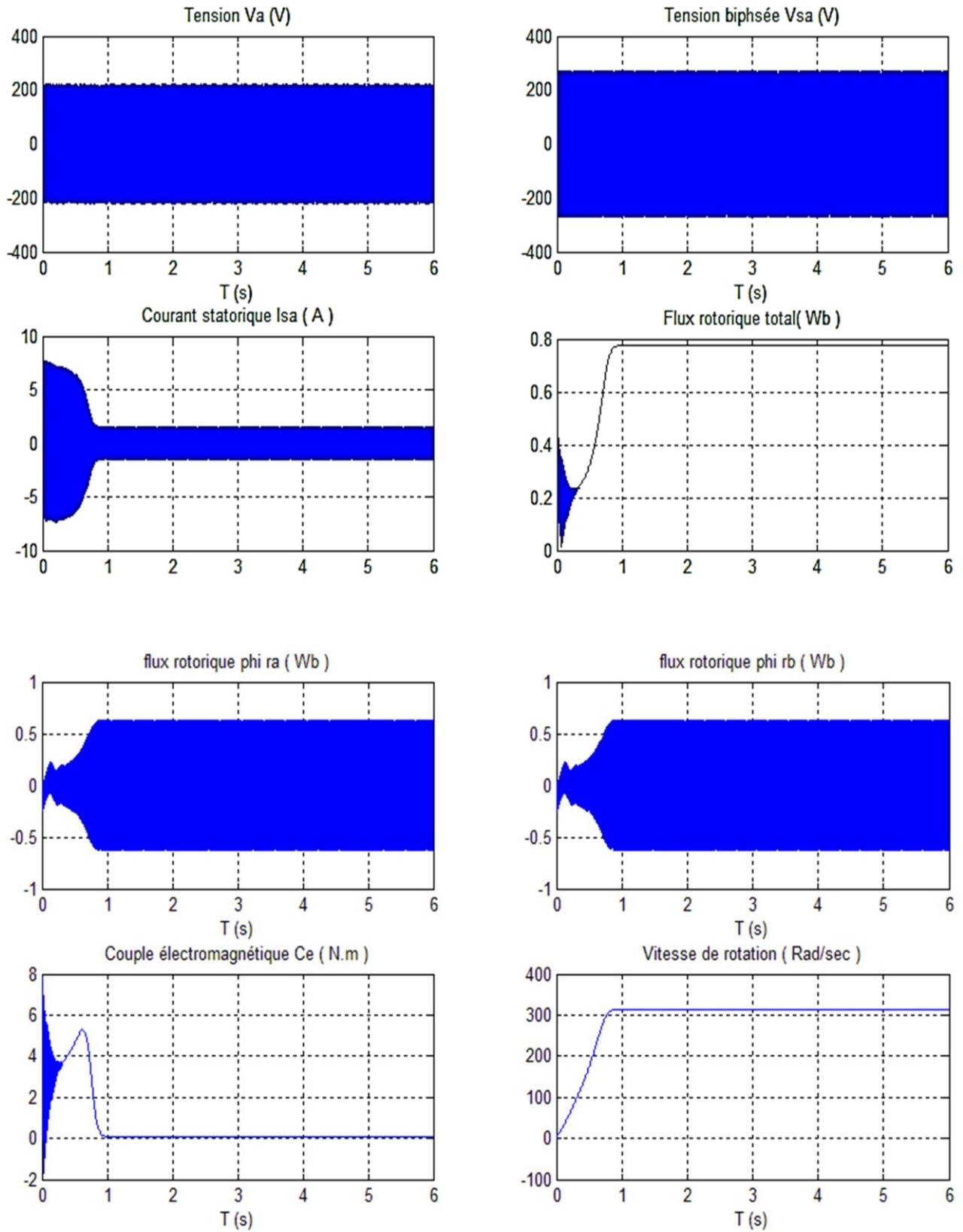


Figure II.2 Simulation de la machine sans aucune charge.

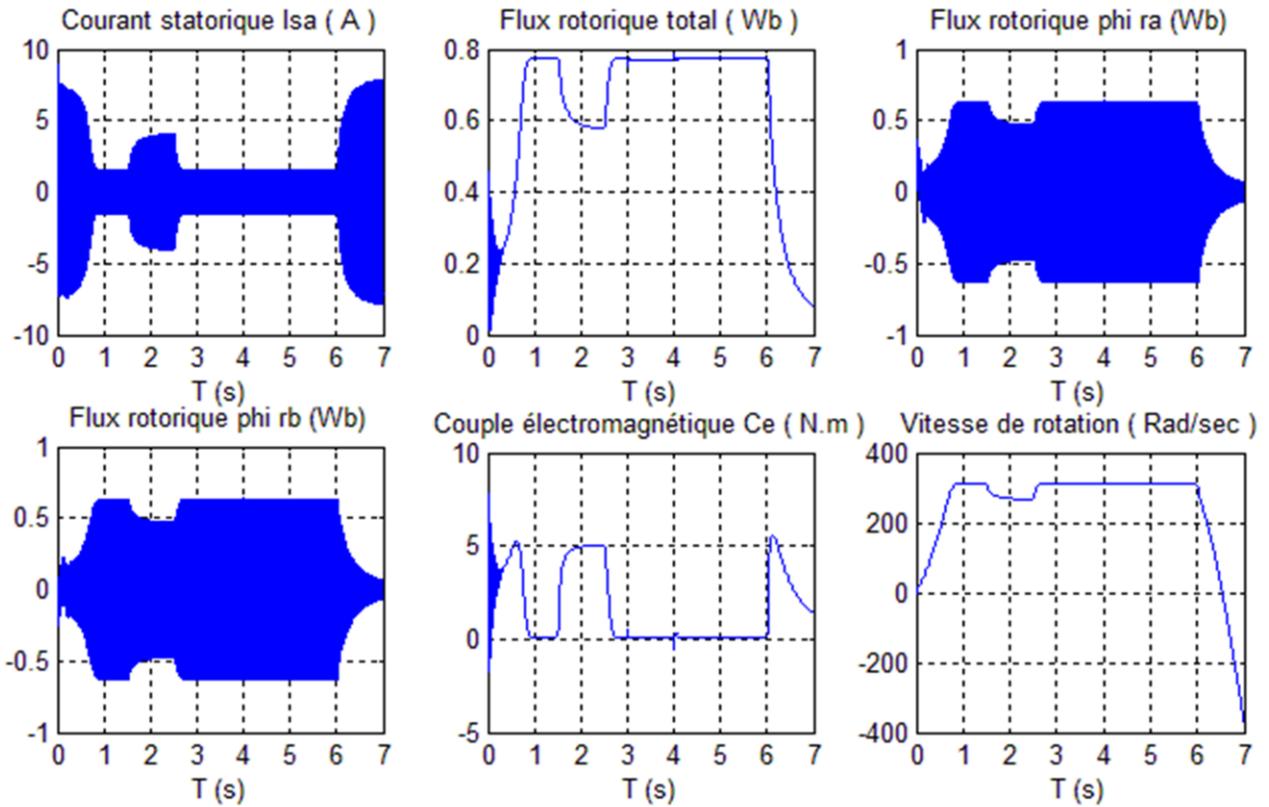


Figure II.3 Effet des perturbations paramétriques et du couple de charge.

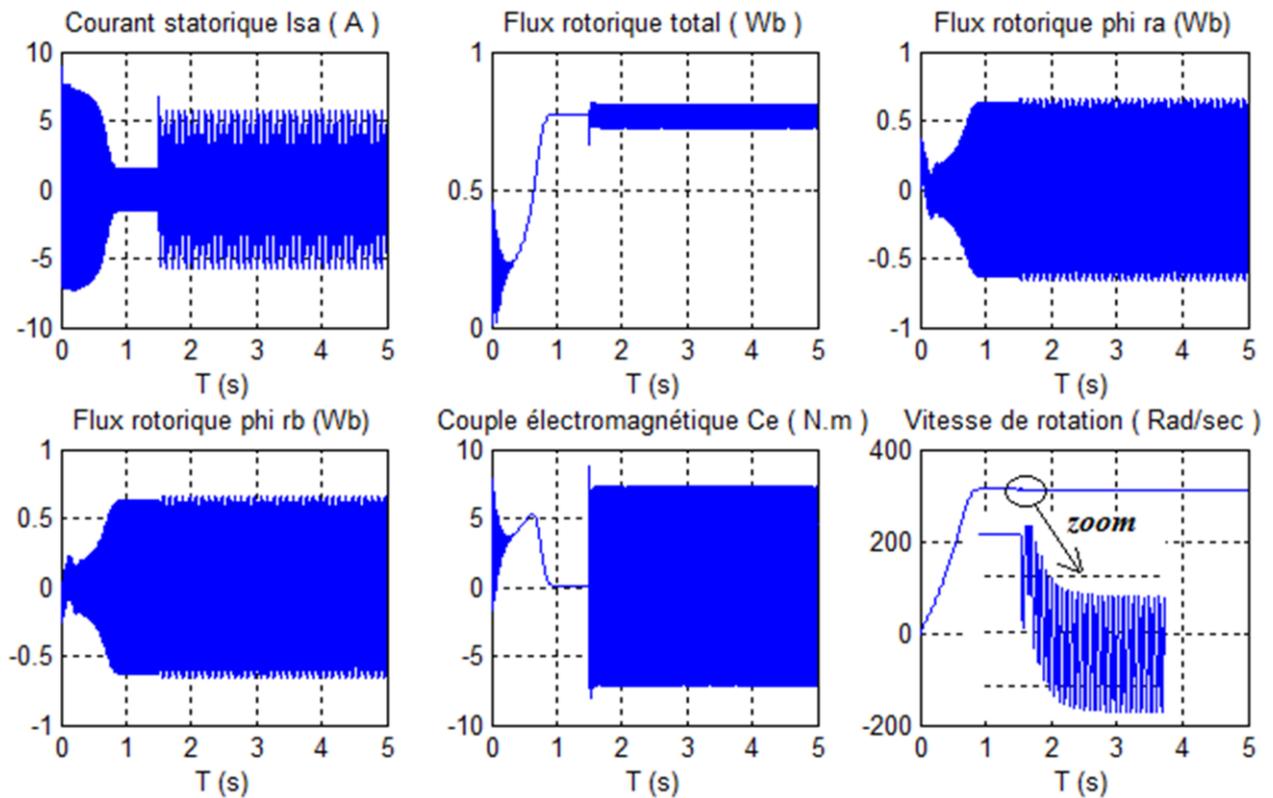


Figure II.4 Effet d'une harmonique due à un seul défaut.

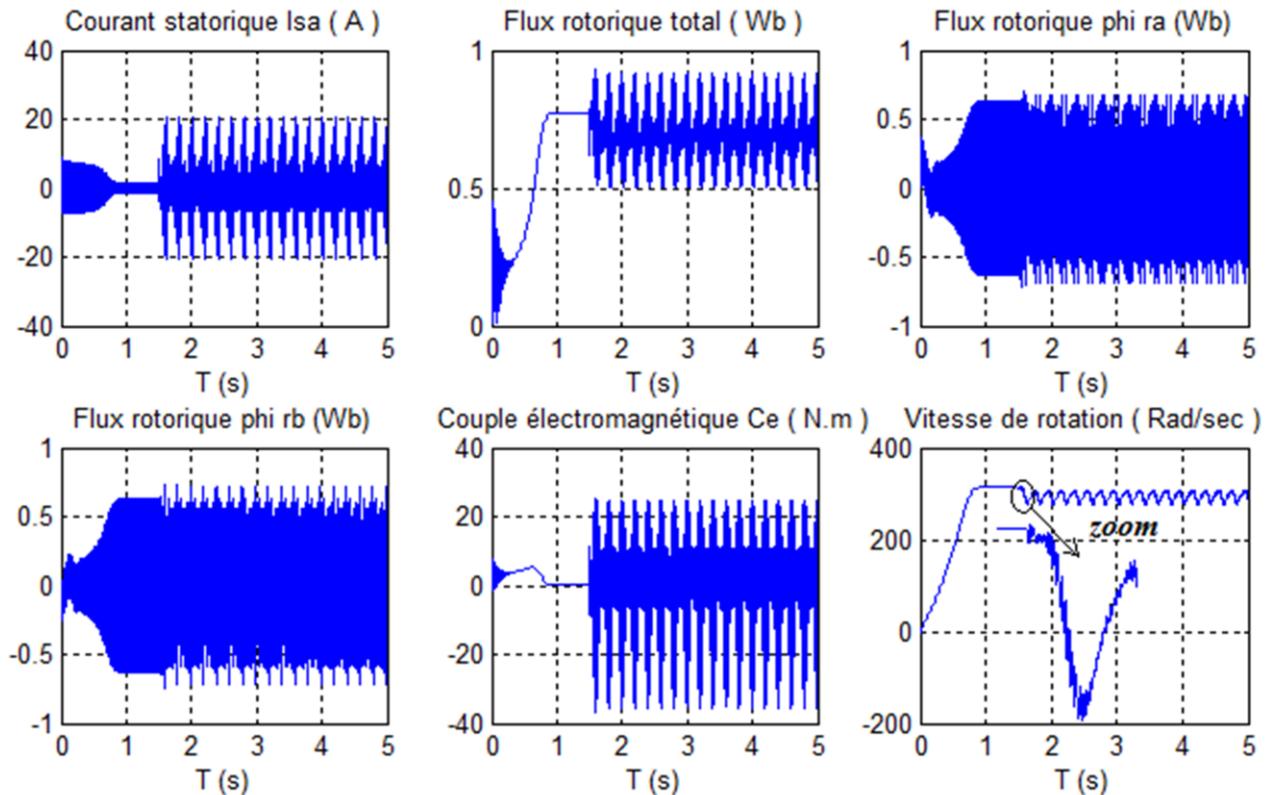


Figure II.5 Effet de trois harmoniques dues à deux défauts (stator et rotor).

II.5 COMMANDES PASSIVES TOLERANTES AUX DEFAUTS

II.5.1 Commande linéarisante Entrée/Sortie

Le but de cette section est de commander la machine asynchrone par une linéarisation entrée-sortie (E/S). Cette méthode de commande assure le découplage et la linéarisation des relations entre les entrées et les sorties. Supposant que la totalité du vecteur d'état est connue (mesurable ou estimée), il est ainsi possible de concevoir un retour d'état non linéaire capable d'assurer la stabilité du système bouclé. Plusieurs travaux [20, 21, 22] ont démontré que cette technique de commande non linéaire a fait apparaître des propriétés intéressantes quant au découplage couple/flux, au temps de réponse en vitesse, et à la robustesse vis-à-vis des perturbations (couple de charge). Cette structure de commande apparaît ainsi comme une alternative intéressante à la commande par orientation de flux. L'objectif de notre travail est un contrôle multi-variable avec la vitesse et le flux comme sorties.

II.5.1.1 Application de la commande linéarisante à la MAS

Le modèle d'état de la machine asynchrone (II.3), dans un repère fixe lié au stator (α, β), est une représentation non linéaire de la forme :

$$\dot{x} = f(x) + g \cdot u \quad (\text{II.17})$$

Où la matrice $g = B$ (donnée dans l'équation (II.2)) ;

$$f(x) = \begin{cases} f_1(x) = a_1x_1 + a_2x_3 + a_3x_4x_5 \\ f_2(x) = a_4x_2 + a_5x_3x_5 + a_6x_4 \\ f_3(x) = a_7x_1 + a_8x_3 + a_9x_4x_5 \\ f_4(x) = a_{10}x_2 + a_{11}x_3x_5 + a_{12}x_4 \\ f_5(x) = a_{13}x_1x_4 + a_{14}x_2x_3 + a_{15}x_5 + d_1C_r \end{cases} \quad (\text{II.18})$$

$$x^T = [i_{s\alpha} \ i_{s\beta} \ \varphi_{r\alpha} \ \varphi_{r\beta} \ \omega] ; u^T = [u_{s\alpha} \ u_{s\beta}]$$

Le vecteur d'état x appartient à l'ensemble :

$$\Omega = \{x \in \mathbb{R}^5 : \varphi_{r\alpha}^2 + \varphi_{r\beta}^2 \neq 0\} \quad (\text{II.19})$$

Le système à contrôler, par une loi de commande par linéarisation, doit être de type carré. Par conséquent, on peut choisir la vitesse rotorique et la norme de flux rotorique au carré comme sorties du procédé. Le choix de la norme au carré est dû au fait que cette forme permet de simplifier le calcul différentiel. Elles sont exprimées sous forme vectorielle par :

$$y = h(x) = \begin{bmatrix} y_1 \\ y_2 \end{bmatrix} \text{ avec } \begin{cases} y_1 = h_1(x) = \omega \\ y_2 = h_2(x) = \varphi_{r\alpha}^2 + \varphi_{r\beta}^2 = \varphi_r^2 \end{cases} \quad (\text{II.20})$$

Les fonctions f , g et h sont analytiques.

La méthode de linéarisation par entrée-sortie est développée à partir de théories de la géométrie différentielle. Elle consiste à utiliser les dérivées de Lie pour exprimer le modèle de la machine en relation entrée-sortie.

Définition 1 : (Dérivée de Lie) La dérivée directionnelle de $h(x)$ suivant le champ de vecteur $f(x)$ est définie comme suit :

$$L_f h_j(x) = \sum_{i=1}^n \frac{\partial h_j}{\partial x_i} f_i(x) \quad (\text{II.21})$$

Par itération, on a la relation suivante :

$$L_f^i h_j = L_f(L_f^{i-1} h_j) \quad (\text{II.22})$$

La dérivation des sorties y_j du système par rapport au temps s'exprime alors par la relation suivante :

$$\dot{y}_j = L_f h_j + \sum_{i=1}^p (L_{g_i} h_j) u_i \quad (\text{II.23})$$

p : Nombre de sorties.

Définition 2 : (Degré relatif) On appelle vecteur de degré relatif du système non linéaire affine en commande, le vecteur $(r_1 \dots r_p)$ vérifiant l'existence d'au moins une dérivée telle que :

$$L_{g_i} L_f^{r_j-1} h_j(x) \neq 0 \quad (\text{II.24})$$

L'élément r_j correspond à la première dérivée de y_j faisant apparaître explicitement la commande u dans l'expression :

$$y_j^{(r_j)} = L_f^{r_j} h_j + \sum_{i=1}^p (L_{g_i} L_f^{r_j-1} h_j) u_i \quad (\text{II.25})$$

En appliquant la procédure dans le cas de la machine asynchrone, il est facile de vérifier que les commandes apparaissent pour la première fois dans les dérivées secondes \ddot{y}_1 et \ddot{y}_2 c'est-à-dire les degrés relatifs $r_1 = r_2 = 2$.

$$\begin{cases} \dot{y}_1 = L_f h_1 \\ \dot{y}_2 = L_f h_2 \\ \ddot{y}_1 = L_f^2 h_1 + L_{g_{11}} L_f h_1 u_{s\alpha} + L_{g_{12}} L_f h_1 u_{s\beta} \\ \ddot{y}_2 = L_f^2 h_2 + L_{g_{11}} L_f h_2 u_{s\alpha} + L_{g_{12}} L_f h_2 u_{s\beta} \end{cases} \quad (\text{II.26})$$

On obtient ainsi :

$$\begin{bmatrix} \ddot{y}_1 \\ \ddot{y}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_f^2 h_1 \\ L_f^2 h_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_{g_{11}} L_f h_1 & L_{g_{12}} L_f h_1 \\ L_{g_{11}} L_f h_2 & L_{g_{12}} L_f h_2 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} u_{s\alpha} \\ u_{s\beta} \end{bmatrix} \quad (\text{II.27})$$

C'est-à-dire une expression de la forme :

$$\begin{bmatrix} \ddot{y}_1 \\ \ddot{y}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} = B(x) + A(x) u \quad (\text{II.28})$$

Où $A(x) = \begin{bmatrix} L_{g_{11}}L_f h_1 & L_{g_{12}}L_f h_1 \\ L_{g_{11}}L_f h_2 & L_{g_{12}}L_f h_2 \end{bmatrix}$ est la matrice de découplage tel que :

$$L_{g_{11}}L_f h_1 = b_1 a_{13} \varphi_{r\beta}$$

$$L_{g_{12}}L_f h_1 = b_1 a_{14} \varphi_{r\alpha}$$

$$L_{g_{11}}L_f h_2 = 2b_1 a_7 \varphi_{r\alpha}$$

$$L_{g_{12}}L_f h_2 = 2b_1 a_{10} \varphi_{r\beta}$$

Et $B(x) = \begin{bmatrix} L_f^2 h_1 \\ L_f^2 h_2 \end{bmatrix}$ tel que :

$$L_f^2 h_1 = a_{13} \varphi_{r\beta} f_1 + a_{14} \varphi_{r\alpha} f_2 + a_{14} i_{s\beta} f_3 + a_{13} i_{s\alpha} f_4 + a_{15} f_5$$

$$L_f^2 h_2 = 2a_7 \varphi_{r\alpha} f_1 + 2a_{10} \varphi_{r\beta} f_2 + (2a_7 i_{s\alpha} + 4a_8 \varphi_{r\alpha}) f_3 + (2a_{10} i_{s\beta} + 4a_{12} \varphi_{r\beta}) f_4$$

$$\det[A(x)] = 2b_1^2 a_7 a_{13} (\varphi_{r\alpha}^2 + \varphi_{r\beta}^2) \quad (\text{II.29})$$

On peut vérifier que la matrice de découplage n'est pas singulière sauf au point de départ, ce qui peut être évité en choisissant des conditions initiales non nulles dans l'observation du flux.

Le système possède un vecteur de degré relatif (2,2), alors le retour d'état défini par :

$$u = A^{-1}(x).(V-B(x)) \quad (\text{II.30})$$

découple et linéarise le système.

Par conséquent, le système en boucle fermée est équivalent à deux chaînes de deux intégrateurs indépendants :

$$\begin{bmatrix} \ddot{y}_1 \\ \ddot{y}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} \quad (\text{II.31})$$

Le vecteur $V = [v_\alpha \ v_\beta]^T$ représente une consigne externe du système linéarisé.

Soit $y_r = [\omega_{ref} \ \varphi_{ref}^2]^T$ une trajectoire de référence, V peut être calculé de la manière suivante :

$$\begin{cases} v_\alpha = -k_{a1}(\omega - \omega_{ref}) - k_{a2}(\dot{\omega} - \dot{\omega}_{ref}) + \ddot{\omega}_{ref} \\ v_\beta = -k_{b1}(\phi_r^2 - \phi_{ref}^2) - k_{b2}(\dot{\phi}_r^2 - \dot{\phi}_{ref}^2) + \ddot{\phi}_{ref}^2 \end{cases} \quad (II.32)$$

Ce choix conduit à la dynamique :

$$\begin{cases} \ddot{e}_1 + k_{a2}\dot{e}_1 + k_{a1}e_1 = 0 \\ \ddot{e}_2 + k_{b2}\dot{e}_2 + k_{b1}e_2 = 0 \end{cases} \quad (II.33)$$

sur les erreurs de poursuite $e_1 = \omega - \omega_{ref}$; $e_2 = \phi_r^2 - \phi_{ref}^2$. Les coefficients k_{ai} et k_{bi} sont choisis de telle sorte on assure la poursuite de la trajectoire de référence (c-à-d les erreurs e_1 et e_2 tendent vers zéro).

En conclusion, la stratégie de commande par linéarisation entrée-sortie figure (II.6) se ramène à la linéarisation du système en chaînes d'intégrateurs découplés, suivie d'un placement de pôles.

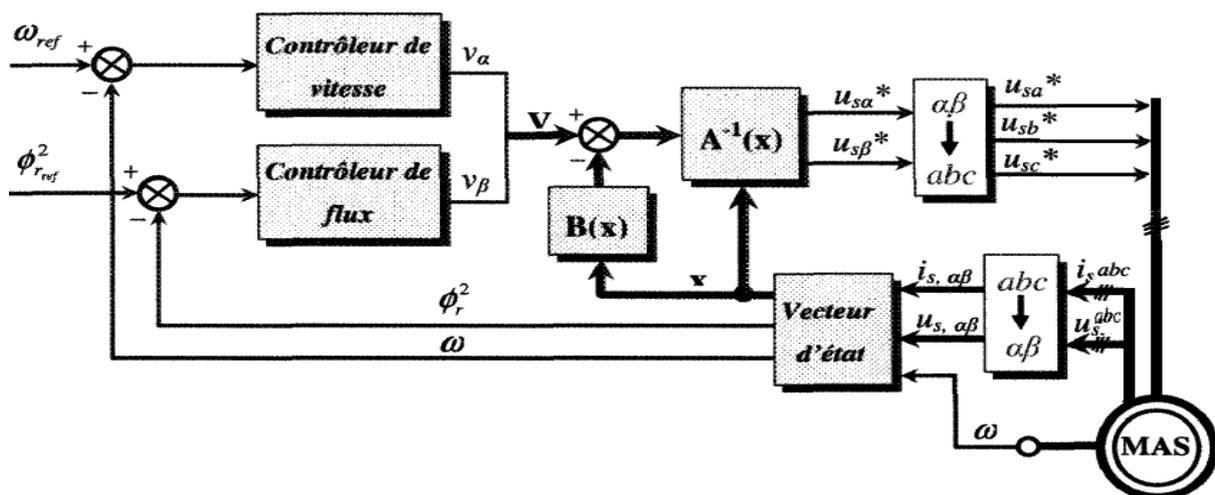


Figure II.6 Schéma bloc de la commande par linéarisation E/S pour une machine asynchrone.

II.5.1.2 Résultats de simulations

La commande que nous avons calculée assure le découplage couple/flux et rejette l'effet du couple de charge, elle assure aussi un temps de réponse rapide en vitesse, mais s'avère insuffisante quant aux perturbations paramétriques, et à la présence de défauts. Ceci est vérifié par les simulations représentées ci-dessous.

Figure II.7

Entre $t = 1.5$ sec et $t = 2.5$ sec nous introduisons un couple de charge égal au couple nominal. A $t = 4$ sec nous introduisons un couple de charge égal à trois fois le couple nominal.

Figure II.8

A $t = 1.5$ sec nous introduisons un défaut au niveau du stator générant une harmonique de fréquence 10 Hz, d'amplitude 10 et de phase nulle.

A $t = 3$ sec nous introduisons un couple de charge égal au couple nominal.

A $t = 4$ sec nous introduisons une variation de 80% dans les paramètres résistifs et mécaniques de la machine.

Figure II.9

A $t = 1.5$ sec nous introduisons deux défauts ; un au niveau du stator générant une harmonique de fréquence 10 Hz, d'amplitude 5 et de phase nulle et l'autre au niveau du rotor générant deux harmoniques de fréquences 15 Hz et 20 Hz, d'amplitudes 8 et 10 respectivement et de phases nulles.

A $t = 3$ sec nous introduisons un couple de charge égal au couple nominal.

A $t = 4$ sec nous introduisons une variation de 80% dans les paramètres résistifs et mécaniques de la machine.

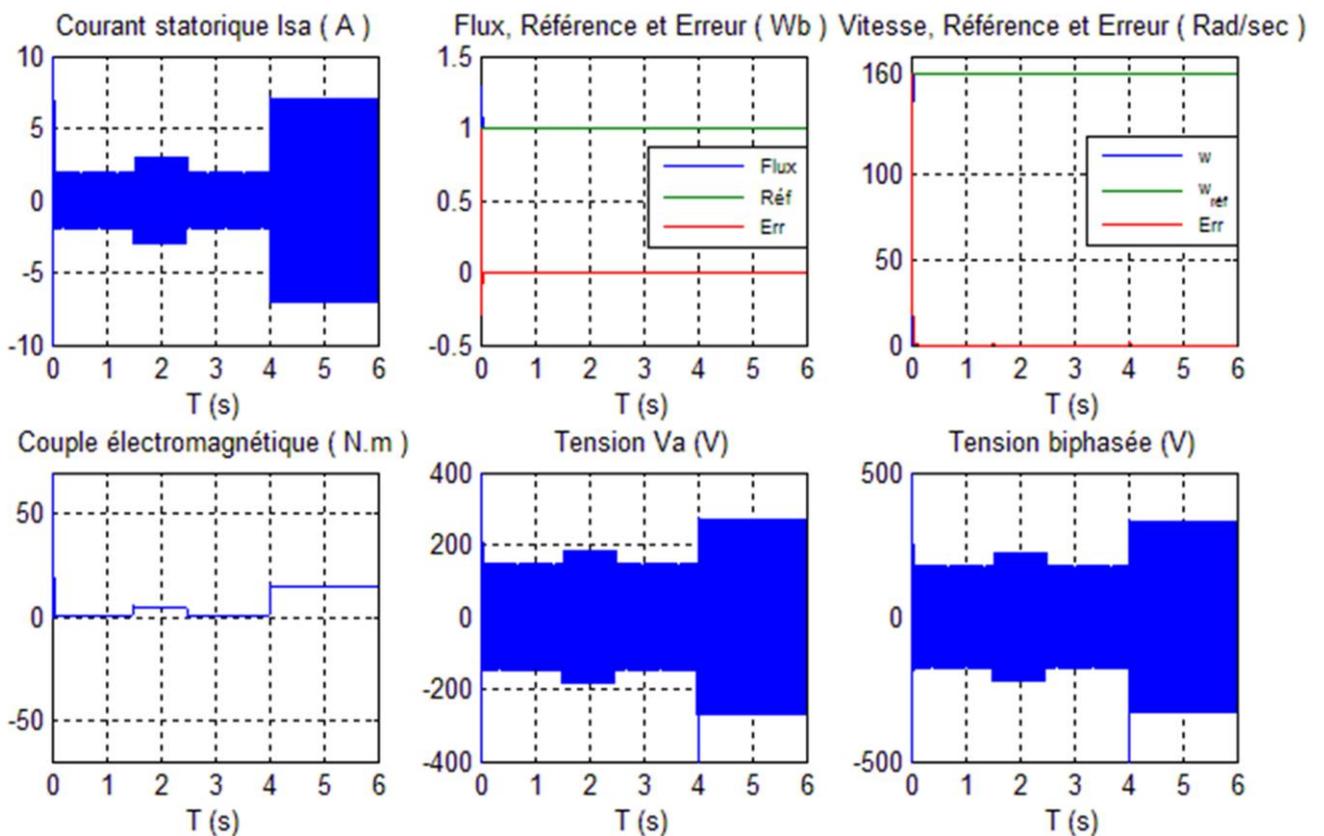


Figure II.7 Simulation de l'effet du couple de charge.

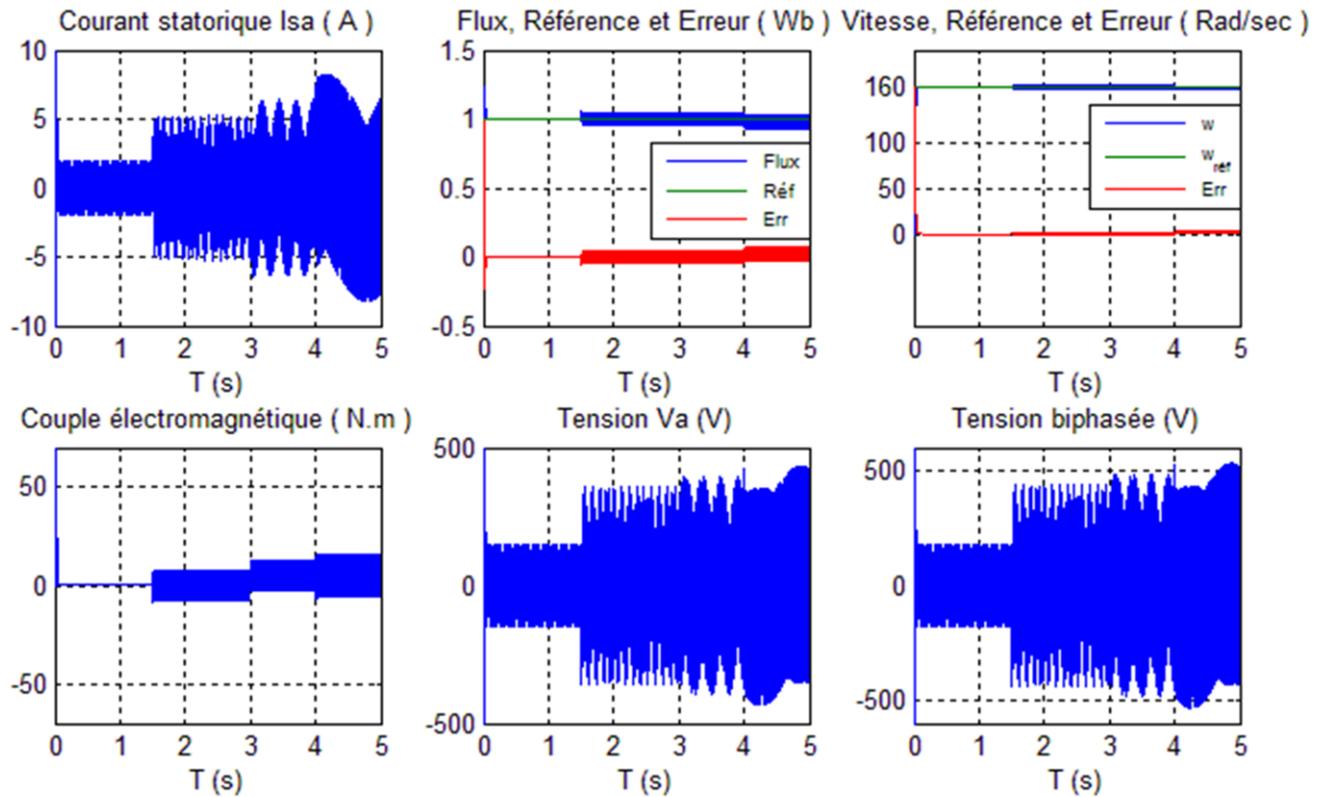


Figure II.8 Effet d'une harmonique due à un seul défaut et des perturbations paramétriques.

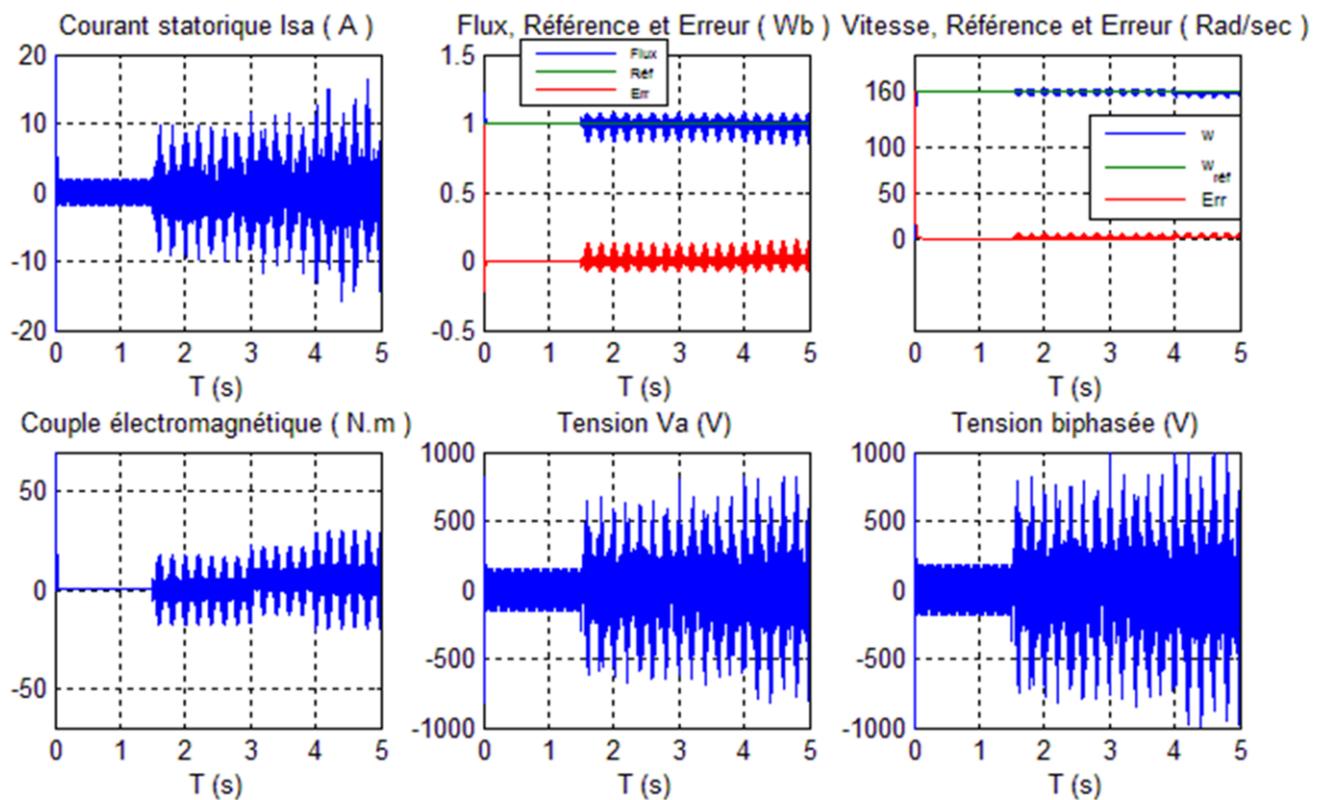


Figure II.9 Effet de trois harmoniques dues à deux défauts (stator et rotor).

II.5.2 Commande vectorielle

La commande par orientation de flux (FOC), proposée par Blaschke en 1972 [23], est une technique de commande classique pour l'entraînement des machines asynchrones. Elle a donné lieu à des réalisations industrielles depuis son développement. Son objectif est d'avoir un couple électromagnétique proportionnel au courant statorique de la machine (comme dans le cas d'une machine à courant continu à flux constant) dans le but de contrôler le couple électromagnétique et par conséquent la vitesse mécanique de la machine.

Cette méthode consiste à orienter le flux rotorique suivant la direction de l'axe tournant (d), ce qui permet de transformer le modèle de la machine donné par (II.3) dans le repère fixe (α, β) en un modèle dans le repère tournant (d, q). Dans ces nouvelles coordonnées, on peut noter que le flux rotorique de la machine est constant, ceci permet de contrôler le flux de la machine avec la composante i_{sd} du courant statorique qui est l'équivalent du courant inducteur de la machine à courant continu. Tandis que, la composante i_{sq} permet de contrôler le couple électromagnétique correspond au courant induit de la machine à courant continu [24].

Soit le modèle (II.1) de la machine asynchrone qui peut être réécrit d'une façon plus détaillée dans le repère (α, β) :

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = f_1(x) + b_1 u_1 \\ \dot{x}_2 = f_2(x) + b_2 u_2 \\ \dot{x}_3 = f_3(x) \\ \dot{x}_4 = f_4(x) \\ \dot{x}_5 = f_5(x) + d_1 C r \end{cases} \quad (\text{II.34})$$

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

$$\begin{cases} f_1(x) = a_1 x_1 + a_2 x_3 + a_3 x_4 x_5 \\ f_2(x) = a_4 x_2 + a_5 x_3 x_5 + a_6 x_4 \\ f_3(x) = a_7 x_1 + a_8 x_3 + a_9 x_4 x_5 \\ f_4(x) = a_{10} x_2 + a_{11} x_3 x_5 + a_{12} x_4 \\ f_5(x) = a_{13} x_1 x_4 + a_{14} x_2 x_3 + a_{15} x_5 \end{cases} \quad (\text{II.35})$$

Dans le repère (d, q), la composante du flux rotorique Φ_{rq} est nulle. Par conséquent, le couple électromagnétique est découplé avec le flux.

La position du rotor est définie par l'angle θ_s comme suit :

$$\theta_s = \arctan\left(\frac{\Phi_{r\beta}}{\Phi_{r\alpha}}\right) \quad (\text{II.36})$$

La transformation du repère $(\alpha, \beta) \longrightarrow (d, q)$ se fait comme suit :

$$\begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta_s) & \sin(\theta_s) \\ -\sin(\theta_s) & \cos(\theta_s) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \end{bmatrix} \quad (\text{II.37})$$

$$\begin{bmatrix} \Phi_{rd} \\ \Phi_{rq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta_s) & \sin(\theta_s) \\ -\sin(\theta_s) & \cos(\theta_s) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \Phi_{r\alpha} \\ \Phi_{r\beta} \end{bmatrix} \quad (\text{II.38})$$

$$\begin{bmatrix} V_{sd} \\ V_{sq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta_s) & \sin(\theta_s) \\ -\sin(\theta_s) & \cos(\theta_s) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_{s\alpha} \\ V_{s\beta} \end{bmatrix} \quad (\text{II.39})$$

Avec :

$$\bar{\Phi}_r = \Phi_{r\alpha} + j \cdot \Phi_{r\beta} = \sqrt{\Phi_{r\alpha}^2 + \Phi_{r\beta}^2} \cdot \left[\frac{\Phi_{r\alpha}}{\sqrt{\Phi_{r\alpha}^2 + \Phi_{r\beta}^2}} + j \cdot \frac{\Phi_{r\beta}}{\sqrt{\Phi_{r\alpha}^2 + \Phi_{r\beta}^2}} \right]$$

$$\bar{\Phi}_r = \sqrt{\Phi_{r\alpha}^2 + \Phi_{r\beta}^2} \cdot [\cos(\theta_s) + j \cdot \sin(\theta_s)]$$

Donc les courants statoriques, flux rotoriques et les tensions d'alimentation s'écrivent dans le repère (d, q) comme suit :

$$\begin{cases} i_{sd} = \frac{\Phi_{r\alpha} i_{s\alpha} - \Phi_{r\beta} i_{s\beta}}{\sqrt{\Phi_{r\alpha}^2 + \Phi_{r\beta}^2}} \\ i_{sq} = \frac{\Phi_{r\alpha} i_{s\beta} - \Phi_{r\beta} i_{s\alpha}}{\sqrt{\Phi_{r\alpha}^2 + \Phi_{r\beta}^2}} \end{cases} \quad (\text{II.40})$$

$$\begin{cases} \Phi_{rd} = \sqrt{\Phi_{r\alpha}^2 + \Phi_{r\beta}^2} \\ \Phi_{rq} = 0 \end{cases} \quad (\text{II.41})$$

$$\begin{cases} V_{sd} = u_1 = \frac{\Phi_{r\alpha} V_{s\alpha} - \Phi_{r\beta} V_{s\beta}}{\sqrt{\Phi_{r\alpha}^2 + \Phi_{r\beta}^2}} \\ V_{sq} = u_2 = \frac{\Phi_{r\alpha} V_{s\beta} - \Phi_{r\beta} V_{s\alpha}}{\sqrt{\Phi_{r\alpha}^2 + \Phi_{r\beta}^2}} \end{cases} \quad (\text{II.42})$$

Si on applique la transformation $(\alpha, \beta) \longrightarrow (d, q)$ au système d'équation (II.3), le modèle de la machine dans le repère (d, q) devient :

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = a_1 x_1 + \dot{\theta}_s x_2 + a_2 x_3 + b u_1 \\ \dot{x}_2 = -\dot{\theta}_s x_1 + a_1 x_2 + a_5 x_3 x_5 + b u_2 \\ \dot{x}_3 = a_8 x_3 + a_{10} x_1 \\ \dot{x}_4 = 0 \\ \dot{x}_5 = a_{14} x_2 x_3 + a_{15} x_5 + d_1 C_r \end{cases} \quad (\text{II.43})$$

Avec :

$$x = [x_1 \ x_2 \ x_3 \ x_4 \ x_5]^T = [i_{sd} \ i_{sq} \ \Phi_d \ \Phi_{rq} \ \omega_r]^T ; \Phi_d = \Phi_{rd} ; \dot{\theta}_s = \frac{d\theta_s}{dt} = \omega_r + a_7 \frac{x_2}{x_3}$$

II.5.2.1 Commande par Backstepping basée sur le principe de la commande vectorielle

Le Backstepping a été développé par Kanellakopoulos [25] et inspiré par les travaux [26, 27]. Elle offre une méthode systématique pour effectuer le design d'un contrôleur pour les systèmes non linéaires. L'idée consiste à calculer une loi de commande afin de garantir qu'une certaine fonction (de Lyapunov) soit définie positive et que sa dérivée soit toujours négative. La méthode consiste à fragmenter le système en un ensemble de sous-systèmes imbriqués d'ordre décroissant. Le calcul de la fonction de Lyapunov s'effectue, ensuite, récursivement en partant de l'intérieur de la boucle. A chaque étape, l'ordre du système est augmenté et la partie non stabilisée lors de l'étape précédente est traitée. À la dernière étape, la loi de commande est trouvée. Celle-ci permet de garantir, en tout temps, la stabilité globale du système compensé tout en travaillant en poursuite et en régulation.

Application du Backstepping à la MAS

La technique de commande par Backstepping est une méthode de synthèse en non linéaire quand il est difficile d'appliquer la méthode directe de Lyapunov. L'application du Backstepping à la commande de la machine est divisée en deux étapes.

Etape 1

Dans cette première étape, nous identifions les erreurs e_1 et e_2 qui représentent respectivement l'erreur entre la vitesse réelle ω_r et la vitesse de référence ω_{rref} ainsi que le module du flux rotorique Φ_d et celui de référence Φ_{dref} , puis, nous calculons la loi de commande pour le premier sous-système $x_{1ref} = i_{sdref}$ et $x_{2ref} = i_{sqref}$ qui seront les références du deuxième sous-système.

Donc :

$$\begin{cases} e_1 = x_{3ref} - x_3 \\ e_2 = x_{5ref} - x_5 \end{cases} \quad (\text{II.44})$$

La dérivée des deux erreurs est donnée par :

$$\begin{cases} \dot{e}_1 = (\dot{x}_{3ref} - \dot{x}_3) = (\dot{x}_{3ref} - a_8 x_3 - a_{10} x_1) \\ \dot{e}_2 = (\dot{x}_{5ref} - \dot{x}_5) = (\dot{x}_{5ref} - a_{14} x_2 x_3 - a_{15} x_5 - d_1 C_r) \end{cases} \quad (\text{II.45})$$

La première fonction de Lyapunov est définie par :

$$V_l = \frac{1}{2}(e_1^2 + e_2^2) \quad (\text{II.46})$$

Cette fonction de Lyapunov est une fonction définie positive (FDP) sur \mathfrak{R}^2 .

La dérivée de cette fonction est donnée par :

$$\dot{V}_l = \dot{e}_1 e_1 + \dot{e}_2 e_2 \quad (\text{II.47})$$

On choisit comme commande pour ce premier sous-système pour que la dérivée de la fonction de Lyapunov choisie soit définie négative (FDN) sur \mathfrak{R}^2 :

$$\begin{cases} x_{1ref} = \frac{1}{a_{10}}(-a_8 x_3 + (\dot{x}_{3ref} + k_1 e_1)) \\ x_{2ref} = \frac{1}{a_{14} x_3}(-a_{15} x_5 + \dot{x}_{5ref} - d_1 C_r + k_2 e_2) \end{cases} \quad (\text{II.48})$$

Avec cette loi de commande calculée on assure que le premier sous système soit asymptotiquement stable.

Etape 2

Dans cette deuxième étape, nous définissons deux nouvelles erreurs e_3 et e_4 qui représentent les erreurs sur les composantes du courant statorique, puis, nous calculons la loi de commande pour le deuxième sous-système ($u_1 = V_{sd}$ et $u_2 = V_{sq}$) pour assurer la convergence asymptotique vers les deux références x_{1ref} et x_{2ref} .

Donc :

$$\begin{cases} e_3 = x_{1ref} - x_1 \\ e_4 = x_{2ref} - x_2 \end{cases} \quad (\text{II.49})$$

La dérivée des deux erreurs est donnée par :

$$\begin{cases} \dot{e}_3 = (\dot{x}_{1ref} - \dot{x}_1) = (\dot{x}_{1ref} - a_1 x_1 - \dot{\theta}_s x_2 - a_2 x_3 - b u_1) \\ \dot{e}_4 = (\dot{x}_{2ref} - \dot{x}_2) = (\dot{x}_{2ref} + \dot{\theta}_s x_1 - a_1 x_2 - a_5 x_3 x_5 - b u_2) \end{cases} \quad (\text{II.50})$$

De même on a la deuxième fonction de Lyapunov est donnée par :

$$V_2 = \frac{1}{2}(e_3^2 + e_4^2) \quad (\text{II.51})$$

Cette fonction de Lyapunov est une fonction définie positive (FDP) sur \mathfrak{R}^2 .

La dérivée de cette fonction est donnée par :

$$\dot{V}_2 = \dot{e}_3 e_3 + \dot{e}_4 e_4 \quad (\text{II.52})$$

On choisit comme commande pour ce deuxième sous-système pour que la dérivée de la fonction de Lyapunov choisie soit définie négative (FDN) sur \mathfrak{R}^2 :

$$\begin{cases} u_1 = \frac{1}{b}(\dot{x}_{1ref} - a_1 x_1 - \dot{\theta}_s x_2 - a_2 x_3 + k_3 e_3) \\ u_2 = \frac{1}{b}(\dot{x}_{2ref} + \dot{\theta}_s x_1 - a_1 x_2 - a_5 x_3 x_5 + k_4 e_4) \end{cases} \quad (\text{II.53})$$

Avec cette loi de commande calculée on assure que le deuxième sous système soit asymptotiquement stable et par conséquent, le système entier soit asymptotiquement stable aussi.

Structure générale de la commande par Backstepping

La figure (II.10) représente le principe de la commande par Backstepping de la machine asynchrone. La première étape de la commande par Backstepping consiste à générer les courants de référence i_{sdref} et i_{sqref} , représentant la commande fictive. L'erreur entre ces références et les grandeurs réelles des courants résulte de nouvelles erreurs e_3 et e_4 . Enfin on adapte la loi de commande V_{sd} et V_{sq} à partir de l'équation (II.54) pour assurer la stabilité de la machine.

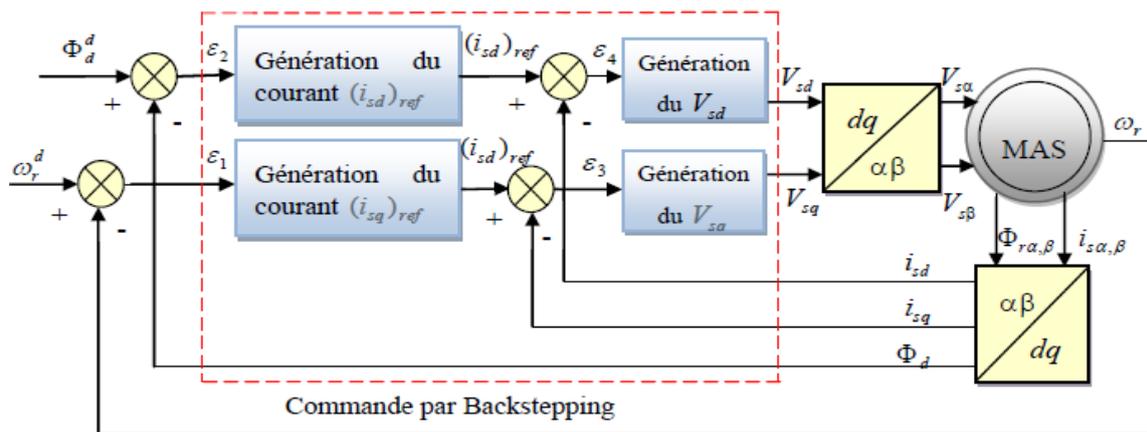


Figure II.10 Principe de la commande par Backstepping de la machine asynchrone.

Résultats de simulations

La commande que nous avons calculée rejette l'effet du couple de charge et des variations paramétriques, elle assure aussi un temps de réponse rapide en vitesse. Cette commande est relativement robuste (par rapport à la commande linéarisante) vis-à-vis des défauts. Ceci est vérifié par les simulations représentées ci-dessous.

Figure II.11

Entre $t = 1.5$ sec et $t = 2.5$ sec nous introduisons un couple de charge égal au couple nominal. Entre $t = 3$ sec et $t = 4$ sec nous introduisons une variation de 80% dans les paramètres résistifs et mécaniques de la machine et à $t = 6$ sec un couple de charge égal à deux fois le couple nominal.

Figure II.12

A $t = 1.5$ sec nous introduisons un défaut au niveau du stator générant une harmonique de fréquence 10 Hz, d'amplitude 10 et de phase nulle.

A $t = 3$ sec nous introduisons un couple de charge égal au couple nominal et à $t = 4$ sec nous introduisons une variation de 80% dans les paramètres résistifs et mécaniques de la machine.

Figure II.13

A $t = 1.5$ sec nous introduisons deux défauts ; un au niveau du stator générant une harmonique de fréquence 10 Hz, d'amplitude 5 et de phase nulle et l'autre au niveau du rotor générant deux harmoniques de fréquences 15 Hz et 20 Hz, d'amplitudes 8 et 10 respectivement et de phases nulles. A $t = 3$ sec un couple de charge égal au couple nominal et à $t = 4$ sec une variation de 80% dans les paramètres résistifs et mécaniques de la machine.

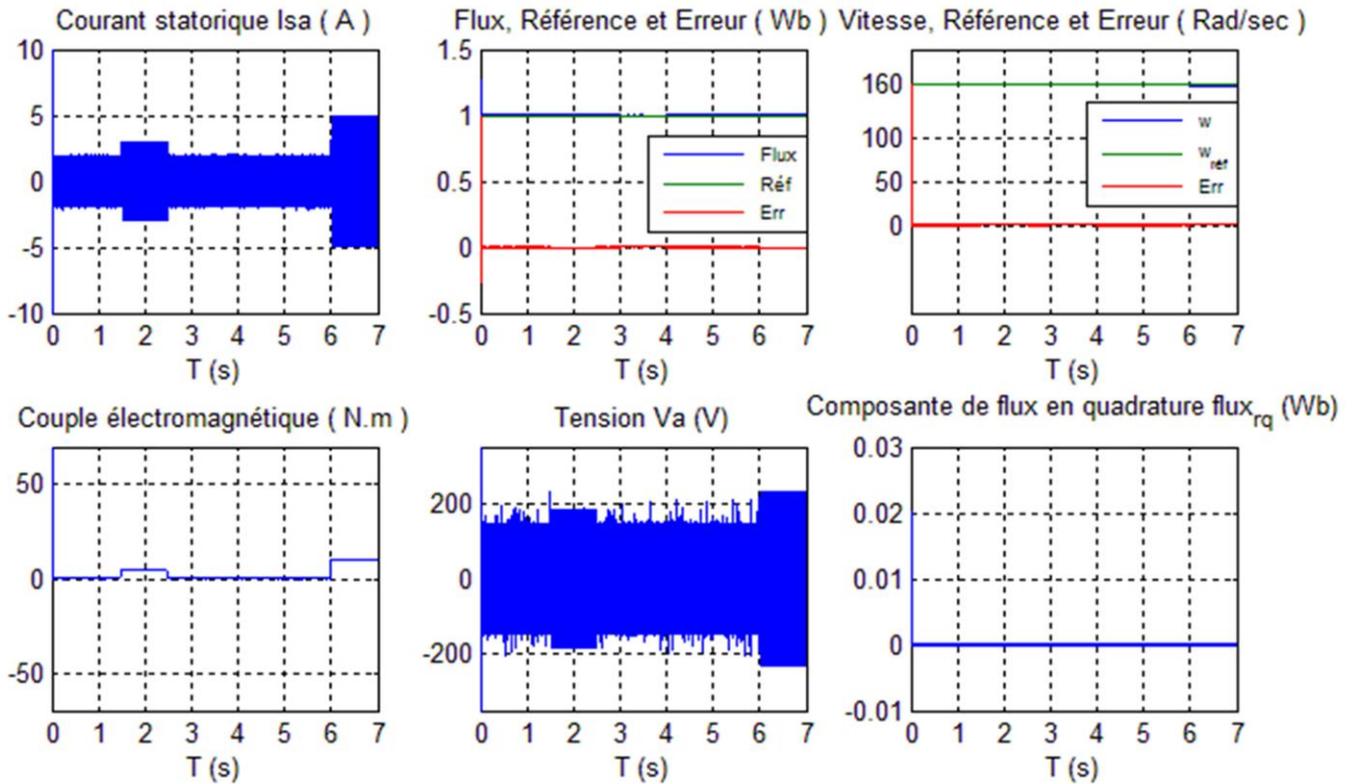


Figure II.11 Effet du couple de charge et des variations paramétriques.

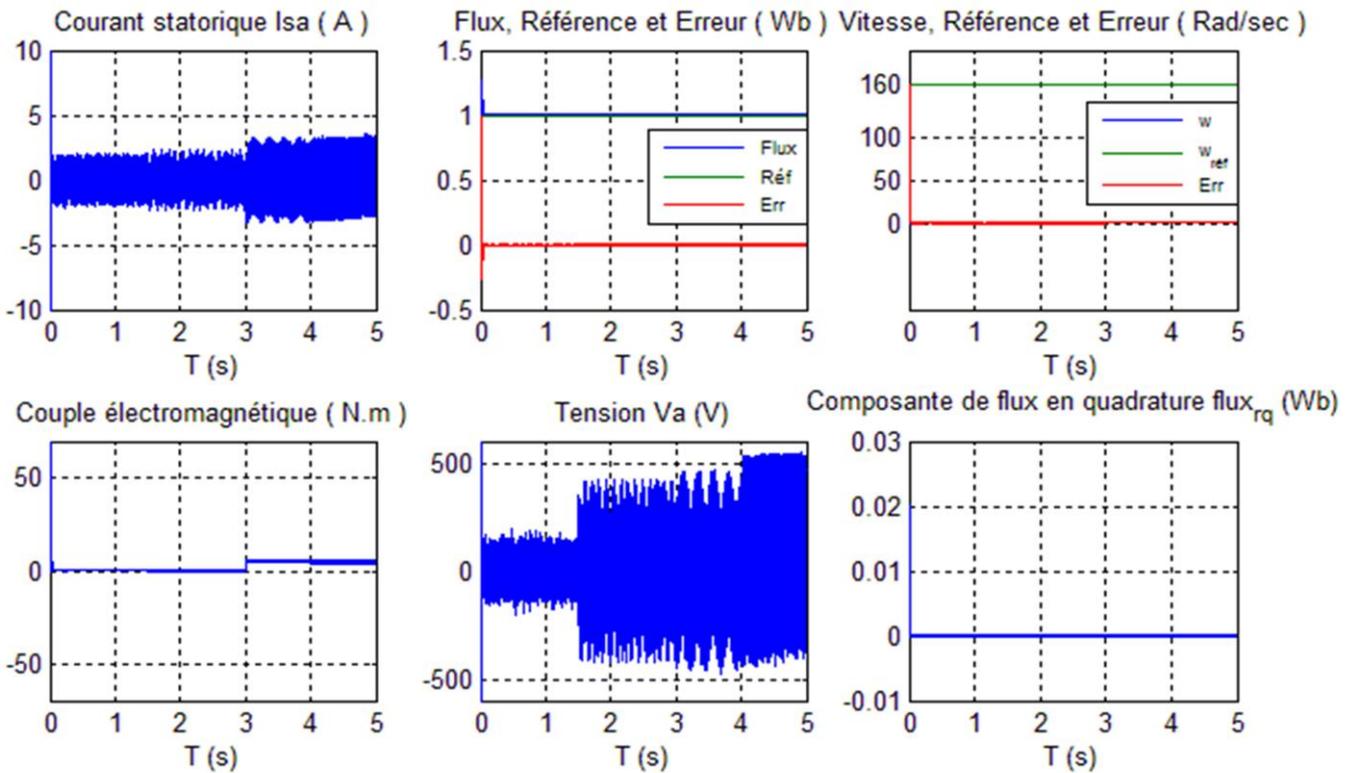


Figure II.12 Effet d'une harmonique due à un seul défaut.

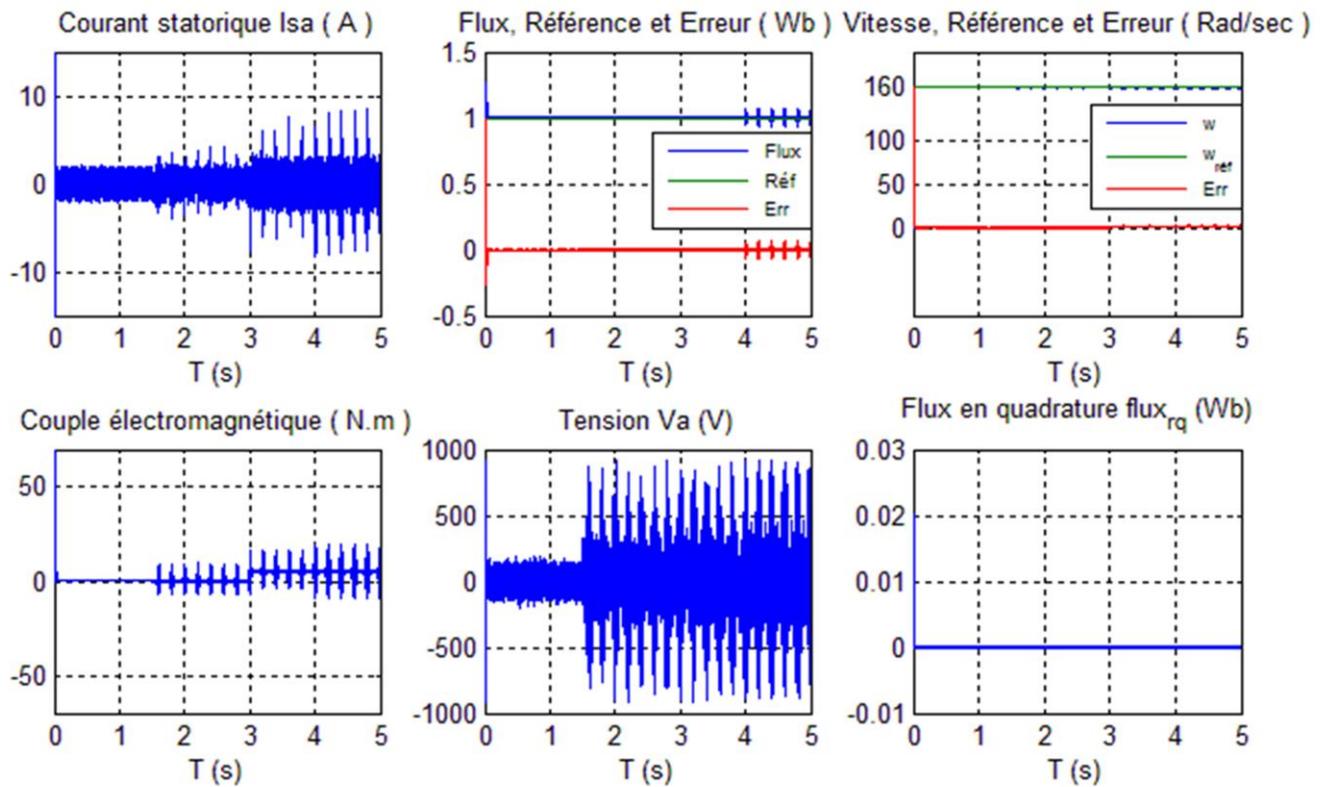


Figure II.13 Effet de trois harmoniques dues à deux défauts (stator et rotor).

II.5.2.2 Commande par Mode Glissant basée sur le principe de la commande vectorielle

La commande par mode glissant a connu un essor considérable durant les dernières décennies [28]. Ceci est dû principalement à la propriété de convergence rapide et en temps fini des erreurs, ainsi, que la grande robustesse par rapport aux erreurs de modélisation et des perturbations extérieures [29, 30]. La commande par mode glissant se synthétise en deux étapes. Tout d'abord on détermine une sortie fictive $S(x)$ appelée surface de glissement sur laquelle les objectifs des contrôles sont réalisés. Ensuite on calcule la loi de commande afin de ramener la trajectoire d'état à cette sortie et de la maintenir sur cette surface tout le temps, la commande obtenue étant discontinue agisse sur la première dérivée de la variable de glissement.

Application du Mode Glissant à la MAS

Le modèle d'état de la machine asynchrone (II.43), dans un repère mobile lié au champ tournant (d, q) , est une représentation non linéaire de la forme :

$$\dot{x} = f(x) + g \cdot u \quad (\text{II.54})$$

$$\text{Où } f(x) = \begin{bmatrix} a_1 x_1 + \dot{\theta}_s x_2 + a_2 x_3 \\ -\dot{\theta}_s x_1 + a_1 x_2 + a_5 x_3 x_5 \\ a_8 x_3 + a_{10} x_1 \\ 0 \\ a_{14} x_2 x_3 + a_{15} x_5 + d_1 C_r \end{bmatrix} \text{ et matrice } g = B \text{ (donnée dans l'équation (II.2)).}$$

$$x^T = [i_{sd} \quad i_{sq} \quad \varphi_{rd} \quad \varphi_{rq} \quad \omega]; \quad u^T = [u_{sd} \quad u_{sq}]$$

Il est facile de vérifier que les commandes apparaissent pour la première fois dans les dérivées secondes \ddot{y}_1 et \ddot{y}_2 c'est-à-dire les degrés relatifs $r_1 = r_2 = 2$.

Dans le cas d'un système multi variable il faut que le nombre de surfaces de glissement soit égal au nombre de commande et ceci est vérifié dans le cas d'une machine asynchrone triphasée représentée dans le repère (d, q) .

Les grandeurs à commander sont : La vitesse réelle ($x_5 = \omega_r$) et le flux rotorique total ($x_3 = \phi_{rd} = \phi_r$).

On prend :

$$e_1 = x_3 - x_{3r} \text{ et } e_2 = x_5 - x_{5r}. \quad (\text{II.55})$$

Les surfaces de Slotine :

$$\underline{S} = \begin{pmatrix} (d + \frac{d}{dt})^{r_1-1} e_1 \\ (d + \frac{d}{dt})^{r_2-1} e_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \lambda_1 (x_3 - x_{3r}) + (\dot{x}_3 - \dot{x}_{3r}) \\ \lambda_2 (x_5 - x_{5r}) + (\dot{x}_5 - \dot{x}_{5r}) \end{pmatrix} \quad (\text{II.56})$$

On remplace \dot{x}_3 et \dot{x}_5 par ces expressions :

$$\underline{S} = \begin{pmatrix} \lambda_1 (x_3 - x_{3r}) + (a_8 x_3 + a_{10} x_1 - \dot{x}_{3r}) \\ \lambda_2 (x_5 - x_{5r}) + (a_{14} x_2 x_3 + a_{15} x_5 + d_1 C_r - \dot{x}_{5r}) \end{pmatrix} \quad (\text{II.57})$$

Nous dérivons ces surfaces :

$$\underline{\dot{S}} = \begin{pmatrix} \lambda_1 (\dot{x}_3 - \dot{x}_{3r}) + (a_8 \dot{x}_3 + a_{10} \dot{x}_1 - \ddot{x}_{3r}) \\ \lambda_2 (\dot{x}_5 - \dot{x}_{5r}) + (a_{14} \dot{x}_2 x_3 + a_{14} x_2 \dot{x}_3 + a_{15} \dot{x}_5 - \ddot{x}_{5r}) \end{pmatrix}. \quad (\text{II.58})$$

En remplaçant les dérivées des x_i par ces expressions :

$$\begin{aligned}
\dot{S}_1 &= \lambda_1(a_8x_3 + a_{10}x_1 - \dot{x}_{3r}) + (a_8(a_8x_3 + a_{10}x_1) + a_{10}(a_1x_1 + \dot{\theta}_s x_2 + a_2x_3 + bu_1) - \ddot{x}_{3r}) \\
\dot{S}_2 &= \lambda_2(a_{14}x_2x_3 + a_{15}x_5 + d_1C_r - \dot{x}_{5r}) + (a_{14}(-\dot{\theta}_s x_1 + a_1x_2 + a_5x_3x_5 + bu_2)x_3 + a_{14}x_2(a_8x_3 + a_{10}x_1) + a_{15}(a_{14}x_2x_3 + a_{15}x_5 + d_1C_r) - \ddot{x}_{5r})
\end{aligned} \tag{II.59}$$

Et la loi de commande donc $u^T = [u_{sd} \quad u_{sq}]$ tel que :

$$\begin{aligned}
u_{sd} &= \frac{1}{a_{10}b} [-(\lambda_1 a_8 + a_8^2 + a_2 a_{10}) x_3 - (\lambda_1 a_{10} + a_8 a_{10} + a_1 a_{10}) x_1 - a_{10} \dot{\theta}_s x_2 + \lambda_1 \dot{x}_{3r} + \ddot{x}_{3r} - K_1 \text{sign}(S_1)] \\
u_{sq} &= \frac{1}{a_{14} b x_3} [-(\lambda_2 a_{14} + a_1 a_{14} + a_8 a_{14} + a_{15} a_{14}) x_2 x_3 - (\lambda_2 a_{15} + a_{15}^2) x_5 + a_{14} \dot{\theta}_s x_1 x_3 - a_{10} a_{14} x_1 x_2 - a_5 a_{14} x_3^2 x_5 - (\lambda_2 d_1 + a_{15} d_1) C_r + \lambda_2 \dot{x}_{5r} + \ddot{x}_{5r} - K_2 \text{sign}(S_2)]
\end{aligned} \tag{II.60}$$

Résultats de simulations

La commande que nous avons calculée rejette l'effet du couple de charge et des variations paramétriques, elle assure aussi un temps de réponse rapide en vitesse. Cette commande est robuste (par rapport aux deux premières commandes) vis-à-vis des défauts, mais elle est énergétique et en plus elle présente un phénomène de broutement (*chattering*). Ceci est vérifié par les simulations représentées ci-dessous.

Figure II.14

Entre $t = 1.5$ sec et $t = 2.5$ sec nous introduisons un couple de charge égal au couple nominal. Entre $t = 3$ sec et $t = 4$ sec nous introduisons une variation de 80% dans les paramètres résistifs et mécaniques de la machine et à $t = 6$ sec un couple de charge égal à deux fois le couple nominal.

Figure II.15

A $t = 1.5$ sec nous introduisons un défaut au niveau du stator générant une harmonique de fréquence 10 Hz, d'amplitude 10 et de phase nulle. A $t = 3$ sec nous introduisons un couple de charge égal au couple nominal et à $t = 4$ sec nous introduisons une variation de 80% dans les paramètres résistifs et mécaniques de la machine.

Figure II.16

A $t = 1.5$ sec nous introduisons deux défauts ; un au niveau du stator générant une harmonique de fréquence 10 Hz, d'amplitude 5 et de phase nulle et l'autre au niveau du rotor générant deux harmoniques de fréquences 15 Hz et 20 Hz, d'amplitudes 8 et 10 respectivement et de phases nulles. À $t = 3$ sec un couple de charge égal au couple nominal et à $t = 4$ sec une variation de 80% dans les paramètres résistifs et mécaniques de la machine.

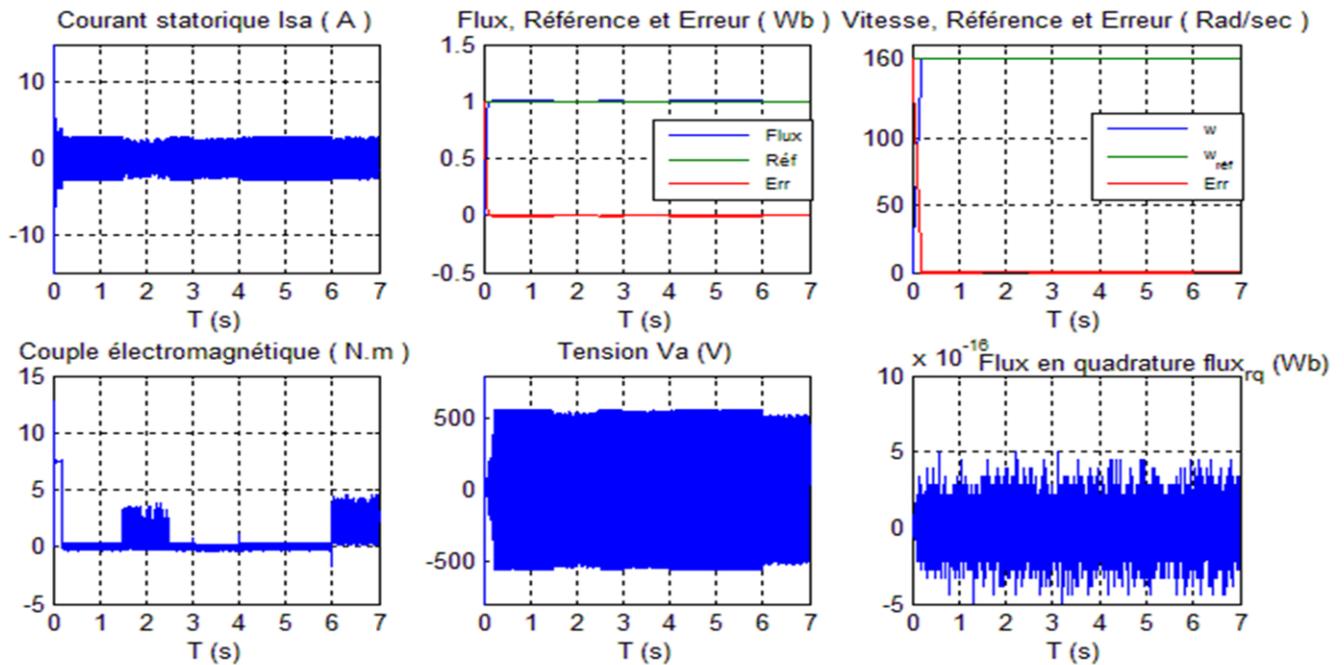


Figure II.14 Effet du couple de charge et des variations paramétriques.

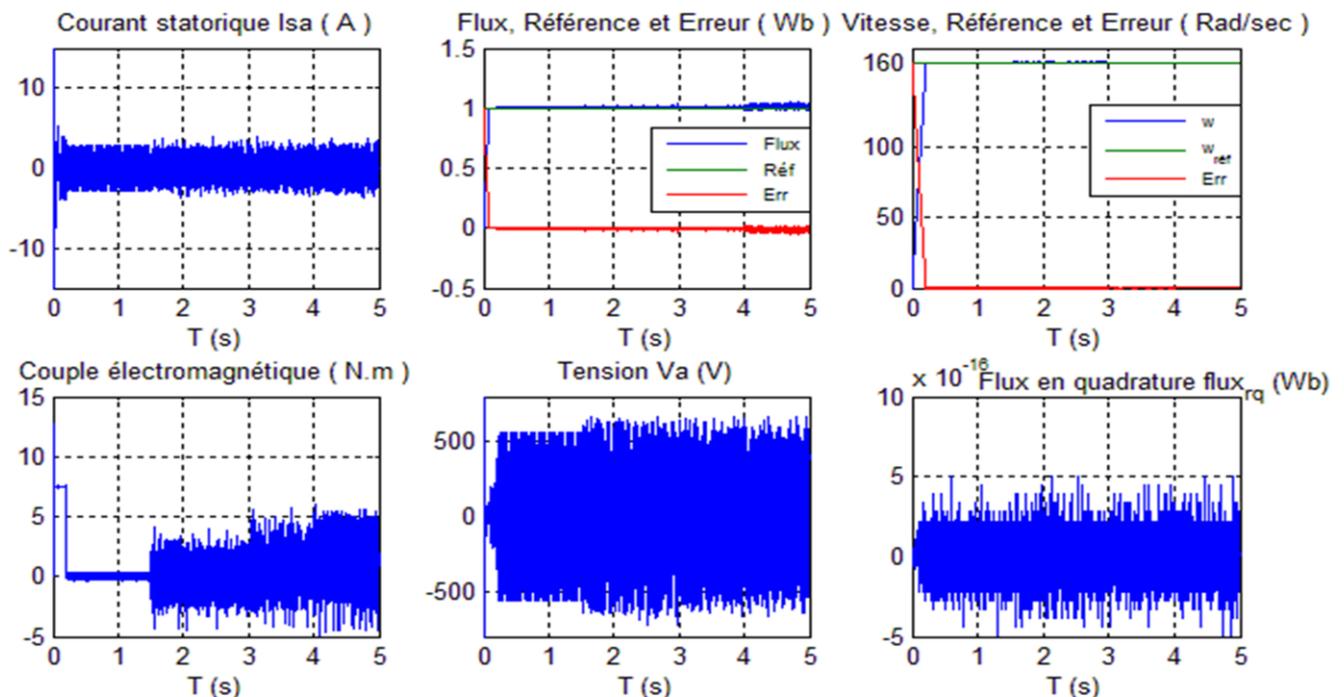


Figure II.15 Effet d'une harmonique due à un seul défaut.

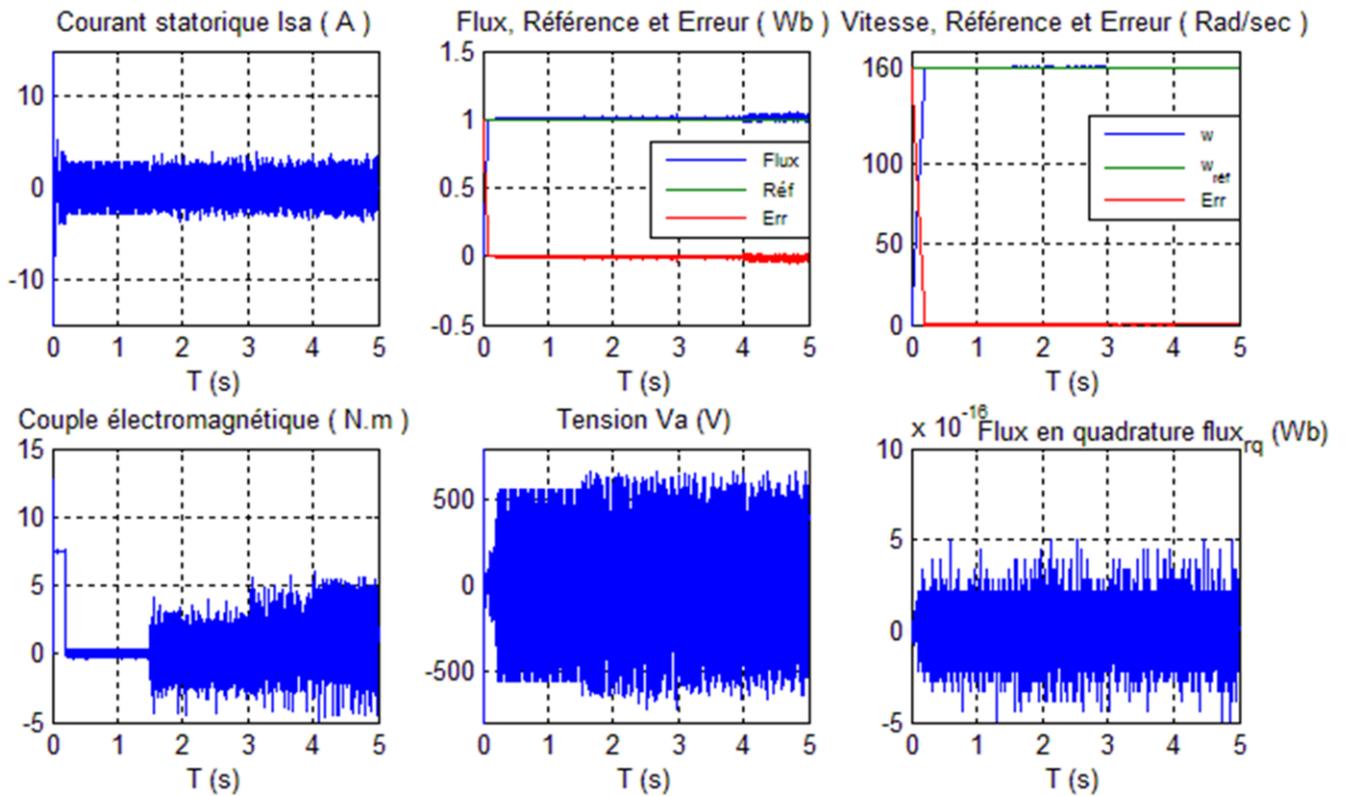


Figure II.16 Effet de trois harmoniques dues à deux défauts (stator et rotor).

II.6 COMPARAISON ENTRE LES TROIS COMMANDES

Pour sélectionner la commande qui nous arrange dans le reste de notre travail on fait une étude comparative en se basant sur les critères représentés dans le tableau suivant :

	Commande linéarisante E/S	Commande par orientation de flux	
		Backstepping	Mode Glissant
Temps de réponse	Rapide	Rapide	Rapide
Couple de charge (200%)	Robuste	Robuste	Robuste
Variations paramétriques (80%)	N'est pas robuste	Robuste	Robuste
Défauts (une et trois harmoniques)	N'est pas robuste	robuste	Très robuste
Tensions d'alimentations	Bonne	Bonne	Energétique

Tableau II.1 Comparaison entre les trois commandes élaborées.

D'après le tableau de comparaison, on voit bien que la commande par Mode Glissant basée sur le principe d'orientation de flux apparaît robuste par rapport aux deux autres commandes en plus, elle a un bon temps de réponse. Cependant, cette commande est énergétique, c'est-à-dire pour avoir des bonnes performances et robustesse avec cette commande on doit alimenter la machine par des tensions élevées dès le début de son fonctionnement. Donc, on admet de travailler dans le reste de notre travail avec la commande par Backstepping basée sur le principe d'orientation de flux qui présente des performances, robustesse et tensions admissibles.

II.7 CONCLUSION

Dans ce chapitre, nous avons tout d'abord présenté un modèle de la machine asynchrone en utilisant la transformation de Park. Ensuite, nous avons présenté le modèle sain puis nous avons introduit des perturbations dues aux variations paramétriques puis celles dues à la présence des défauts. Après nous avons élaboré trois commandes nominales tolérantes aux défauts. Deux lois de commandes basées sur le principe d'orientation du flux ont été discutées dans un repère tournant (d, q) et une loi de commande de linéarisation entrée-sortie dans un repère fixe (α, β) par bouclage en utilisant les outils mathématiques de la géométrie différentielle afin de comparer entre eux de point de vue robustesse vis-à-vis des perturbations inconnues (couple de charge), variations paramétriques et défauts.

Dans les trois commandes élaborées nous avons essayé de choisir les paramètres des trois régulateurs pour assurer les objectifs de commande (performances et robustesse) tout en respectant les valeurs des tensions admissibles.

A partir des simulations effectuées dans ce chapitre nous pouvons conclure que la commande par Mode Glissant basée sur le principe d'orientation du flux rotorique présente une bonne robustesse par rapport aux deux autres lois de commande, néanmoins cette commande est énergétique c'est-à-dire nous devons alimenter la machine avec des tensions élevées dès le début de son fonctionnement et ceci n'est pas applicable dans la pratique, donc, on admet de travailler dans le reste de notre travail avec la commande par Backstepping basée sur le principe d'orientation de flux qui présente des performances, robustesse et tensions admissibles.

Chapitre III

**OBSERVATION DE LA MAS EN VUE DU
DIAGNOSTIC ET DE LA COMMANDE
TOLERANTE AUX DEFAUTS**

Chapitre III

Observation de la MAS en vue du diagnostic et de la commande tolérante aux défauts

III.1 INTRODUCTION

La suppression des capteurs mécaniques est devenue une tâche inévitable dans les commandes à hautes performances, car non seulement les capteurs augmentent le coût et la complexité des machines, les mesures sont tachées par les bruits qui influent sur la robustesse des commandes, surtout en milieux hostiles.

Dans cette partie nous présenterons trois méthodes d'obtention de la vitesse et du flux de la machine asynchrone en utilisant des observateurs. En se basant sur la représentation d'état de la machine dans le repère (α, β) .

Dans un premier temps nous rappellerons les principes généraux d'un observateur et le choix des grandeurs appropriés pour observer la vitesse et le flux. Alors nous pourrons établir un observateur cascade interconnecté à un estimateur et un observateur à grand gain interconnecté à un estimateur en se basant sur les travaux de [31] et ensuite nous établirons un filtre de Kalman étendu.

III.2 PRINCIPE DE L'OBSERVATEUR

L'objectif des observateurs est le suivant: prenant un système qui possède des états internes, ces états ne sont pas mesurables ou accessibles. Si nous voulons utiliser ces états pour une raison ou une autre par exemple, pour le contrôle ou le diagnostic, il est nécessaire de calculer les valeurs de ces variables directement à partir des variables mesurables.

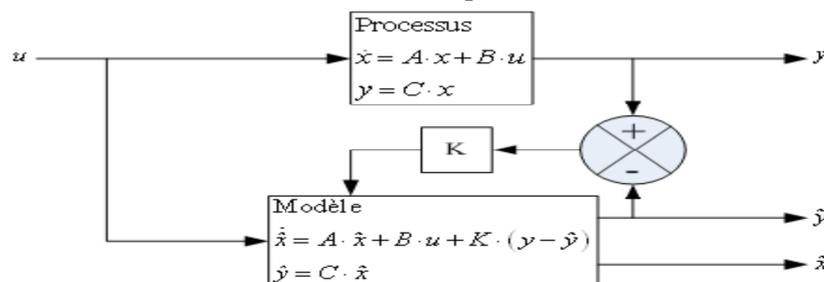


Figure III.1 Principe d'un observateur d'états.

A partir de ce schéma de principe des observateurs (Figure (III.1)), nous pouvons mettre en œuvre toutes sortes d'observateurs, leur différence se situant uniquement dans la synthèse de la matrice de gain K .

III.3 CHOIX DES GRANDEURS

Pour réaliser nos observateurs, nous devons choisir les grandeurs à observer. Dans notre application de commande de la machine asynchrone, nous pouvons poser les considérations suivantes :

- Paramètres du modèle : Connus et invariants.
- Courants statoriques : Mesurés.
- Pulsation et tensions statoriques : Fournies par la commande.
- Flux rotoriques : A observer.
- Vitesse rotorique : A observer.

III.4 OBSERVATEUR INTERCONNECTE

III.4.1 Principe

Il est bien connu qu'il n'existe pas de méthode systématique pour la conception d'observateurs pour un système non linéaire donné. Cependant, plusieurs méthodes d'observation sont disponibles selon les caractéristiques spécifiques du système non linéaire étudié. En particulier le système non linéaire considéré peut être vu comme une interconnexion entre plusieurs sous-systèmes, où pour chaque sous-système satisfaisant certaines conditions, un observateur peut être synthétisé [32, 33].

L'idée de l'observateur interconnecté est de concevoir un observateur pour tout le système non linéaire considéré, à partir de la synthèse séparée d'observateur pour chaque sous-système avec l'hypothèse suivante : Les états des autres sous-systèmes sont disponibles pour chaque observateur.

III.4.2 Observateur cascade interconnecté à un estimateur appliqué à la machine asynchrone

Nous considérons ici la classe des systèmes non linéaires de la forme :

$$\begin{cases} \dot{X} = A(u, y)X + g(u, y, X) \\ y = C X \end{cases} \quad (\text{III.1})$$

Avec $X \in R^n$, $u \in R^m$, $y \in R^p$

Et nous nous inspirons de la méthode utilisée dans [31] pour concevoir un observateur cascade interconnecté à un estimateur pour la machine asynchrone.

Le modèle de la machine asynchrone (II.3) peut être réécrit sous la forme suivante :

$$\begin{pmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_5 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 & a_3 x_4 \\ 0 & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} x_1 \\ x_5 \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} a_1 x_1 + a_2 x_3 + b_1 u_1 \\ a_{13} x_1 x_4 + a_{14} x_2 x_3 + a_{15} x_5 + d_1 C_r \end{pmatrix} \quad (\text{III.2})$$

$$\begin{pmatrix} \dot{x}_2 \\ \dot{x}_3 \\ \dot{x}_4 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} a_1 & 0 & a_2 \\ 0 & a_8 & 0 \\ -a_2 & 0 & a_8 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} x_2 \\ x_3 \\ x_4 \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} a_5 x_3 x_5 + b_2 u_2 \\ a_7 x_1 + a_9 x_4 x_5 \\ a_{11} x_3 x_5 + (a_2 + a_7) i_{s\beta} \end{pmatrix} \quad (\text{III.3})$$

Cette forme de systèmes (III.2) et (III.3) peut être représentée sous la forme compacte interconnectée suivante :

$$\begin{cases} \dot{X}_1 = A_1(u, y, X_2) X_1 + g_1(u, y, X_1, X_2) \\ y_2 = C_1 X_1 \end{cases} \quad (\text{III.4})$$

$$\begin{cases} \dot{X}_2 = A_2 X_2 + g_2(u, y, X_1, X_2) \\ y_2 = C_2 X_2 \end{cases} \quad (\text{III.5})$$

Où

$$A_1(u, y, X_2) = \begin{pmatrix} 0 & a_3 x_4 \\ 0 & 0 \end{pmatrix}, g_1(u, y, X_1, X_2) = \begin{pmatrix} a_1 x_1 + a_2 x_3 + b_1 u_1 \\ a_{13} x_1 x_4 + a_{14} x_2 x_3 + a_{15} x_5 + d_1 C_r \end{pmatrix}$$

$$A_2 = \begin{pmatrix} a_1 & 0 & a_2 \\ 0 & a_8 & 0 \\ -a_2 & 0 & a_8 \end{pmatrix}, g_2(u, y, X_1, X_2) = \begin{pmatrix} a_5 x_3 x_5 + b_2 u_2 \\ a_7 x_1 + a_9 x_4 x_5 \\ a_{11} x_3 x_5 + (a_2 + a_7) i_{s\beta} \end{pmatrix}$$

Et

$$X_1 = (i_{sa} \quad \Omega)^T, C_1 = (1 \quad 0); X_2 = (i_{s\beta} \quad \Phi_{ra} \quad \Phi_{r\beta})^T, C_2 = (1 \quad 0 \quad 0). \\ u = (u_{sa} \quad u_{s\beta})^T, y = (i_{sa} \quad i_{s\beta})^T.$$

Objectif : Afin de reconstruire la vitesse mécanique, notre objectif est de construire un observateur cascade pour le sous-système (III.4) qui est basé sur la forme des systèmes affines en l'état définie dans (III.1) et un estimateur pour le sous-système (III.5). Quant à la reconstruction du couple de charge, elle sera donnée par un estimateur. Les seules mesures que l'on s'autorise sont les deux composantes du courant statorique i_{sa} et $i_{s\beta}$.

Pour construire un observateur cascade pour le sous-système (III.4), nous posons les hypothèses suivantes :

Hypothèse 1

Les variables u , y et X_2 sont considérés comme des entrées connues pour le sous-système (III.4).

On définit : $v = [u, y, X_2]^T$

Supposant que cette hypothèse soit vérifiée, le sous-système (III.4) peut être écrit sous la forme affine en l'état avec un terme non linéaire (voir (III.1)) comme suit :

$$\begin{cases} \dot{X}_1 = A_1(v)X_1 + g_1(v, X_1) \\ y_1 = C_1 X_1 \end{cases} \quad (\text{III.6})$$

Où le premier état (le courant statorique i_{sa}) dépend du second état (la vitesse mécanique Ω).

Hypothèse 2

1. v est borné et supposé être régulièrement persistant pour garantir la propriété d'observabilité du sous-système (III.6).

2. $A_1(u, y, X_2)$ est globalement Lipschitz par rapport à X_2 uniformément par rapport à (u, y) .

3. $g_1(u, y, X_1, X_2)$ est globalement Lipschitz par rapport à X_2 uniformément par rapport à (u, y, X_1)

4. $g_2(u, y, X_1, X_2)$ est globalement Lipschitz par rapport à X_1 uniformément par rapport à (u, y, X_2)

De l'hypothèse 2 un observateur pour la forme précédente du système (III.6) est donnée par :

$$\begin{cases} \dot{Z}_1 = A_1(u, y, Z_2)Z_1 + g_1(u, y, Z_1, Z_2) + M(u, y, Z_2)C_1(X_1 - Z_1) \\ \hat{y}_1 = C_1 Z_1 \end{cases} \quad (\text{III.7})$$

Où $Z_1 = (\hat{i}_{sa} \quad \hat{\Omega})^T$, et les gains de l'observateur sont donnés par :

$$M(u, y, Z_2)C_1 = \Gamma^{-1}(u, y, Z_2) \Delta_\theta^{-1} K C_1 \quad (\text{III.8})$$

Où

$$\Gamma = \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 0 & \xi(u, y, Z_2) \end{pmatrix}, \quad \Delta_\theta = \begin{pmatrix} \frac{1}{\theta} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\theta^2} \end{pmatrix}$$

Avec $\xi(u, y, Z_2) = a_3 \hat{\Phi}_{ra}$, $\theta > 0$ et $K = (K_1, K_2)^T$ est telle que la matrice $(\bar{A} - KC_1)$ soit stable

$$\bar{A} = \begin{pmatrix} 0 & 1 \\ 0 & 0 \end{pmatrix}$$

$A_1(u, y, Z_2)$ et $g_1(u, y, Z_1, Z_2)$ sont donnés par

$$A_1(u, y, Z_2) = \begin{pmatrix} 0 & a_3 \hat{\Phi}_{r\beta} \\ 0 & 0 \end{pmatrix}, g_1(u, y, Z_1, Z_2) = \begin{pmatrix} a_1 \hat{i}_{sa} + a_2 \hat{\Phi}_{ra} + b_1 u_1 \\ a_{13} \hat{i}_{sa} \hat{\Phi}_{r\beta} + a_{14} \hat{i}_{s\beta} \hat{\Phi}_{ra} + a_{15} \hat{\Omega} + d_1 C_r \end{pmatrix}$$

Remarque :

1. La propriété d'observabilité de (III.6) est satisfaite (hypothèse 2.1) et par conséquent $\Phi_{r\beta}$ est différent de zéro sauf pour des temps très courts (la machine asynchrone doit être fluxée pour réaliser la conversion de l'énergie électromécanique).

2. Les flux Φ_{ra} et $\Phi_{r\beta}$ ne sont pas mesurés, nous les estimons alors par l'estimateur du sous-système (III.5). Les variables actuelles des flux utilisées dans l'observateur (III.7) sont remplacées par leur estimées.

L'estimateur du sous-système (III.5) permettant d'estimer les flux est donné par les équations suivantes :

$$\begin{cases} \dot{Z}_2 = A_2 Z_2 + g_2(u, y, Z_1, Z_2) \\ \hat{y}_2 = C_2 Z_2 \end{cases} \quad (III.9)$$

Où $Z_2 = (\hat{i}_{s\beta}, \hat{\Phi}_{ra}, \hat{\Phi}_{r\beta})^T$ et $A_2 = \begin{pmatrix} a_1 & 0 & a_2 \\ 0 & a_8 & 0 \\ -a_2 & 0 & a_8 \end{pmatrix}$,

$$g_2(u, y, X_1, X_2) = \begin{pmatrix} a_5 \hat{\Phi}_{ra} \hat{\Omega} + b_2 u_2 \\ a_7 \hat{i}_{sa} + a_9 \hat{\Phi}_{r\beta} \hat{\Omega} \\ a_{11} \hat{\Phi}_{ra} \hat{\Omega} + (a_2 + a_7) \hat{i}_{s\beta} \end{pmatrix}$$

De plus, un estimateur du couple de charge C_r est donné par l'équation suivante :

$$\hat{C}_r = \frac{-1}{d_1} \left(a_{13} \hat{i}_{sa} \hat{\Phi}_{r\beta} + a_{14} \hat{i}_{s\beta} \hat{\Phi}_{ra} + a_{15} \hat{\Omega} - \frac{d\hat{\Omega}}{dt} \right) - \frac{\theta^2 k_2}{d_1 a_3 \hat{\Phi}_{r\beta}} (\hat{i}_{sa} - \hat{i}_{sa}) \quad (III.10)$$

Où $\frac{d\hat{\Omega}}{dt}$ est calculé par une différentiation numérique filtrée.

Hypothèse 3 :

Les conditions initiales sont connues telles que l'estimateur (III.9) de (III.5) soit bien initialisé. Les paramètres de la machine sont connus avec une certaine précision de façon que les erreurs entre $\hat{\Phi}_{ra}$, $\hat{\Phi}_{r\beta}$ donnés par (III.9) et \hat{C}_r par (III.10) et leurs valeurs réelles soient supposées bornées.

Le gain de l'observateur :

Nous avons de (III.7) et (III.8) le gain de l'observateur est :

$$M(u, y, Z_2)C_1 = \Gamma^{-1}(u, y, Z_2) \Delta_\theta^{-1} K C_1$$

Telle que :

$$\Gamma = \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 0 & a_3 \hat{\Phi}_{ra} \end{pmatrix}, \quad \Delta_\theta = \begin{pmatrix} \frac{1}{\theta} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\theta^2} \end{pmatrix}$$

Donc :

$$\begin{aligned} M(u, y, Z_2)C_1 &= \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 0 & \frac{1}{a_3 \hat{\Phi}_{ra}} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \theta & 0 \\ 0 & \theta^2 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} K_1 \\ K_2 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} 1 & 0 \end{pmatrix} \\ &= \begin{pmatrix} \theta K_1 & 0 \\ \frac{\theta^2 K_2}{a_3 \hat{\Phi}_{ra}} & 0 \end{pmatrix} \end{aligned}$$

III.4.3 Résultats de simulation

La vitesse et les flux sont bien reconstruits dans les grandes et moyennes vitesses mais l'estimation présente un certain retard en régime transitoire. Mais ce n'est pas le cas dans les basses vitesses, la vitesse estimée présente une erreur statique importante et risque même de diverger.

Pour les variations paramétriques, une variation de 80% dans les paramètres résistifs et mécaniques influent peu sur l'estimation (erreur statique insignifiante pour la vitesse estimée et ne dépassant pas 5% pour les flux) et pour le couple de charge (perturbation) la vitesse et les flux estimés suivent bien leurs valeurs réelles mais en présentant toujours un retard dans l'estimation. Et voilà les résultats de simulation :

Figure III.2

Nous avons utilisé la commande backstepping développée dans le chapitre II pour imposer un changement de la vitesse (poursuite de la référence) pour étudier la dynamique de l'observateur pour une vitesse de 160 rad/sec et à $t = 0.5$ sec une inversion du sens de la rotation à -160 rad/sec.

Figure III.3

Pour étudier la dynamique de l'observateur en basse vitesse nous avons utilisé le même système que figure III.2 en utilisant comme référence de la vitesse 5 rad/sec, à $t = 0.5$ sec -5rad/sec et à $t = 1$ sec 0 rad/sec en gardant la référence du flux constante à 1.2 Wb.

Figure III.4

Pour étudier l'effet des variations paramétriques et des perturbations sur l'observateur seul (sans l'influence de la commande), nous prenons le système MAS (en boucle ouverte) + observateur cascade interconnecté à un estimateur.

De $t = 2$ sec à $t = 3$ sec nous introduisons une variation de 80% dans les paramètres résistifs et mécaniques de la machine.

De $t = 3.5$ sec à $t = 5$ sec un couple de charge égal au couple nominal.

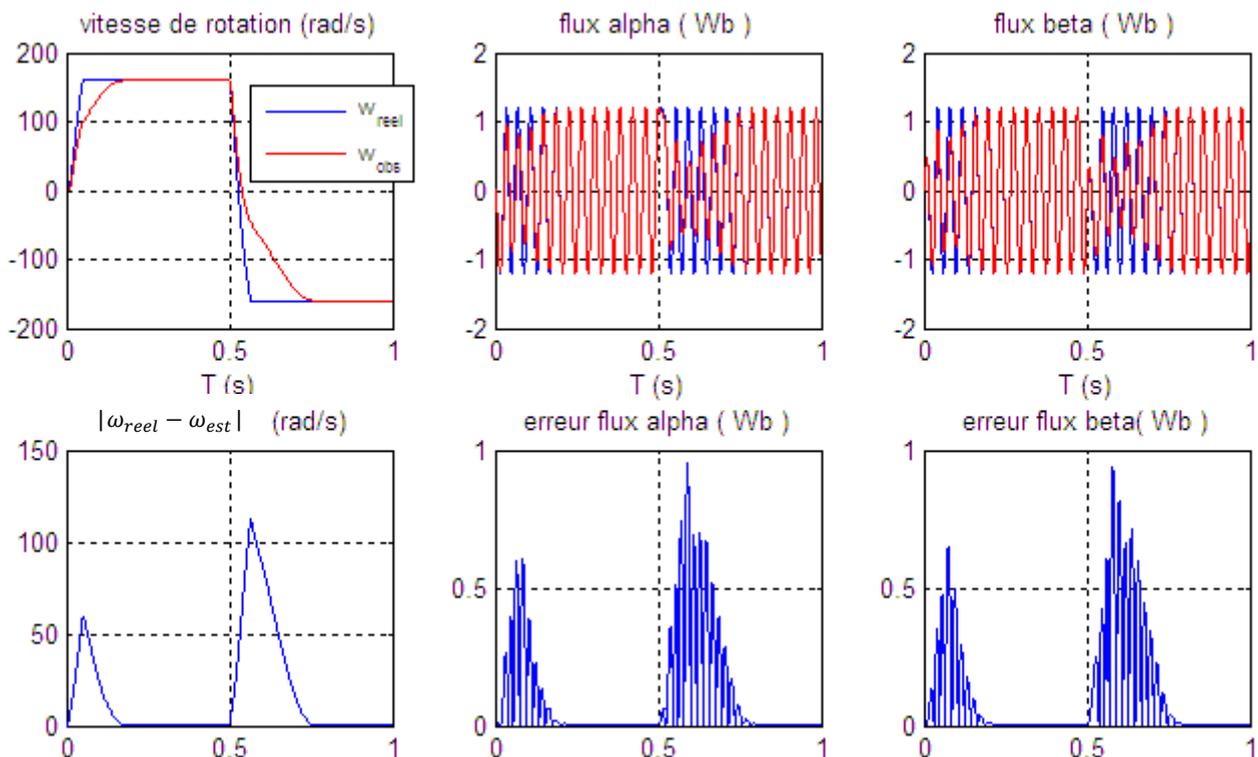


Figure III.2 Dynamique de l'observateur pour les moyennes vitesses (erreur = |réel – estimé|).

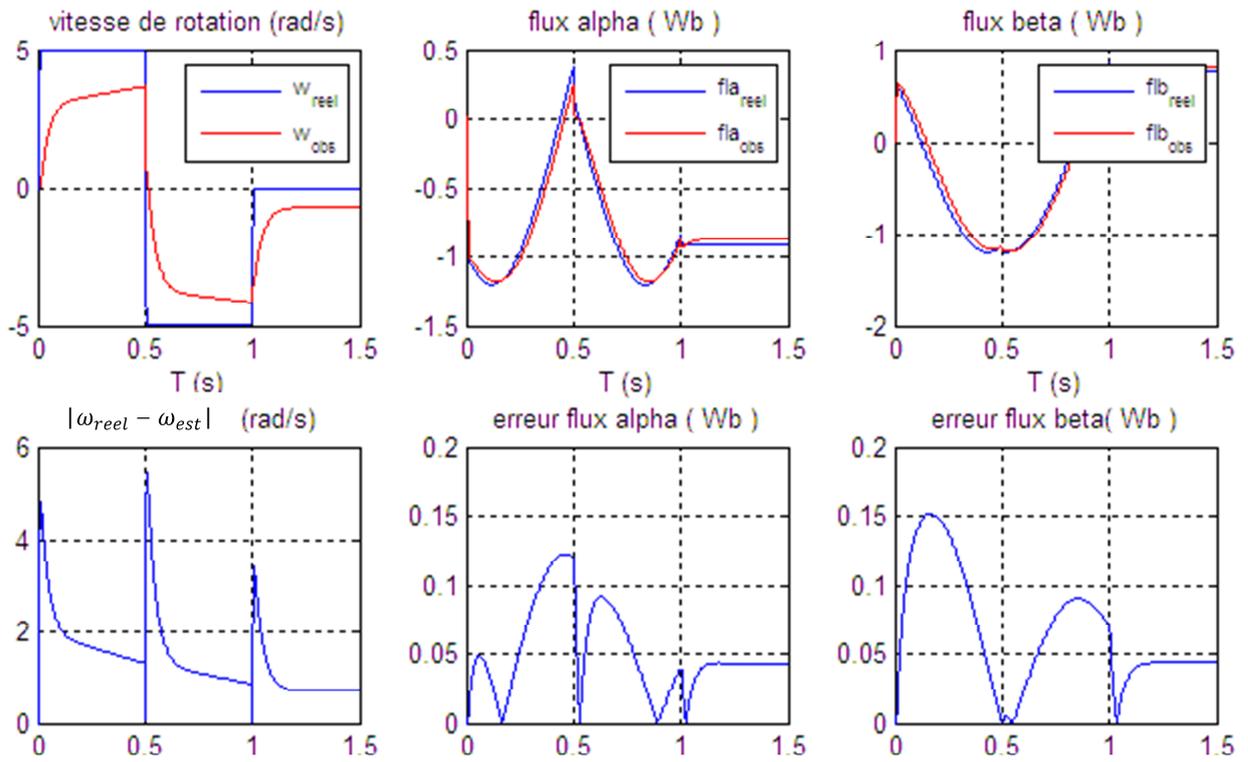


Figure III.3 Dynamique de l'observateur pour les basses vitesses.

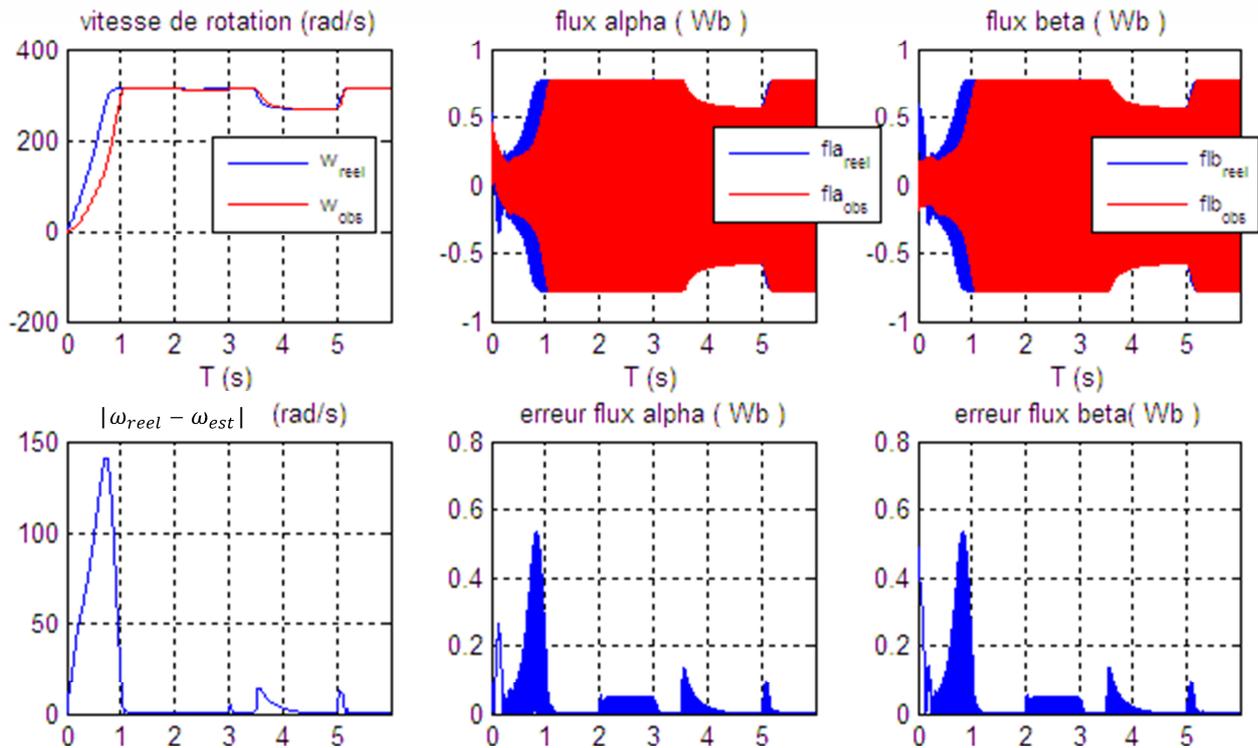


Figure III.4 Dynamique de l'observateur en cas de variation paramétrique ou de perturbation.

III.4.4 Observateur à grand gain interconnecté à un estimateur

Dans cette section, nous présentons la synthèse d'un observateur à grand gain interconnecté à un estimateur.

Le modèle de la machine (II.3) peut être réécrit sous la forme suivante :

$$\begin{pmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_5 \\ \dot{C}_r \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 & a_3 x_4 & 0 \\ 0 & 0 & d_1 \\ 0 & 0 & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} x_1 \\ x_5 \\ C_r \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} a_1 x_1 + a_2 x_3 + b_1 u_1 \\ a_{13} x_1 x_4 + a_{14} x_2 x_3 + a_{15} x_5 \\ 0 \end{pmatrix} \quad (\text{III.11})$$

$$\begin{pmatrix} \dot{x}_2 \\ \dot{x}_3 \\ \dot{x}_4 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} a_1 & 0 & a_2 \\ 0 & a_8 & 0 \\ -a_2 & 0 & a_8 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} x_2 \\ x_3 \\ x_4 \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} a_5 x_3 x_5 + b_2 u_2 \\ a_7 x_1 + a_9 x_4 x_5 \\ a_{11} x_3 x_5 + (a_2 + a_7) i_{s\beta} \end{pmatrix} \quad (\text{III.12})$$

Avec un couple de charge supposé constant.

Objectif : L'objectif recherché est la conception d'un observateur à grand gain pour le sous-système (III.11) pour reconstruire les variables mécaniques de la machine (vitesse et couple de charge), qui est basée sur la forme des systèmes définie par (III.1), et un estimateur pour le sous-système (III.12) en considérant comme seules variables mesurées les deux composantes du courant statorique i_{sa} et $i_{s\beta}$.

Pour construire un observateur à grand gain pour le sous-système (III.11), posons l'hypothèse suivante :

Hypothèse 4 : les variables $i_{s\beta}$, Φ_{ra} et $\Phi_{r\beta}$ sont considérées comme entrées connues du sous système (III.11)

En supposant que l'hypothèse 4 soit satisfaite, alors le sous-système (III.11) peut être écrit sous la forme affine en l'état avec terme non linéaire comme suit :

$$\begin{cases} \dot{X}_1 = A_1(v, X_2)X_1 + g_1(v, X_1, X_2) \\ y_1 = C_1 X_1 \end{cases} \quad (\text{III.13})$$

Et le sous-système (III.12) peut être écrit sous la forme suivante :

$$\begin{cases} \dot{X}_2 = A_2 X_2 + g_2(v, X_1, X_2) \\ y_2 = C_2 X_2 \end{cases} \quad (\text{III.14})$$

Où

$$A_1(v, X_2) = \begin{pmatrix} 0 & a_3 x_4 & 0 \\ 0 & 0 & d_1 \\ 0 & 0 & 0 \end{pmatrix}, A_2 = \begin{pmatrix} a_1 & 0 & a_2 \\ 0 & a_8 & 0 \\ -a_2 & 0 & a_8 \end{pmatrix}$$

$$g_1(v, X_1, X_2) = \begin{pmatrix} a_1 x_1 + a_2 x_3 + b_1 u_1 \\ a_{13} x_1 x_4 + a_{14} x_2 x_3 + a_{15} x_5 \\ 0 \end{pmatrix}$$

$$g_2(v, X_1, X_2) = \begin{pmatrix} a_5 x_3 x_5 + b_2 u_2 \\ a_7 x_1 + a_9 x_4 x_5 \\ a_{11} x_3 x_5 + (a_2 + a_7) i_{s\beta} \end{pmatrix}$$

Et

$$X_1 = (i_{sa} \quad \Omega \quad C_r)^T, C_1 = (1 \quad 0 \quad 0); X_2 = (i_{s\beta} \quad \Phi_{ra} \quad \Phi_{r\beta})^T, C_2 = (1 \quad 0 \quad 0). \\ u = (u_{sa} \quad u_{s\beta})^T, y = (i_{sa} \quad i_{s\beta})^T.$$

Hypothèse 5

1- Les erreurs entre $\hat{\Phi}_{ra}$, $\hat{\Phi}_{r\beta}$ et leurs valeurs réelles sont supposées petites si les paramètres de la machine sont connus avec une certaine précision (cas réaliste).

2- v est bornée et supposée être régulièrement persistante pour garantir la propriété d'observabilité du sous-système (III.13).

3- $A_1(v, Z_2)$ est globalement Lipschitz par rapport à Z_2 uniformément par rapport à v .

4- g_1 est globalement Lipschitz par rapport à Z_2 uniformément par rapport à v et Z_1 .

5- g_2 est globalement Lipschitz par rapport à Z_1 uniformément par rapport à v et Z_2 .

Alors l'observateur pour le sous-système (III.13) est donné par

$$\begin{cases} \dot{Z}_1 = A_1(v, Z_2)Z_1 + g_1(v, Z_1, Z_2) + S^{-1}C^T(y_1 - \hat{y}_1) \\ \dot{S} = -\theta S - A_1^T(v, Z_2)S - SA_1(v, Z_2) + C^T C \end{cases} \quad (\text{III.15})$$

Où les valeurs propres de $\|S\|$ sont supposées bornées pour θ assez large

Et $Z_1 = (\hat{i}_{sa} \quad \hat{\Omega} \quad \hat{C}_r)^T$, $Z_2 = (\hat{i}_{s\beta}, \hat{\Phi}_{ra}, \hat{\Phi}_{r\beta})^T$, $C = C_1$ et $S^{-1}C^T$ est le gain de l'observateur.

L'estimateur du système (III.14) est donné par les équations suivantes :

$$\dot{Z}_2 = A_2 Z_2 + g_2(v, Z_1, Z_2) \quad (\text{III.16})$$

Les expressions de $A_1(v, Z_2)$, A_2 , $g_1(v, Z_1, Z_2)$ et $g_2(v, Z_1, Z_2)$ sont données par :

$$A_1(v, Z_2) = \begin{pmatrix} 0 & a_3 \hat{\Phi}_{r\beta} & 0 \\ 0 & 0 & d_1 \\ 0 & 0 & 0 \end{pmatrix}, A_2 = \begin{pmatrix} a_1 & 0 & a_2 \\ 0 & a_8 & 0 \\ -a_2 & 0 & a_8 \end{pmatrix}$$

$$g_1(v, Z_1, Z_2) = \begin{pmatrix} a_1 \hat{i}_{sa} + a_2 \hat{\Phi}_{ra} + b_1 u_1 \\ a_{13} \hat{i}_{sa} \hat{\Phi}_{r\beta} + a_{14} \hat{i}_{s\beta} \hat{\Phi}_{ra} + a_{15} \hat{\Omega} \\ 0 \end{pmatrix}$$

$$g_2(v, Z_1, Z_2) = \begin{pmatrix} a_5 \hat{\Phi}_{ra} \hat{\Omega} + b_2 u_2 \\ a_7 \hat{i}_{sa} + a_9 \hat{\Phi}_{r\beta} \hat{\Omega} \\ a_{11} \hat{\Phi}_{ra} \hat{\Omega} + (a_2 + a_7) \hat{i}_{s\beta} \end{pmatrix}$$

Notons que l'observateur (III.15) est composé d'un terme qui est la copie de la dynamique du sous-système (III.13) et d'un autre terme qui représente la partie de correction. Cette correction est fonction de l'erreur d'estimation entre les courants mesurés et leurs estimés multipliée par les gains de l'observateur. Quant à l'estimateur (III.16), il représente uniquement la copie de la dynamique du sous-système (III.14).

Le gain de l'observateur

Nous avons de l'équation de l'observateur (III.15) le gain de l'observateur est $S^{-1}C^T$ telle que :

$$\dot{S} = -\theta S - A_1^T(v, Z_2)S - SA_1(v, Z_2) + C^T C$$

Où

$$S = \begin{pmatrix} S_{11} & S_{12} & S_{13} \\ S_{12} & S_{22} & S_{23} \\ S_{13} & S_{23} & S_{33} \end{pmatrix}, S \text{ est une matrice symétrique.}$$

Nous trouvons :

$$\begin{cases} \dot{S}_{11} = -\theta S_{11} + 1 \\ \dot{S}_{12} = -\theta S_{12} - a_3 \hat{\Phi}_{r\beta} S_{11} \\ \dot{S}_{13} = -\theta S_{13} - d_1 S_{12} \\ \dot{S}_{22} = -\theta S_{22} - 2a_3 \hat{\Phi}_{r\beta} S_{12} \\ \dot{S}_{23} = -\theta S_{23} - a_3 \hat{\Phi}_{r\beta} S_{13} - d_1 S_{22} \\ \dot{S}_{33} = -\theta S_{33} - 2d_1 S_{23} \end{cases}$$

III.4.5 Résultats de simulation

La vitesse et les flux sont très bien reconstruits dans les grandes et moyennes vitesses mais si on a une mauvaise information sur les conditions initiales ça peut engendrer des oscillations de la vitesse estimée. Dans le cas des basses vitesses, l'estimation présente une erreur statique de 10% pour la vitesse et 4% pour les flux.

Pour les variations paramétriques, une variation de 80% dans les paramètres résistifs et mécaniques engendre une erreur statique de 2% pour la vitesse et 5% pour les flux et pour le couple de charge (perturbation) la vitesse et les flux estimés suivent bien leurs valeurs réelles. Et voila les résultats de simulation :

Figure III.5

Nous avons utilisé la commande backstepping développée dans le chapitre II pour imposer un changement de la vitesse (poursuite de la référence) pour étudier la dynamique de l'observateur pour une vitesse de 160 rad/sec et à $t = 0.5$ sec une inversion du sens de la rotation -160 rad/sec.

Figure III.6

Pour étudier la dynamique de l'observateur en basse vitesse nous avons utilisé le même système que figure III.5 en utilisant comme référence de la vitesse 5 rad/sec, à $t = 0.5$ sec -5 rad/sec et à $t = 1$ sec 0 rad/sec en gardant la référence du flux constante à 1.2 Wb.

Figure III.7

Nous considérons le même système que figure III.5 avec une référence de la vitesse à 160 rad/s et du flux à 1.2 Wb mais nous changeons les conditions initiales de la MAS ($x_0 = [0.2, 0.2, 0.1, 0.5, 5]$) sachant que l'observateur est initialisé à $x_{0\text{ obs}} = [0, 0, 0, 0.01, 0]$)

Figure III.8

Pour étudier l'effet des variations paramétriques et des perturbations sur l'observateur seul (sans l'influence de la commande), nous prenons le système MAS (en boucle ouverte) + observateur à grand gain interconnecté à un estimateur.

De $t = 2$ sec à $t = 3$ sec nous introduisons une variation de 80% dans les paramètres résistifs et mécaniques de la machine.

De $t = 3.5$ sec à $t = 5$ sec un couple de charge égal au couple nominal.

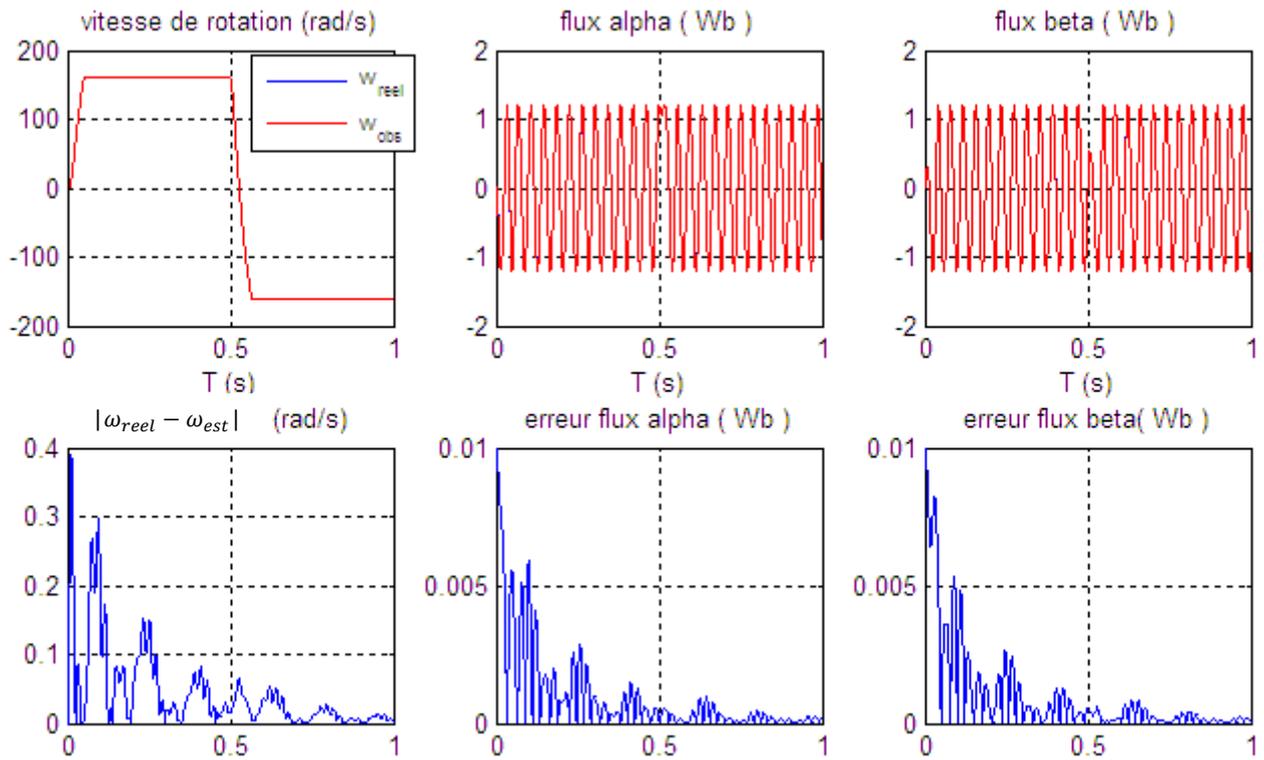


Figure III.5 Dynamique de l'observateur pour les moyennes vitesses.

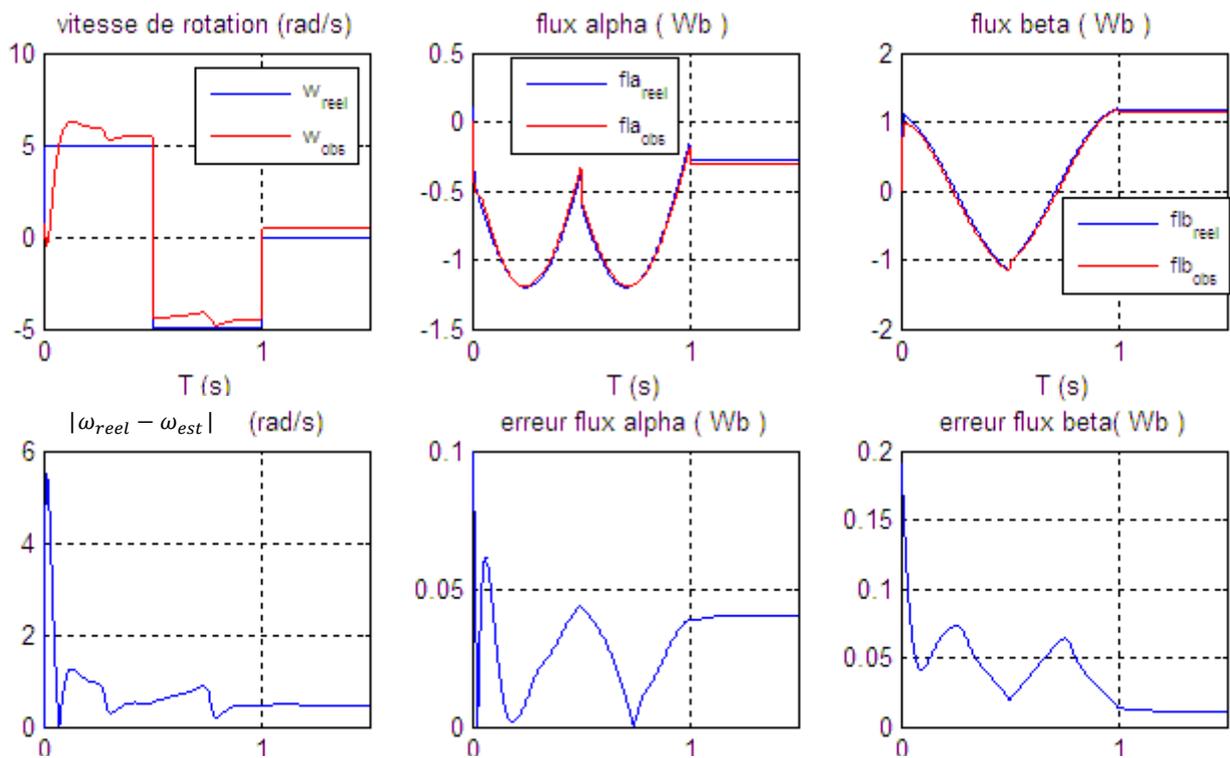


Figure III.6 Dynamique de l'observateur pour les basses vitesses.

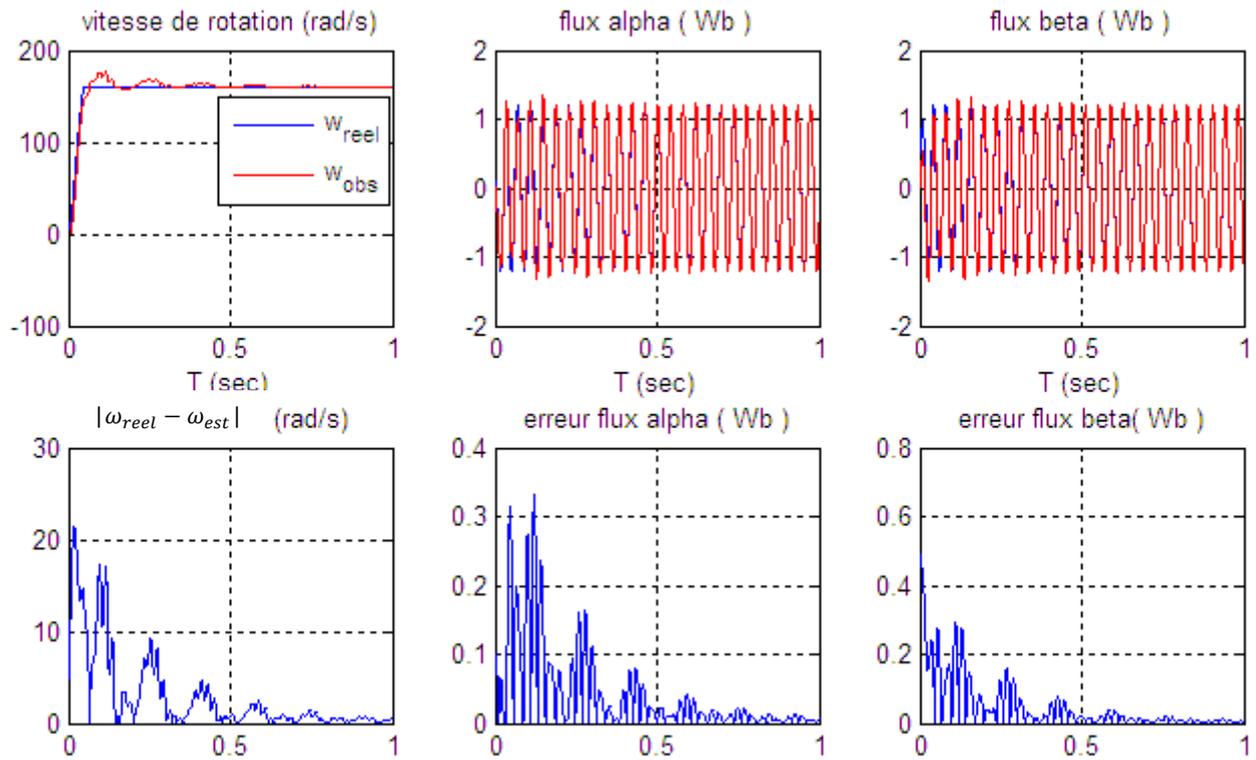


Figure III.7 Dynamique de l'observateur en changeant les conditions initiales.

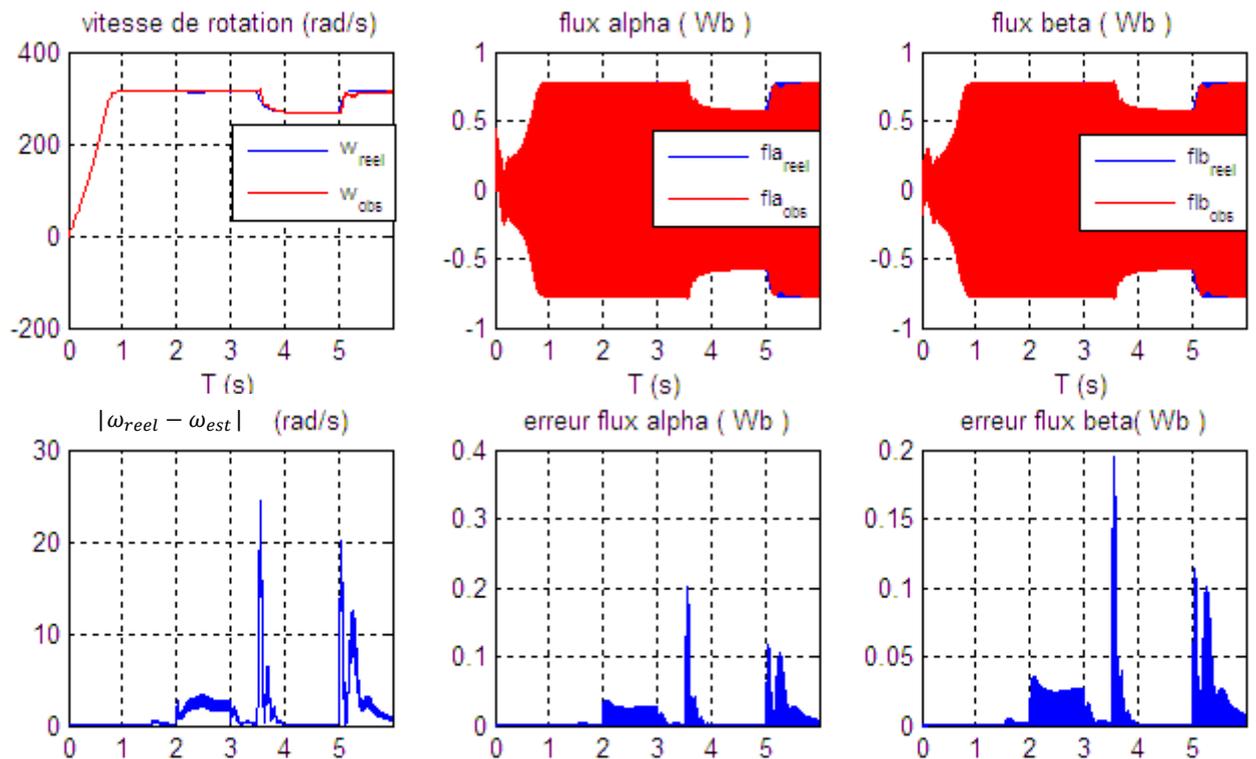


Figure III.8 Dynamique de l'observateur en cas de variation paramétrique ou de perturbation.

III.5 LE FILTRE DE KALMAN ETENDU

III.5.1 Principe

Dans la famille des observateurs, le filtre de Kalman présuppose la présence de bruits sur l'état et sur la sortie. La présence naturelle de bruits lorsqu'une machine asynchrone est pilotée par un onduleur représente un argument pour ce choix. On distingue deux étapes principales pour la réalisation d'un filtre de Kalman, une phase de prédiction, et une autre de correction.

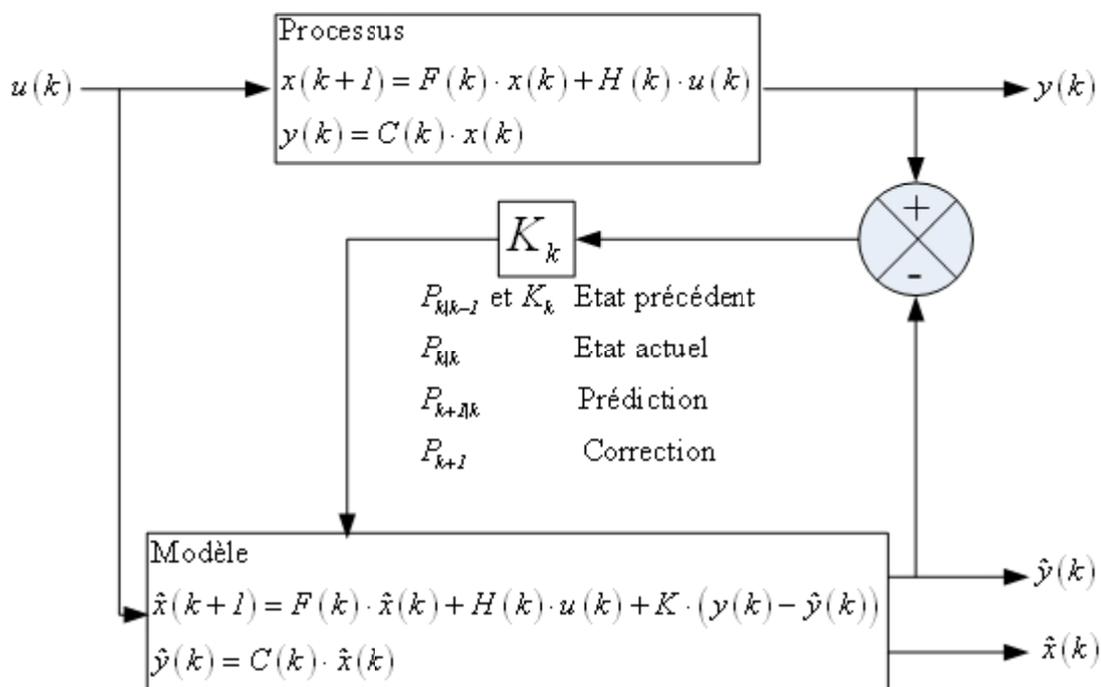


Figure III.9 Principe d'un filtre de Kalman.

Mais L'observation d'états par un filtre de Kalman est une technique d'estimation linéaire, et notre système étant non linéaire il sera nécessaire d'élaborer un filtre de Kalman étendu.

Le filtre de Kalman étendu n'est que l'application du filtre de Kalman dans le cas d'un système non linéaire, ce système doit être discrétisé et linéarisé autour du point de fonctionnement (vecteur d'état estimé) actuel.

III.5.2 Application du filtre de Kalman étendu au modèle de la machine asynchrone

Nous allons élaborer un filtre de Kalman étendu pour l'observation des flux et de la vitesse rotorique. Les seules grandeurs de mesures sont les courants statoriques. Certaines grandeurs seront fournies directement par la commande. Ainsi, les tensions statoriques seront considérées comme des entrées pour le filtre.

Pour l'estimation de la vitesse de la machine asynchrone, nous utiliserons un modèle d'ordre quatre de la forme :

$$\begin{cases} \frac{dX(t)}{dt} = A_c(w)X(t) + B_c U(t) \\ Y(t) = CX(t) \end{cases} \quad (\text{III.17})$$

Où

$$U = [V_{sa} \quad V_{s\beta}]^T, \quad Y = [i_{sa} \quad i_{s\beta}]^T, \quad X = [i_{sa} \quad i_{s\beta} \quad \Phi_{sa} \quad \Phi_{s\beta}]^T$$

$$B_c = \begin{bmatrix} b_1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & b_2 & 0 & 0 \end{bmatrix}^T, \quad C = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

$$A_c(w) = \begin{bmatrix} a_1 & 0 & a_2 & a_3 w \\ 0 & a_4 & a_5 w & a_6 \\ a_7 & 0 & a_8 & a_9 w \\ 0 & a_{10} & a_{11} w & a_{12} \end{bmatrix}$$

Le filtre de Kalman est un algorithme récursif de traitement de données. Etant donné, que ce filtre doit être utilisé en temps réel, et pour les besoin d'implémentation le modèle doit être discrétisé est écrit de la forme :

$$\begin{cases} X[k+1] = A(w)X[k] + BU[k] \\ Y[k] = CX[k] \end{cases} \quad (\text{III.18})$$

En considérant que la vitesse w est constante entre deux instants d'échantillonnage, le modèle précédent de la MAS est linéaire donc nous pouvons calculer la matrice de transition $A(w)$ par la méthode de Sylvester (la matrice $A_c(w)$ possède quatre valeurs propres distinctes). Mathématiquement cette méthode nous donne un modèle d'état discret exact mais il y a des erreurs sur les paramètres dues aux variations thermiques et à la saturation, ces erreurs sont beaucoup plus importantes que celles dues à la discrétisation et cela réduit l'intérêt du calcul exact.

Et comme nous avons $A(w) = e^{A_c(w)T_e}$ (T_e est la période de discréditation), nous utiliserons un développement limité au deuxième ordre.

$$e^{A_c T_e} \approx A = I + A_c T_e + \frac{(A_c T_e)^2}{2}$$

$$A_c^{-1}(e^{A_c T_e} - I)B_c \approx B = T_e(I + \frac{A_c T_e}{2})B_c$$

Nous trouvons

$$A(w) = \begin{bmatrix} c_{11} & d_{11} & c_{12} & d_{12} \\ -d_{11} & c_{11} & -d_{12} & c_{12} \\ c_{21} & d_{21} & c_{22} & d_{22} \\ -d_{21} & c_{21} & -d_{22} & c_{22} \end{bmatrix}, B_c = \begin{bmatrix} c_1 & 0 & c_2 & 0 \\ 0 & c_1 & 0 & c_2 \end{bmatrix}^T$$

Telles que :

$$c_{11} = 1 + T_e a_1 + \frac{1}{2} T_e^2 (a_1^2 + a_2 a_7)$$

$$d_{11} = \frac{1}{2} T_e^2 a_3 a_{10} w$$

$$c_{12} = T_e a_2 + \frac{1}{2} T_e^2 (a_1 a_2 + a_2 a_8 + a_3 a_{11} w^2)$$

$$d_{12} = \frac{1}{2} T_e w (T_e (a_3 (a_1 + a_{12}) + a_2 a_9) + 2a_3)$$

$$c_{21} = \frac{1}{2} T_e a_7 (2 + T_e (a_1 + a_8))$$

$$d_{21} = \frac{1}{2} T_e^2 a_9 a_{10} w$$

$$c_{22} = 1 + T_e a_8 + \frac{1}{2} T_e^2 (a_8^2 + a_2 a_7 + a_9 a_{11} w^2)$$

$$d_{22} = \frac{1}{2} T_e w (T_e (a_9 (a_8 + a_{12}) + a_3 a_7) + 2a_9)$$

$$c_1 = T_e b_1 (1 + \frac{1}{2} T_e a_1)$$

$$c_2 = \frac{1}{2} T_e^2 a_7 b_1$$

III.5.3 Algorithme du filtre de Kalman étendu

L'implémentation du filtre de Kalman étendu dans le cas du système non linéaire donné par (III.18) consiste en l'exécution des étapes suivantes:

a- Initialisation du vecteur d'état et des matrices de covariance : des valeurs initiales doivent être affectées au vecteur d'état ainsi que les matrices de covariances P_0 , Q et R . Les matrices Q et R sont considérés en tant que matrices diagonales. La valeur initiale de

P_0 reflète le degré de connaissance concernant l'état initial du système. Une grande valeur de P_0 signifie une moindre information concernant les états suscités et ceci peut créer une divergence de l'estimation et même des oscillations des états estimés.

b- Prédiction des états : la prédiction des états $x(k+1)$ est basée seulement sur la connaissance de l'état précédent du système et le vecteur d'entrée.

$$X[k+1|k] = A[k]X[k|k] + B[k]U[k]$$

$$w[k+1|k] = w[k]$$

c- Prédiction de la matrice de covariance

$$P[k+1|k] = F[k]P[k|k]F[k]^T + Q$$

$$F[k] = \begin{bmatrix} A[k] & \frac{\partial}{\partial w} (A[k]X[k|k] + BU[k])_{w[k|k]} \\ 0 & I \end{bmatrix}$$

d- Calcul du gain de Kalman

$$K[k+1] = P[k+1|k]H^T (HP[k+1|k]H^T + R)^{-1}$$

$$H = [C \quad 0]$$

e- Estimation du vecteur d'état

$$\begin{bmatrix} X[k+1|k+1] \\ w[k+1|k+1] \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} X[k+1|k] \\ w[k+1|k] \end{bmatrix} + K[k+1](Y[k+1] - CX[k+1|k])$$

f- Estimation de la matrice de covariance

$$P[k+1|k+1] = P[k+1|k] - K[k+1]HP[k+1|k]$$

Le processus d'estimation continue en revenant à l'étape (b) et ainsi de suite. (k=k+1)

Telle que

$$F[k] = \begin{bmatrix} c_{11} & d_{11} & c_{12} & d_{12} & f_1 \\ -d_{11} & c_{11} & -d_{12} & c_{12} & f_2 \\ c_{21} & d_{21} & c_{22} & d_{22} & f_3 \\ -d_{21} & c_{21} & -d_{22} & c_{22} & f_4 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}, H[k] = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

$$f_1 = \frac{1}{2}T_e((x_4[k|k](a_1 + a_{12}) + a_{10}x_2[k|k] + 2a_{11}x_3[k|k]w[k|k])a_3 + a_2a_9x_4[k|k])T_e + 2a_3x_4[k|k])$$

$$f_2 = \frac{1}{2} T_e ((x_3[k|k](a_4 + a_8) + a_7 x_1[k|k] + 2a_9 x_4[k|k] w[k|k]) a_5 + a_{11} a_6 x_3[k|k]) T_e + 2a_5 x_3[k|k]$$

$$f_3 = \frac{1}{2} T_e ((x_4[k|k](a_8 + a_{12}) + a_{10} x_2[k|k] + 2a_{11} x_3[k|k] w[k|k]) a_9 + a_7 a_3 x_4[k|k]) T_e + 2a_9 x_4[k|k]$$

$$f_4 = \frac{1}{2} T_e ((x_3[k|k](a_{12} + a_8) + a_7 x_1[k|k] + 2a_9 x_4[k|k] w[k|k]) a_{11} + a_5 a_{10} x_3[k|k]) T_e + 2a_{11} x_3[k|k]$$

III.5.4 Le choix des matrices de covariance Q , R

Ce sont via ces matrices que passeront les différents états mesurés, prédits et estimés. Leurs buts sont de minimiser les erreurs liées à une modélisation approchée et à la présence de bruits sur les mesures. Ce réglage requiert une attention particulière.

La matrice Q liée aux bruits entachant l'état, permet de régler la qualité estimée de notre modélisation et de sa discrétisation. Une forte valeur de Q donne une forte valeur du gain G réduisant l'importance de la modélisation et de la dynamique du filtre. La mesure possède alors un poids relatif plus important. Une trop forte valeur de Q peut cependant créer une instabilité de l'observation. La matrice R règle quant à elle le poids des mesures. Une forte valeur indique une grande incertitude de la mesure. Par contre, une faible valeur permet de donner un poids important à la mesure. Cependant, il faut faire attention au risque d'instabilité aux faibles valeurs de R .

La valeur du gain ne change pas en multipliant Q , R par un scalaire. En plus les composantes (α, β) du courant statorique ou du flux rotorique sont considérés orthogonaux statistiquement, donc il y a aucune raison de les traiter séparément. Donc :

$$R = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}, Q = \begin{bmatrix} q_1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & q_1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & q_2 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & q_2 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & q_3 \end{bmatrix}$$

Pour trouver les valeurs optimales des paramètres q_1, q_2 et q_3 . [34] a procédé à l'optimisation de ces paramètres (en minimisant la moyenne de l'erreur au carré de la vitesse en prenant l'estimation en boucle ouverte) et il propose :

$$q_1 = 9.83e-4, q_2 = 9.32e-12 \text{ et } q_3 = 12.$$

III.5.5 Résultats de simulation

La vitesse et les flux sont très bien reconstruits dans les grandes et moyennes et même les basses vitesses. Les estimées présentent des erreurs statique dues aux erreurs de discrétisation (0.25% pour la vitesse et 0.20% pour les flux dans les grandes et moyennes vitesses et de 1% pour la vitesse et de 0.5% pour les flux dans les basses vitesses en prenant $T_e = 100 \mu\text{sec}$) qui peuvent être réduit en diminuant le temps de discrétisation.

Pour les variations paramétriques, une variation de 80% dans les paramètres résistifs et mécaniques engendre une erreur statique 0.25% pour la vitesse (due à la discrétisation) et 0.60% pour les flux. Pour le couple de charge (perturbation) la vitesse et les flux estimés suivent bien leurs valeurs réelles avec une erreur statique de 1% pour la vitesse et 0.40% pour les flux. Et voilà les résultats de simulation (en prenant $T_e = 100 \mu\text{sec}$ sauf pour figure II.12)

Figure III.10

Nous avons utilisé la commande backstepping développée dans le chapitre II pour imposer un changement de la vitesse (poursuite de la référence) pour étudier la dynamique de l'observateur pour une vitesse de 160 rad/sec et à $t = 0.5$ sec une inversion du sens de la rotation -160 rad/sec.

Figure III.11

Nous considérons la même situation que figure III.10 mais dans ce cas nous prenons $T_e = 10 \mu\text{sec}$.

Figure III.12

Pour étudier la dynamique de l'observateur en basse vitesse nous avons utilisé le même système que figure III.10 en utilisant comme référence de la vitesse 5 rad/sec, à $t = 0.5$ sec -5 rad/sec et à $t = 1$ sec 0 rad/sec en gardant la référence du flux constante à 1.2 Wb.

Figure III.13

Nous considérons le même système que figure III.10 (MAS +commande Backstepping) avec une référence de la vitesse à 160 rad/sec et du flux à 1.2 Wb mais nous changeons les conditions initiales de la MAS ($x_0 = [0.2, 0.2, 0.1, 0.5, 5]$ sachant que l'observateur est initialisé à $x_{0\text{ obs}} = [0, 0, 0, 0.01, 0]$)

Figure III.14

Pour étudier l'effet des variations paramétrique et des perturbations sur l'observateur seul (sans l'influence de la commande), nous prenons le système MAS(en boucle ouverte) +filtre de Kalman.

De $t = 2$ sec à $t = 3$ sec nous introduisons une variation de 80% dans les paramètres résistifs et mécaniques de la machine.

De $t = 3.5$ sec à $t = 4.5$ sec une variation de 50% dans inductance de la machine.

De $t = 5$ sec à $t = 6$ sec un couple de charge égal au couple nominal.

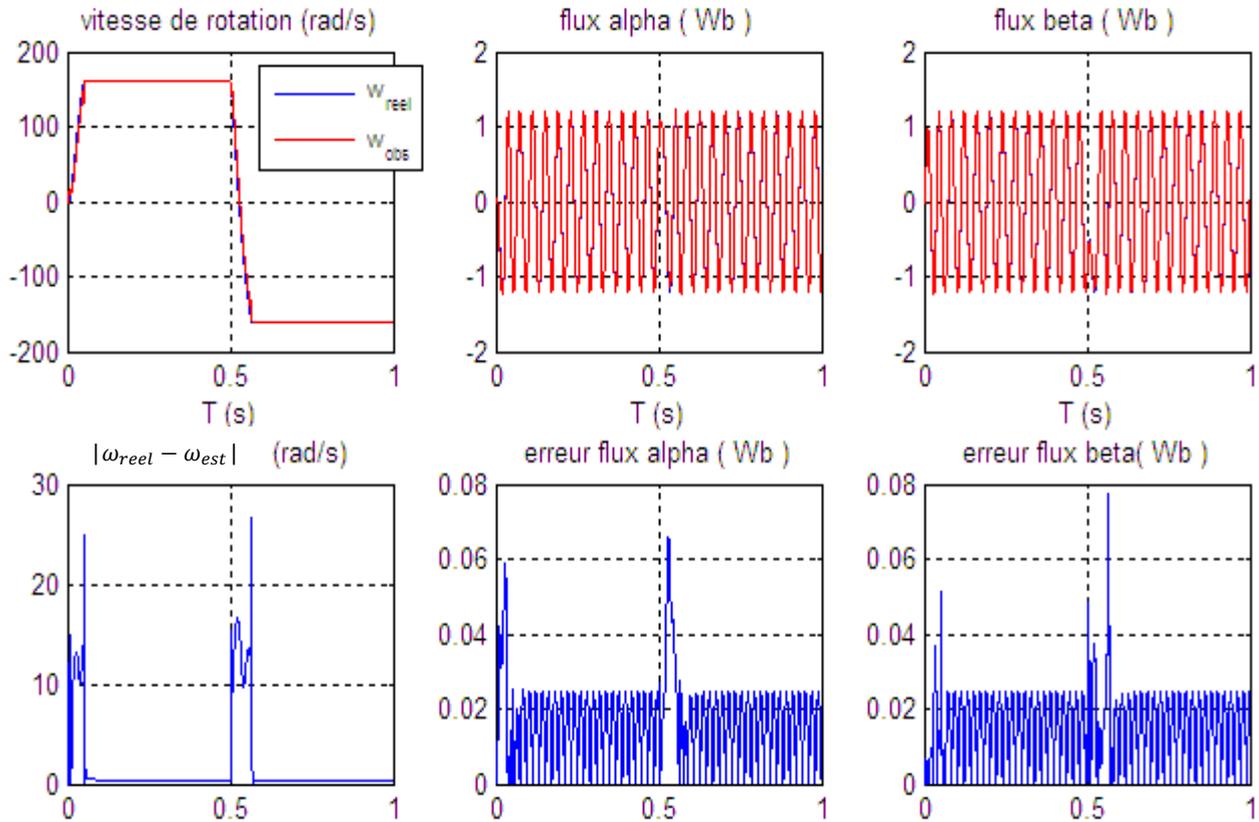


Figure III.10 Dynamique du filtre pour les vitesses moyennes.

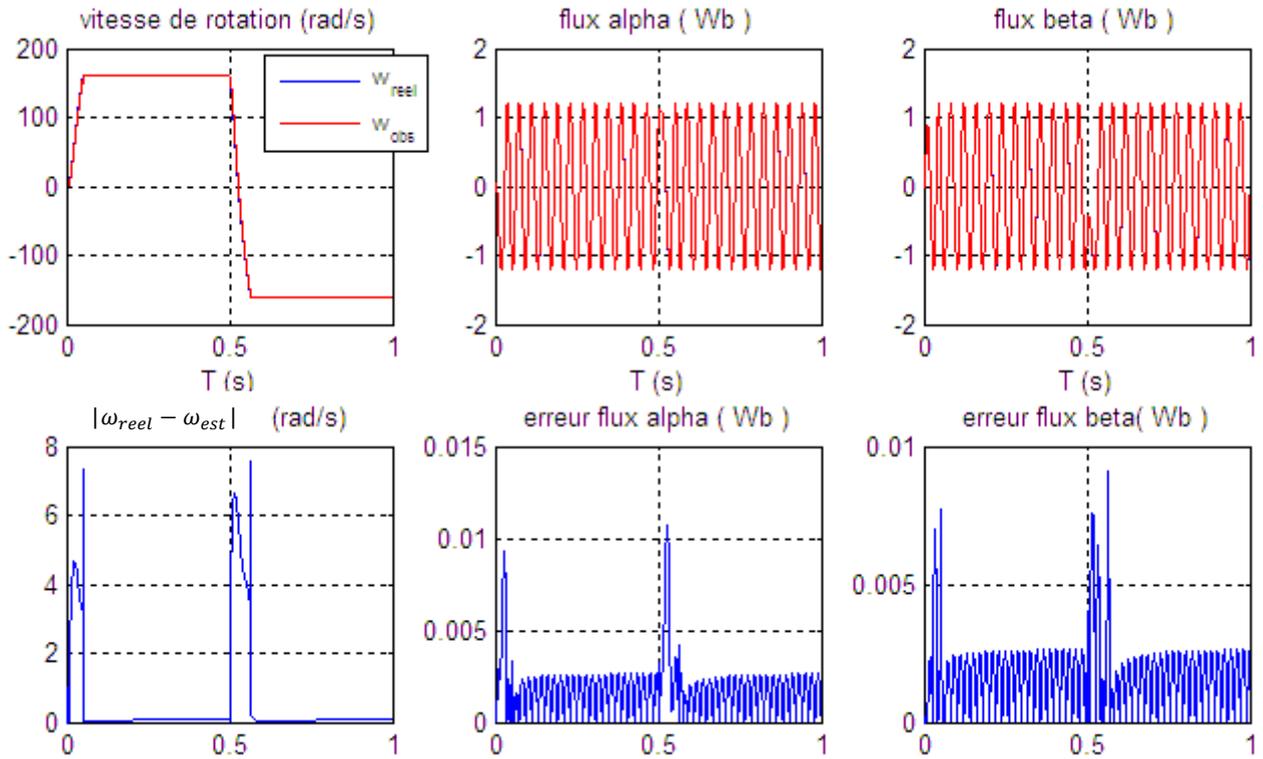


Figure III.11 Dynamique du filtre avec $T_e = 10\mu s$.

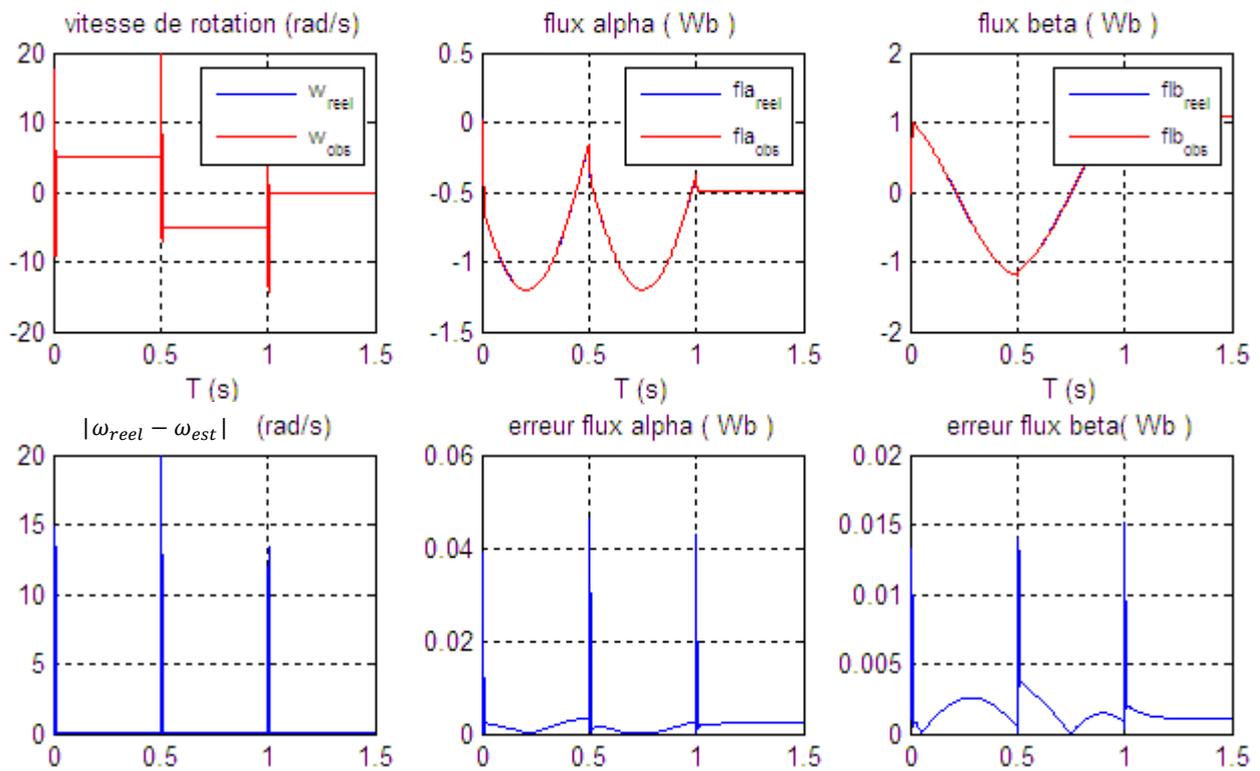


Figure III.12 Dynamique du filtre pour les basses vitesses.

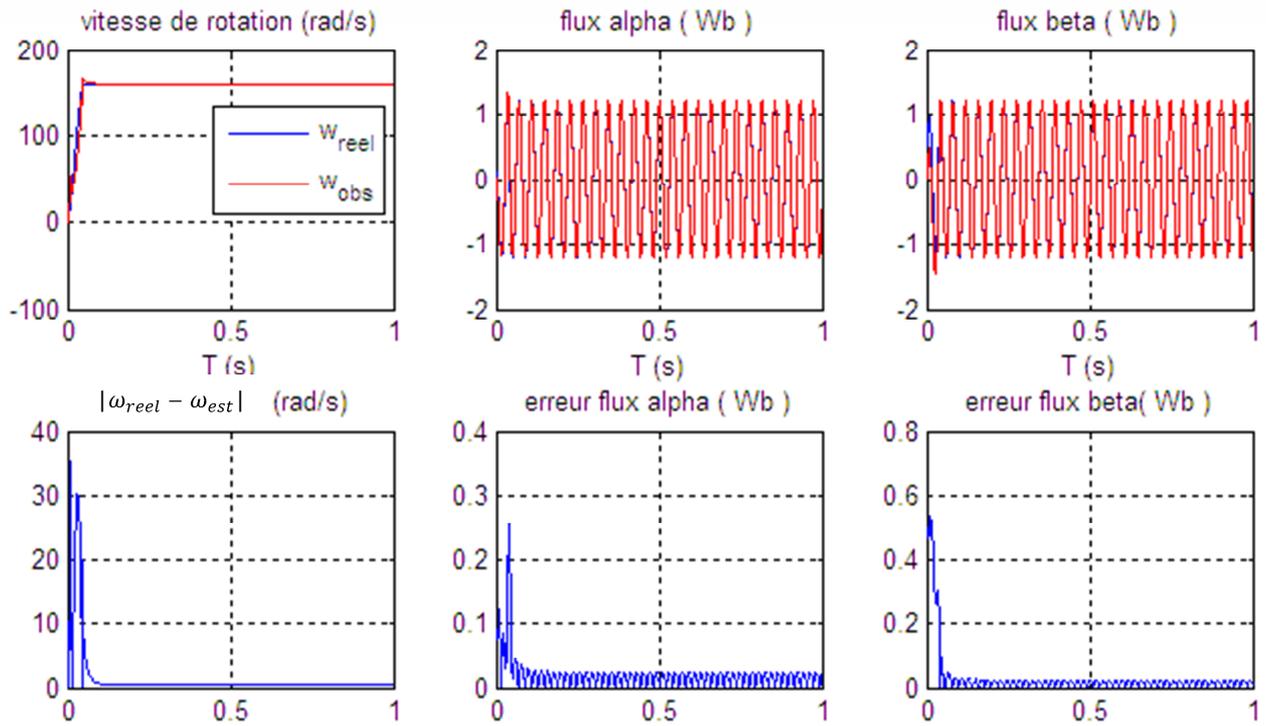


Figure III.13 Dynamique du filtre en changeant les conditions initiales.

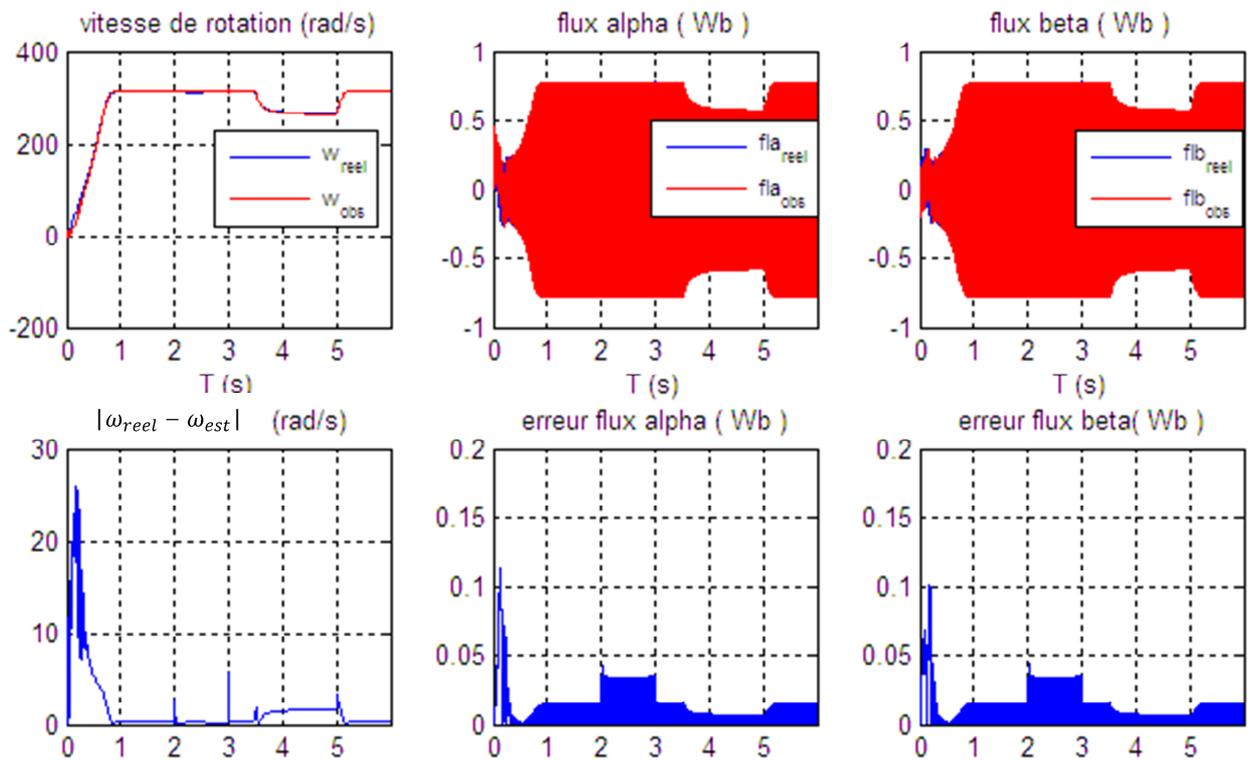


Figure III.14 Dynamique du filtre en cas de variation paramétrique ou de perturbation.

III.6 CONCLUSION

Ce chapitre a proposé, dans le cadre de l'observation en vue de diagnostic et la commande tolérante aux défauts de la machine asynchrone, trois techniques de synthèse d'observateurs : observateur cascade interconnecté à un estimateur, observateur à grand gain interconnecté à un estimateur et un filtre de Kalman étendu. Ces techniques d'observation permettent de reconstruire la vitesse et les flux en utilisant comme seule information les courants et les tensions statoriques de la machine asynchrone.

Nous avons testé le comportement des trois techniques d'observation dans les moyennes et basses vitesses et aussi leur robustesse vis-à-vis les perturbations et les variations paramétriques de la machine.

Selon les résultats obtenus, la troisième technique d'observation le filtre de Kalman étendu semble globalement être la meilleure technique ; elle est robuste vis-à-vis les variations paramétriques et le couple de charge et assure de bons résultats même pour les basses vitesses. Mais l'observateur à grand gain présente des performances très intéressantes en moyenne et grande vitesse.

Chapitre IV

COMMANDE TOLERANTE ACTIVE AUX DEFAUTS CAPTEURS

Chapitre IV

Commande tolérante active aux défauts capteurs

IV.1 INTRODUCTION

Les Commandes Tolérantes aux Défauts (FTC) ont été abordées dans de nombreux travaux de recherche, et ce, que ce soit dans l'industrie ou dans le milieu académique [35]. Cet intérêt est essentiellement dû à la croissance incessante des demandes concernant les performances, la sûreté de fonctionnement et surtout la continuité de service des systèmes électriques. Les travaux portants sur ce sujet ont été réalisés en premier lieu pour des raisons de sécurité dans les domaines de l'avionique [36] et des installations de l'énergie nucléaire [37]. Ils ont par la suite trouvé leur intérêt dans tous les domaines, notamment le domaine de la propulsion navale et aussi pour les installations des réseaux des chemins de fer.

Vu la complexité des FTC et les délais de temps de calcul qui en résultent, la détection d'un défaut et la reconfiguration de la commande étaient traitées, pendant longtemps, séparément. De nos jours, avec l'amélioration croissante des capacités et des performances des technologies numériques, la DD et la RC peuvent être associées dans un seul et même algorithme implantable dans un composant unique. Cette alternative permet d'envisager l'implantation d'algorithmes assurant la continuité de service du système en présence de défaut (DD et RC), en gardant le même niveau de performances.

Un défaut capteur, tel qu'un capteur de courant ou de vitesse, fournirait des mesures erronées et donc un retour d'informations incorrect, ce qui induirait une perturbation des performances du système [38]. Dans ce chapitre, nous proposons deux approches permettant d'éviter ces perturbations de performance. Il s'agit de développer des algorithmes qui rendent la commande tolérante aux défauts de capteurs de courant et/ou de vitesse. Ces algorithmes permettent, en premier temps, de détecter et d'isoler un éventuel défaut et, en deuxième temps, de reconfigurer la commande afin d'assurer la continuité de service du système. Donc, la mesure venant du capteur est utilisée dans la commande, et ce tant que le capteur en question et la chaîne d'acquisition qui lui est associée ne sont pas défaillants, et si l'algorithme de Détection et d'Isolation détecte un défaut, un algorithme de reconfiguration est introduit afin d'assurer la continuité de service de notre système.

Nous rappelons que, dans le cadre de ce travail, le défaut capteur est considéré comme pouvant provenir du capteur lui-même, ou bien de la chaîne de mesure (carte d'acquisition, d'interface, de conversion analogique-numérique CAN).

IV.2 PREMIERE APPROCHE

IV.2.1 Introduction

Dans cette section nous allons présenter dans un premier temps, un système de Détection, Isolation et Correction d'un défaut capteur de courant [39] et dans un deuxième temps, un système de Détection, Isolation et Correction d'un défaut capteur de vitesse en utilisant un algorithme de vote [40] et ensuite, nous proposerons un système global de diagnostic et reconfiguration de commande en prenant compte la possibilité d'apparition des deux défauts, capteur courant et capteur de vitesse au même temps.

IV.2.2 Défaut du capteur de courant

L'idée de base est de concevoir un bloc de détection de défaut de capteur de courant et ensuite générer des résidus à partir des courants réels et estimés (obtenus par le Filtre de Kalman Etendu) pour isoler le défaut et le corriger par la suite.

IV.2.2.1 Bloc de détection de défaut

Ce bloc exploite les trois capteurs de courant pour avoir les valeurs des trois courants statoriques de la machine. Pour détecter le défaut dans les capteurs de courant, ce bloc utilise la loi de *Kirchhoff*. S'il apparaît un ou deux défauts de capteur, la somme des trois courants génère un signal non nul.

La loi de *Kirchhoff* utilisée est la suivante :

$$i = i_s^a + i_s^b + i_s^c \quad (\text{IV.1})$$

Théoriquement dans le cas des systèmes triphasés équilibrés à neutre fictif la somme des trois courants i est nulle.

Donc :

$i = 0$ \longrightarrow Fonctionnement normal (pas de défaut).

$i \neq 0$ \longrightarrow Existence de défaut de capteur courant.

Mais pratiquement la somme des trois courants n'est pas exactement zéro mais elle est proche de zéro. Donc nous posons un seuil i_0 telle que :

$|i| < i_0 \implies$ Fonctionnement normal (pas de défaut).

$|i| > i_0 \implies$ Existence de défaut de capteur courant.

IV.2.2.2 Bloc de génération des résidus

Pour isoler (localiser) le capteur défaillant nous avons besoin de plus d'informations. Les informations nécessaires peuvent être obtenues par l'utilisation d'un observateur (redondance logicielle) qui se sera dans notre cas le Filtre de Kalman Etendu. Ce dernier est développé de la même manière utilisée pour l'observation de la vitesse (chapitre III) en changeant :

❖ Les entrées : $(\omega_{mes}, V_{s\alpha}, V_{s\beta})$ à la place de $(i_{s\alpha}, i_{s\beta}, V_{s\alpha}, V_{s\beta})$, donc le vecteur des mesures devient $[\omega_{mes}]$ à la place de $[i_{s\alpha}, i_{s\beta}]$.

❖ $H = [0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 1]$ au lieu $H = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$.

❖ $R = 1$ au lieu $R = I_{2 \times 2}$.

Nous calculons les deux courants dans le repère fixe lié au stator (α, β) par la transformation Concordia en utilisant à chaque fois seulement deux courants de phase mesurés (en prenant comme valeur du courant de la phase manquante moins la somme des deux phases). Ceci est illustré dans la figure (IV.1).

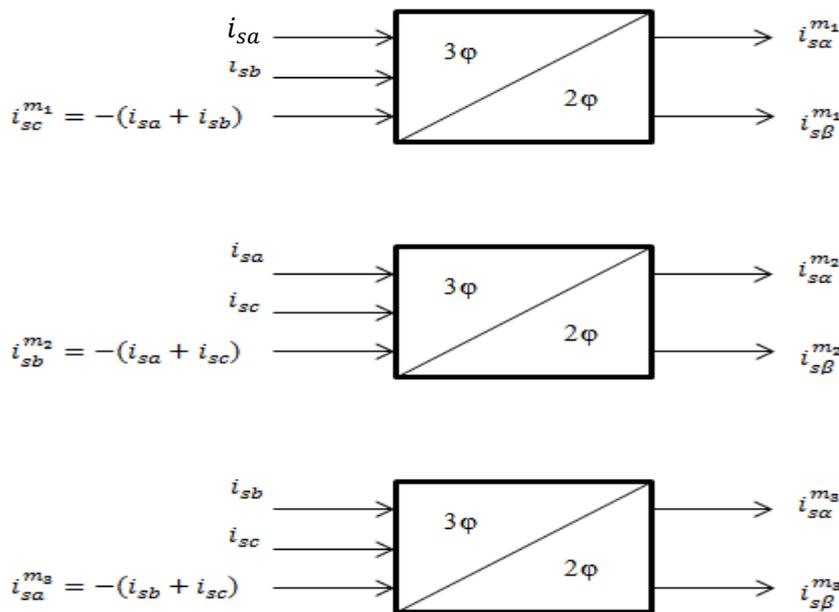


Figure IV.1 Calcul de $i_{s\alpha}^i$ et $i_{s\beta}^i$.

Ensuite, nous calculons les résidus :

$$\diamond r_1 = \begin{cases} i_{s\alpha}^{est} - i_{s\alpha}^{m_1} \\ i_{s\beta}^{est} - i_{s\beta}^{m_1} \end{cases}$$

$$\diamond r_2 = \begin{cases} i_{s\alpha}^{est} - i_{s\alpha}^{m_2} \\ i_{s\beta}^{est} - i_{s\beta}^{m_2} \end{cases}$$

$$\diamond r_3 = \begin{cases} i_{s\alpha}^{est} - i_{s\alpha}^{m_3} \\ i_{s\beta}^{est} - i_{s\beta}^{m_3} \end{cases}$$

IV.2.2.3 Bloc d'isolation et de correction de défaut

D'après les expressions des résidus calculées ci-dessus le tableau (IV.1) illustre la sensibilité de chaque résidu à chaque défaut :

	Défaut de capteur a	Défaut de capteur b	Défaut de capteur c
Résidu r_1	+	+	-
Résidu r_2	+	-	+
Résidu r_3	-	+	+

Tableau IV.1 Sensibilité des résidus vis-à-vis les défauts.

(+) sensible au défaut.

(-) pas sensible.

Ainsi, s'il y a un défaut de capteur, deux résidus vont obligatoirement varier (sortent de la valeur de l'erreur tolérée). Le troisième reste inchangé, ce qui permettra de localiser le capteur en défaut. Le tableau (IV.2) résume les trois cas de figures qui peuvent arriver, quand un seul des capteurs présente une défaillance.

Comportement des résidus			Capteur a	Capteur b	Capteur c
r_1 varie	r_2 varie	r_3 ne varie pas	+	-	-
r_1 varie	r_2 ne varie pas	r_3 varie	-	+	-
r_1 ne varie pas	r_2 varie	r_3 varie	-	-	+

Tableau IV.2 Les cas de figures permettant la détection d'un capteur en défaut.

(+) présence du défaut.

(-) pas défaut.

En fonctionnement normal (sans présence du défaut), il n’y aura pas de correction c’est-à-dire les deux courants représentés dans le repère (α, β) $i_{s\alpha}$ et $i_{s\beta}$ seront calculés à partir des trois courants de phase mesurés. Dans le cas contraire (présence de défaut), le deux courants $i_{s\alpha}$ et $i_{s\beta}$ seront obtenu selon la localisation de défaut c’est-à-dire si le défaut est dans le capteur :

❖ a : $i_{s\alpha}$ et $i_{s\beta}$ seront pris de la troisième mesure c’est-à-dire la mesure où le courant

$$i_{sa} = -(i_{sb} + i_{sc}).$$

❖ b : $i_{s\alpha}$ et $i_{s\beta}$ seront pris de la deuxième mesure c’est-à-dire la mesure où le courant

$$i_{sb} = -(i_{sa} + i_{sc}).$$

❖ c : $i_{s\alpha}$ et $i_{s\beta}$ seront pris de la première mesure c’est-à-dire la mesure où le courant

$$i_{sc} = -(i_{sa} + i_{sb}).$$

La figure (IV.2) présente un schéma de détection, isolation et correction de défaut d’un capteur de courant.

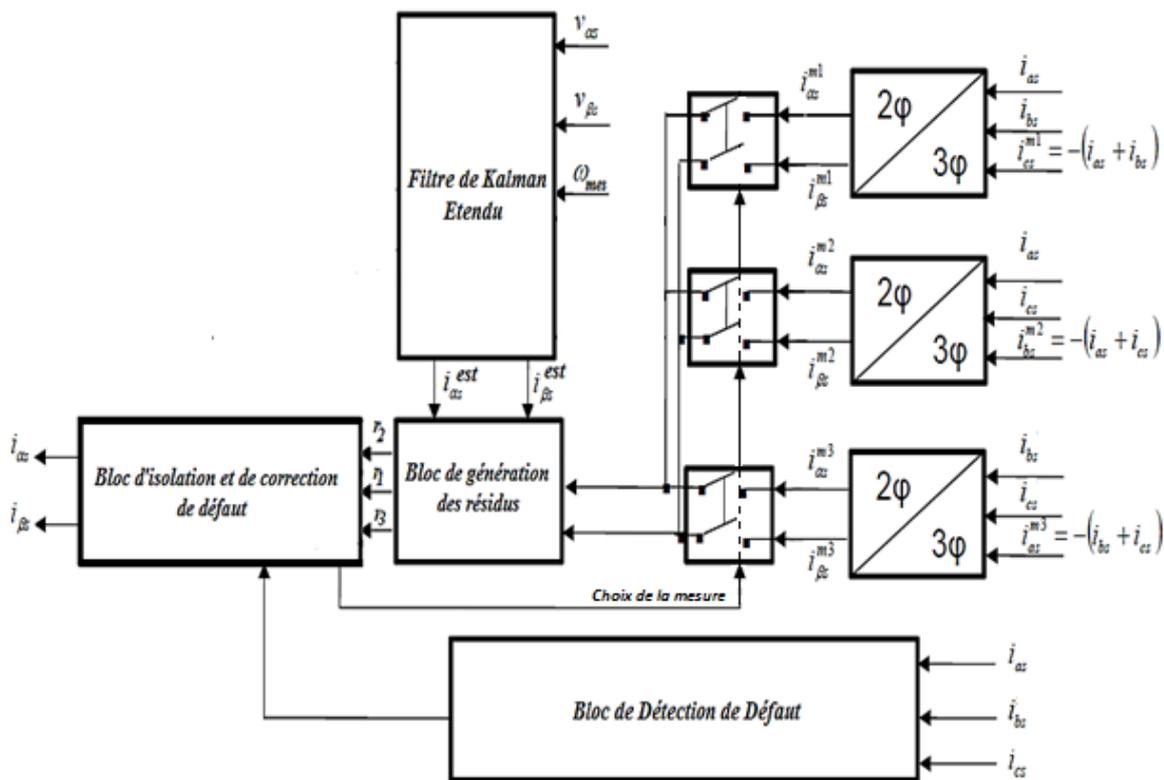


Figure IV.2 Schéma de détection, isolation et correction de défaut courant.

IV.2.3 Défaut du capteur de vitesse

Les études concernant la commande tolérante aux défauts de capteur de vitesse des systèmes électriques présentent un intérêt croissant, notamment de la part des industriels, et ce vu les nombreux inconvénients qui sont liés au capteur de vitesse : le manque de robustesse, la maintenance. En particulier, l'industrie liée à la traction électrique s'intéresse de plus en plus aux commandes tolérantes aux défauts de capteur de vitesse. A cet effet, nous notons l'apparition de quelques ouvrages dans cette thématique concernant la traction. Cependant, vu les enjeux liés à la concurrence, aucune statistique n'est encore publiée portant sur la fréquence d'apparition de pannes dues aux défaillances de capteur vitesse. Néanmoins, K. Kondo affirme dans [41], qu'en six mois, neuf pannes dues au capteur de vitesse/position ont été enregistrées dans un système de traction électrique. Dans la plupart des cas, ces pannes ont eu comme conséquence la mise hors service du système. Elles étaient essentiellement causées par la déconnection de fils dans la chaîne d'acquisition de vitesse.

Dans ce paragraphe nous allons développer un algorithme de supervision tel que la mesure venant du capteur est utilisée dans la commande, et ce tant que le capteur en question et la chaîne d'acquisition qui lui est associée ne sont pas défaillants. Sinon, la vitesse sera prise à partir de deux observateurs de vitesse (Filtre de Kalman Etendu et Observateur à grand gain interconnecté à un estimateur) selon la plage de fonctionnement.

Donc, nous avons trois valeurs de vitesse, une donnée par le capteur, une par l'observateur à grand gain interconnecté à un estimateur et une autre par le Filtre de Kalman Etendu. Pour choisir la valeur à utiliser dans la commande nous allons utiliser un algorithme de vote.

IV.2.3.1 Algorithme de vote

La méthode la plus utilisée pour la tolérance aux défauts est l'utilisation de la redondance matérielle ou logicielle. Mais cette méthode nécessite le développement d'un algorithme qui reçoit plusieurs sorties venant de différentes versions (capteur ou observateur) pour choisir la plus probablement correcte entre elles. La figure (IV.3) montre le principe d'un algorithme de vote.

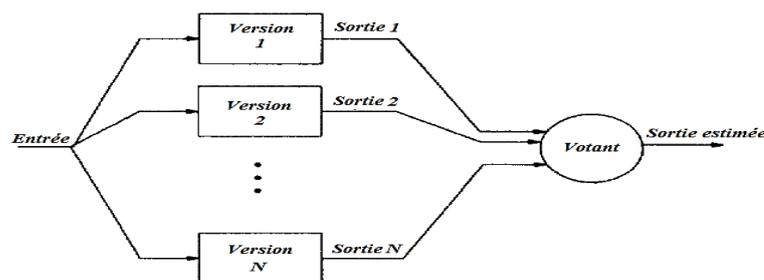


Figure IV.3 Schéma principe d'un algorithme de vote.

Les N versions sont exécutées et leurs sorties sont envoyées aux votant. Ce dernier exécute une stratégie pour estimer la sortie la plus probablement correcte.

La plus simple stratégie de vote est le **Vote Majoritaire** [42]. Habituellement, le nombre de versions N est impair. Si au moins $\frac{N}{2}$ versions donnent la même sortie, le vote donne cette dernière.

Une autre stratégie est le vote par le principe de **Consensus** [43], elle est utilisée surtout quand l'espace de sortie (Le nombre de valeurs que peuvent prendre les sorties) est réduit. Dans ce cas, plusieurs versions peuvent donner des sorties identiques mais incorrectes par exemple si cette stratégie est utilisée pour résoudre un problème de décision par oui ou non l'espace de sortie est binaire (0 ou 1), donc les sorties incorrectes sont identiques.

Cette stratégie prend comme résultat la sortie choisie par le plus grand nombre de versions. Par exemple, si on suppose qu'il y a six versions et trois sorties possibles :
Si deux versions donnent la sortie 1 et trois versions donnent la sortie 2 et une seule version donne la sortie 3 le votant estime que le résultat correcte est la deuxième sortie.

L'inconvénient majeur des deux stratégies citées ci-dessus est qu'elles ne prennent pas en considération la fiabilité de chaque version ou combien elle est fidèle la sortie.

En pratique, les fiabilités des versions sont différentes donc on ne peut pas leurs donner le même poids dans le vote. Ceci est pris en considération par la stratégie de vote par le **Maximum de Vraisemblance** (Maximum Likelihood voting ; MLV).

Dans notre travail nous avons utilisé l'algorithme MLV.

IV.2.3.2 Application de MLV à la détection et la correction de défaut de vitesse

Pour déterminer la fiabilité de chaque version (capteur et observateurs) nécessaire pour l'algorithme MLV, nous avons effectué plusieurs tests en simulation et en se basant sur [40] et en comparant les deux observateurs en fonction du niveau de la vitesse, et le comportement de chaque observateur en boucle fermée nous avons trouvé que le Filtre de Kalman Etendu donne des bons résultats sur toute la plage des vitesses mais en boucle fermée il causes des oscillations de la vitesse à cause de l'erreur statique. Par contre l'observateur à grand gain interconnecté à un estimateur donne de mauvais résultat en basses vitesses mais en grandes et moyennes vitesses en boucle fermée il donne une meilleure réponse que le Filtre de Kalman Etendu.

Donc, nous donnons la fiabilité de chaque version (capteur et observateurs) comme suit :

- ❖ Filtre de Kalman Etendu : son coefficient de fiabilité est fixé à $f_1 = 0.95$ sur toute la plage des vitesses.
- ❖ Observateur à grand gain interconnecté à un estimateur : son coefficient de fiabilité change de $f_2 = 0.92$ à la vitesse égale à zéro jusqu'à $f_2 = 0.96$ à la vitesse nominale.
- ❖ Capteur de vitesse : son coefficient de fiabilité est fixé à $f_3 = 0.99$ sur toute la plage des vitesses.

Nous avons légèrement modifié l'algorithme MLV en introduisant un seuil D_{max} qui change de 23 rad/sec à la vitesse nulle jusqu'à 5 rad/sec à la vitesse nominale tel que la probabilité de chaque sortie est calculée par la loi suivante :

$$\chi_j = \frac{\prod_{i=1}^N \Delta_j(i)}{\sum_{k=1}^N \prod_{i=1}^N \Delta_k(i)} \quad (IV.2)$$

Où

$$\Delta_j(i) = \begin{cases} f_j & \text{si } |x_i - x_j| < D_{max} \\ \frac{1-f_i}{N-1} & \text{sinon} \end{cases} \quad (IV.3)$$

IV.2.4 Défaut du capteur de courant et de vitesse

Dans les deux points précédents nous avons traité le défaut du capteur de courant et de vitesse séparément. Et nous avons vu précédemment pour isoler et corriger le défaut du capteur de courant nous avons besoin des courants estimés $\hat{i}_{s\alpha}$ et $\hat{i}_{s\beta}$ (estimés en utilisant la vitesse mesurée) et pour isoler et corriger le défaut du capteur de vitesse nous avons besoins de la vitesse estimée ω_{est} (estimée en utilisant les courants $i_{s\alpha}$ et $i_{s\beta}$ mesurés). Donc, dans le cas d'un défaut du capteur de courant, l'estimée de la vitesse sera incorrecte ce qui implique que la détection de défaut du capteur de vitesse sera influencée et vice versa. Ce qui nous pousse à élaborer un système de détection et de correction globale traitant les défauts des capteurs de courant et de vitesse ensemble et de proposer une stratégie de commande qui assura la continuité du service dans tous les cas de figures possibles. La figure (IV.4) illustre le schéma principe de détection et de correction globale que nous proposons.

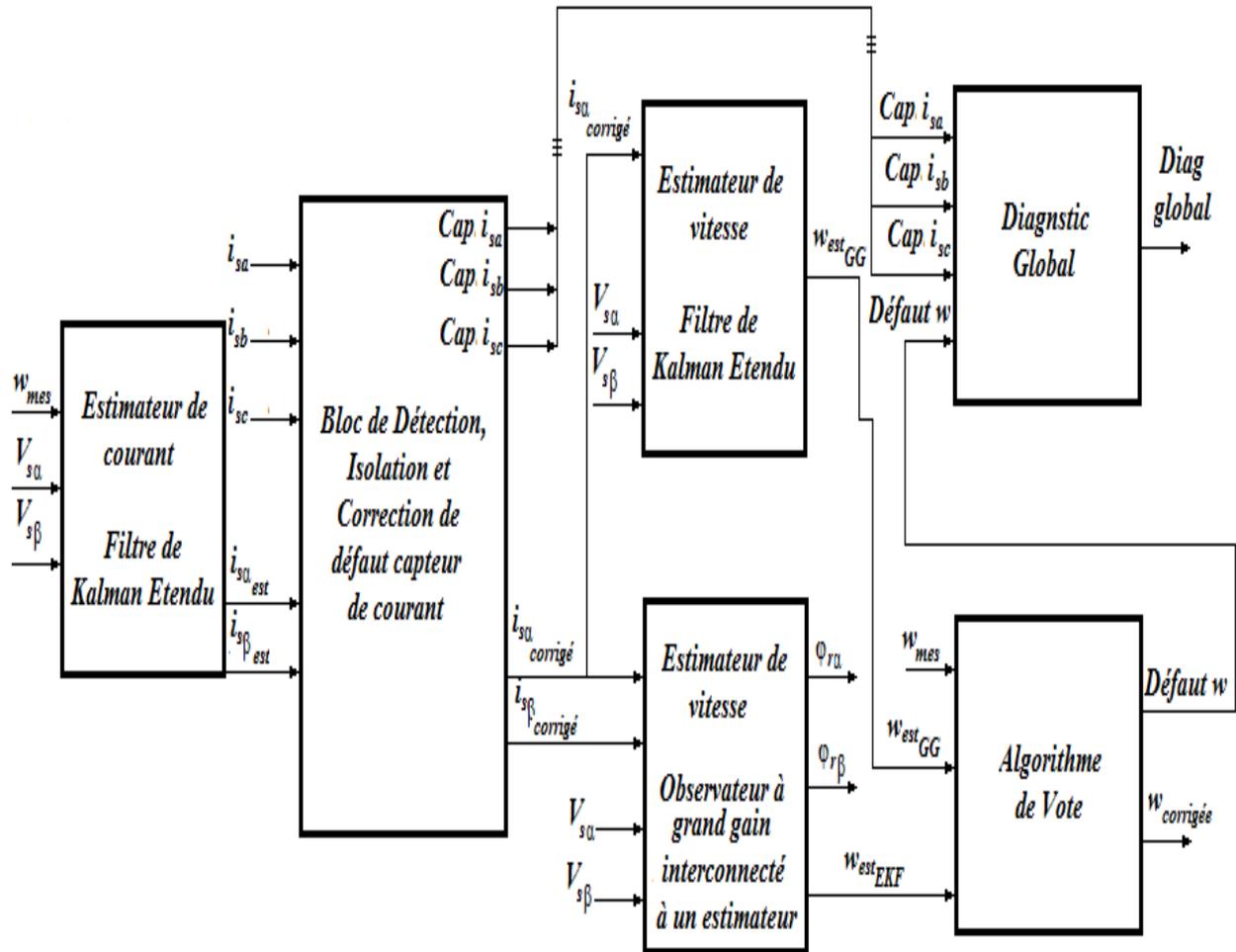


Figure IV.4 Schéma principe de détection et de correction globale.

Comme le montre la figure ci-dessus nous avons mis les deux blocs de détection et de correction de défaut du capteur de courant et de vitesse en cascade en commençant par la détection et correction de défaut du capteur de courant puis celles de vitesse.

Le bloc de détection et de correction globale a pour entrées :

- Les trois courants de phase mesurés : I_a , I_b et I_c .
- La vitesse mesurée ω_{mes} .
- Les deux tensions biphasées fournies par la commande $V_{s\alpha}$ et $V_{s\beta}$.

Les sorties du bloc sont :

- $i_{s\alpha}$ et $i_{s\beta}$ corrigés (s'il le faut).
- $\hat{\Phi}_{r\alpha}$ et $\hat{\Phi}_{r\beta}$ (par le Filtre de Kalman Etendu).
- La vitesse ω corrigé (s'il le faut).
- La sortie de diagnostic qui prend les valeurs suivantes.

- 0 : pas de défaut.
- 1 : défaut du capteur de courant de la phase (a).
- 2 : défaut du capteur de courant de la phase (b).
- 3 : défaut du capteur de courant de la phase (c).
- 4 : défaut du capteur de la vitesse.
- 5 : existence d'au moins deux défauts.

Le tableau (IV.3) explique le fonctionnement de notre système de détection et de correction globale.

Capteur a	Capteur b	Capteur c	Capteur Vitesse	Commentaires
-	-	-	-	<ul style="list-style-type: none"> • $\sum_{k=1}^3 i_k < i_0$ implique absence de défaut du capteur de courant. Donc les courants utilisés pour l'estimation de la vitesse seront corrects. • Pas de défaut de capteur de vitesse la sortie sera celle du capteur. • La sortie diagnostic indique 0.
+	-	-	-	<ul style="list-style-type: none"> • $\sum_{k=1}^3 i_k > i_0$ implique existence de défaut du capteur de courant. • Comme la vitesse mesurée est correcte les valeurs de $\hat{i}_{s\alpha}$ et $\hat{i}_{s\beta}$ seront correctes, donc nous pourrons localiser le capteur de courant défaillant (a) et le corriger (utiliser les deux autres phases). • Comme nous avons corrigé le courant donc les estimées de la vitesse seront correctes et le bloc de diagnostic de vitesse indiquera l'absence de défaut de vitesse, la sortie sera celle du capteur. • La sortie diagnostic indique 1.
-	+	-	-	<ul style="list-style-type: none"> • Même chose (capteur de courant défaillant (b) et le corriger (utiliser les deux autres phases)). • La sortie diagnostic indique 2.

-	-	+	-	<ul style="list-style-type: none"> • Même chose (capteur de courant défaillant (c) et le corriger (utiliser les deux autres phases)). • La sortie diagnostic indique 3.
-	-	-	+	<ul style="list-style-type: none"> • $\sum_{k=1}^3 i_k < i_0$ implique absence de défaut du capteur de courant. Donc les courants utilisés pour l'estimation de la vitesse seront correctes. • Détection de défaut de capteur de vitesse et la sortie sera choisie selon la plage de fonctionnement de la vitesse (basses vitesse EKF sinon observateur a grand gain) • La sortie diagnostic indique 4.

Tableau IV.3 Les cas de figures permettant la détection, isolation et correction d'un capteur en défaut (vitesse ou courant).

(+) présence de défaut.

(-) absence de défaut.

Dans le tableau IV.3 nous avons traité les cas de figures permettant la détection, isolation et correction d'un capteur en défaut (les cas où la sortie de diagnostic indique 0, 1, 2, 3 et 4) mais dans le cas de présence de deux capteurs en défaut ou plus (la sortie diagnostic indiquera 5) nous ne pouvons pas localiser les défauts et donc les corriger :

Dans le cas de deux (ou trois) capteurs courant en défaut $\sum_{k=1}^3 i_k > i_0$.donc nous sommes certains de la présence de défaut courant mais comme deux (ou trois) capteurs sont en défauts nous ne pourrons pas les corriger (nous avons besoin d'au moins deux courants de phase pour générer les trois courants) et nous ne pouvons pas travailler avec les estimés des courant parce que nous ne sommes pas certains que le capteur de vitesse fonctionne.

Dans le cas de défaut du capteur de vitesse + un ou plus de capteur de courant donc $\sum_{k=1}^3 i_k > i_0$ ce qui implique présence de défaut courant mais pour la phase isolation la vitesse est erronée donc les estimés du courant le sont aussi. Ce qui nous mènera au même résultat que le point précédent.

Pour assurer la continuité de fonctionnement dans les deux cas précédent (la sortie diagnostic indique 5), nous proposons de passer à la commande scalaire en boucle ouverte (qui ne nécessite aucune mesure). La structure de la commande scalaire est très simple, elle est basée sur l'imposition d'un rapport constant entre le module de la tension d'alimentation et sa fréquence (V/f) [44] et ceci peut être vérifié si en écrivant l'amplitude des tensions d'alimentation représentées dans le repère (d, q) comme suit :

$$V = \frac{L_s}{M} \varphi_r \omega_s \quad (\text{IV.4})$$

IV.2.5 Résultats de simulation

Pour tester l'approche que nous avons élaborée nous avons effectué les tests suivants :

Test 1 : Défaut des capteurs de courant.

Entre $t = 0.2$ sec et $t = 0.6$ sec nous introduisons un défaut du capteur de courant « a ».
 Entre $t = 0.8$ sec et $t = 1.2$ sec nous introduisons un défaut du capteur de courant « b ».
 Entre $t = 1.4$ sec et $t = 1.8$ sec nous introduisons un défaut du capteur de courant « c ».
 A $t = 2$ sec nous introduisons un défaut du capteur de courant « a » et à $t = 2.2$ sec nous ajoutons le défaut du capteur de courant « c » (voir figure (IV.5)).

Test 2 : Défaut du capteur de vitesse.

A $t = 0.4$ sec nous introduisons un défaut du capteur de vitesse, puis à $t = 0.6$ sec nous changeons la vitesse de référence à 50 Rad/sec (voir figure (IV.6)).

Test 3 : Défaut des capteurs de courant et de vitesse.

Entre $t = 0.2$ sec et $t = 0.6$ sec nous introduisons un défaut du capteur de courant « b ».
 Entre $t = 0.8$ sec et $t = 1.2$ sec nous introduisons un défaut du capteur de vitesse.
 A $t = 1.4$ nous introduisons un défaut du capteur de courant « a » et un défaut du capteur de vitesse au même temps (voir figure (IV.7)).

Test 4 : Effet des variations paramétriques, du couple de charge et du défaut sur le diagnostic.

Entre $t = 0.2$ sec et $t = 0.5$ sec nous introduisons une variation de 50% dans les paramètres résistifs et mécaniques de la machine.

Entre $t = 0.8$ sec et $t = 2$ sec nous introduisons un couple de charge égal deux fois le couple nominal.

Entre $t = 1$ sec et $t = 1.4$ nous introduisons un défaut du capteur de courant « b ».

Entre $t = 1.6$ sec et $t = 1.9$ sec nous introduisons un défaut du capteur de vitesse et à $t = 2.4$ sec nous introduisons un défaut de fréquence 10 Hz (voir figure (IV.8)).

Pour les simulations effectuées nous allons montrer une figure dans laquelle se présentent des codages montrant la commande utilisée pour commander la machine asynchrone, le type de défaut existant et la vitesse utilisée dans la commande donc pour :

La commande utilisée :

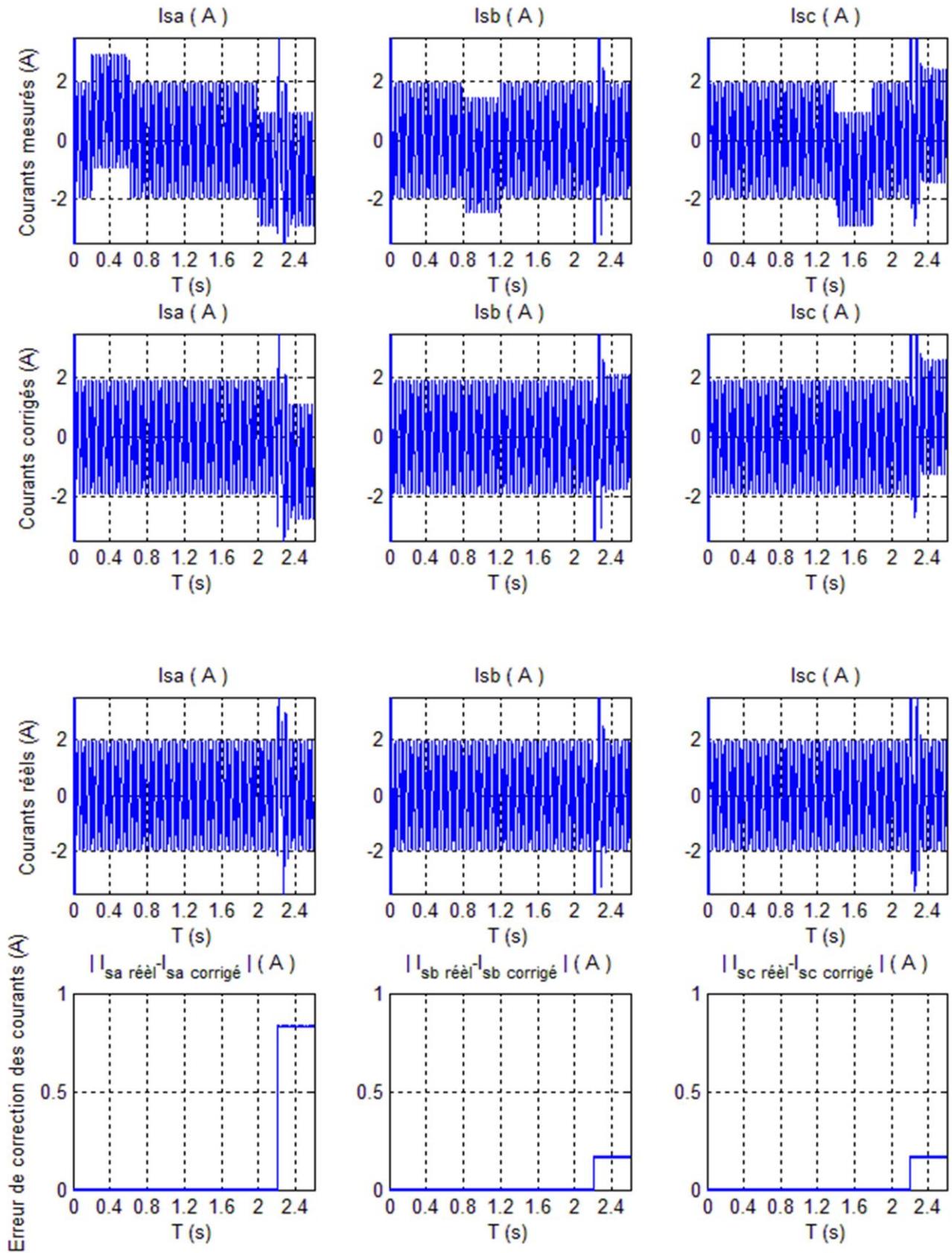
- « 1 » : Commande par Backstepping basée sur le principe d'orientation du flux.
- « 2 » : Commande scalaire en boucle ouverte.

Le diagnostic global :

- « 0 » : Pas de défaut.
- « 1 » : Défaut du capteur de courant « a ».
- « 2 » : Défaut du capteur de courant « b ».
- « 3 » : Défaut du capteur de courant « c ».
- « 4 » : Défaut du capteur de vitesse.
- « 5 » : La source de défaut est inconnue.

La vitesse utilisée par l'algorithme de vote :

- « 1 » : Vitesse mesurée par le capteur de vitesse.
- « 2 » : Vitesse estimée par le Filtre de Kalman Etendu.
- « 3 » : Vitesse estimée par l'observateur à grand gain interconnecté à un estimateur.



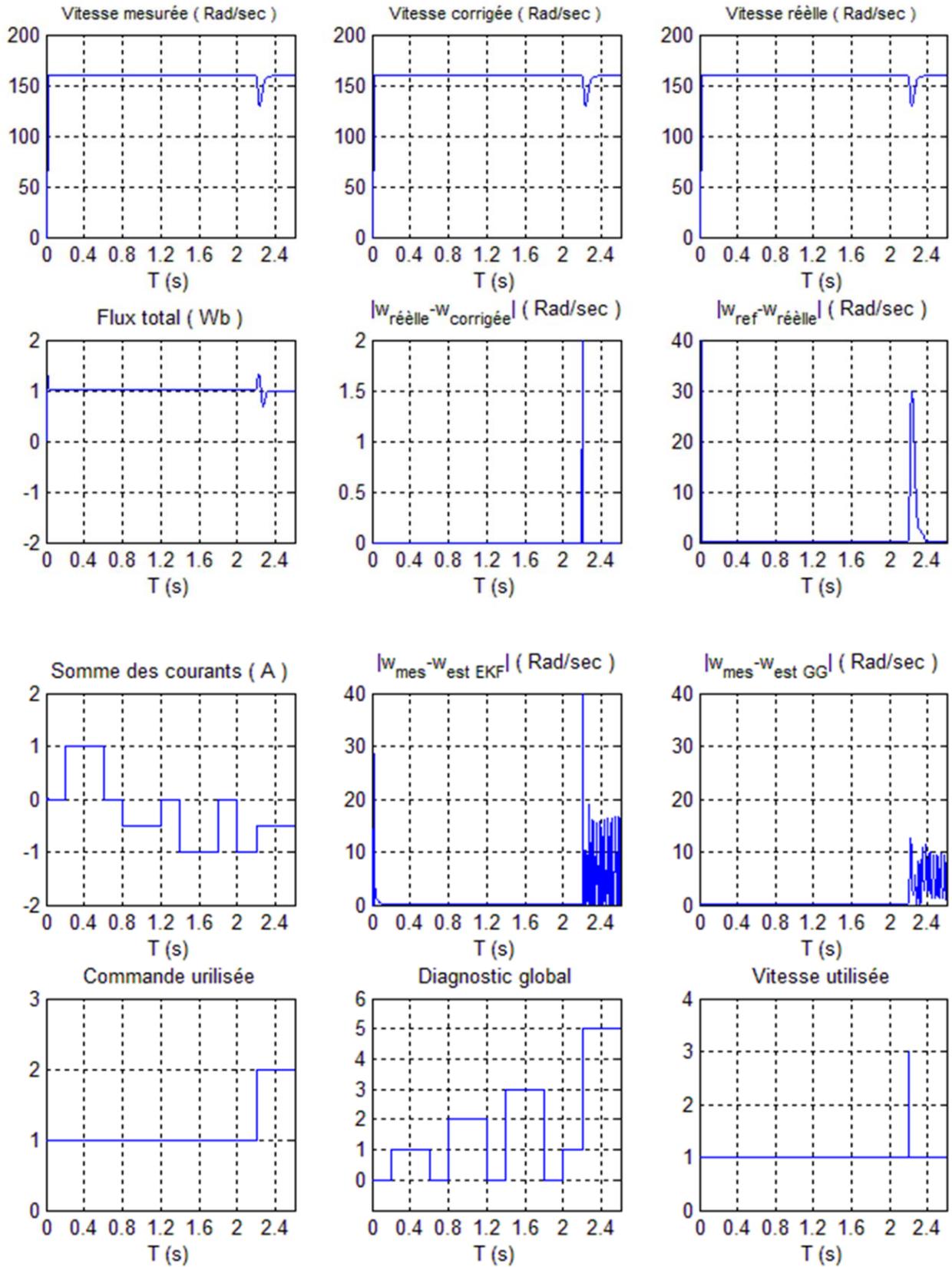
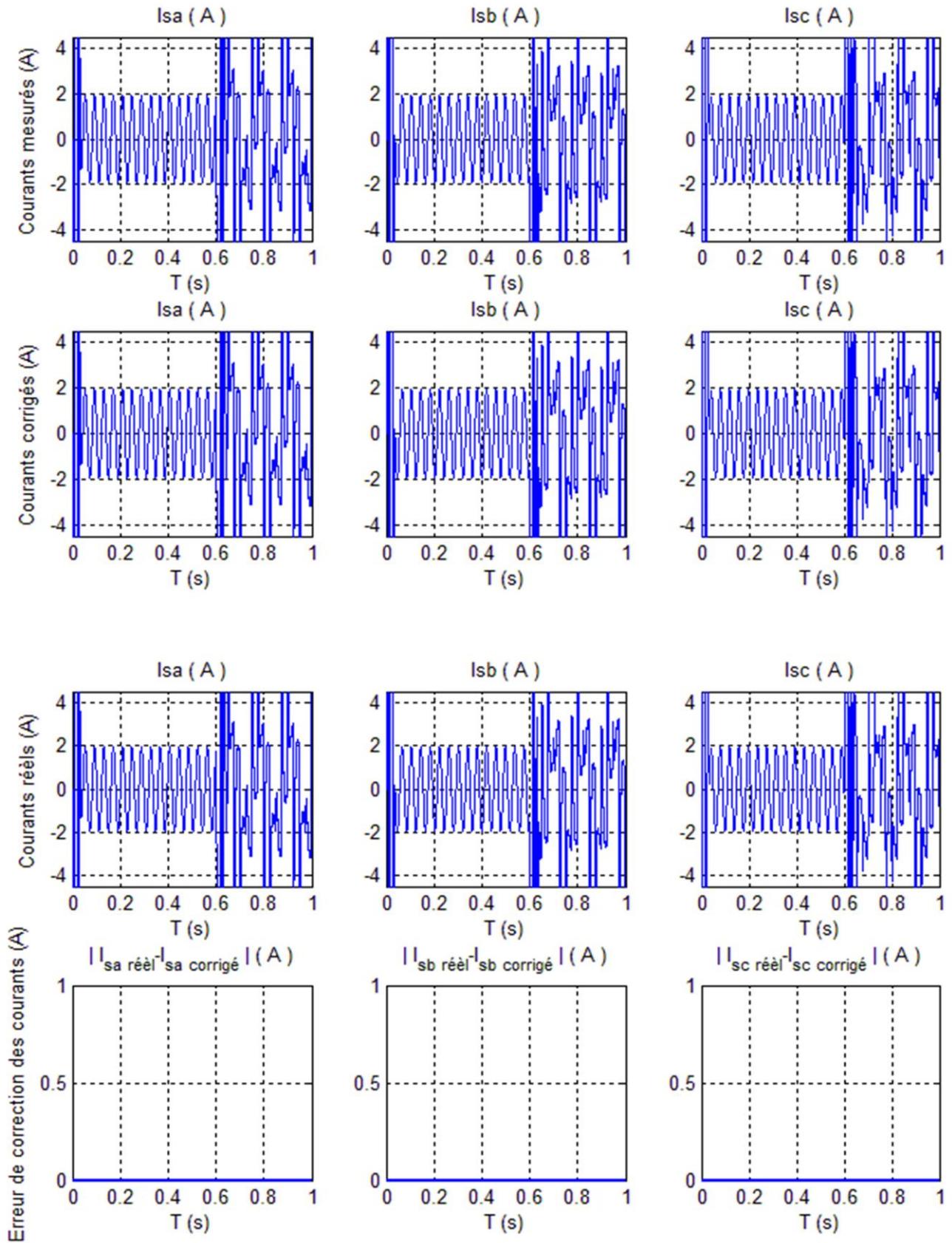


Figure IV.5 Défaut des capteurs de courant.



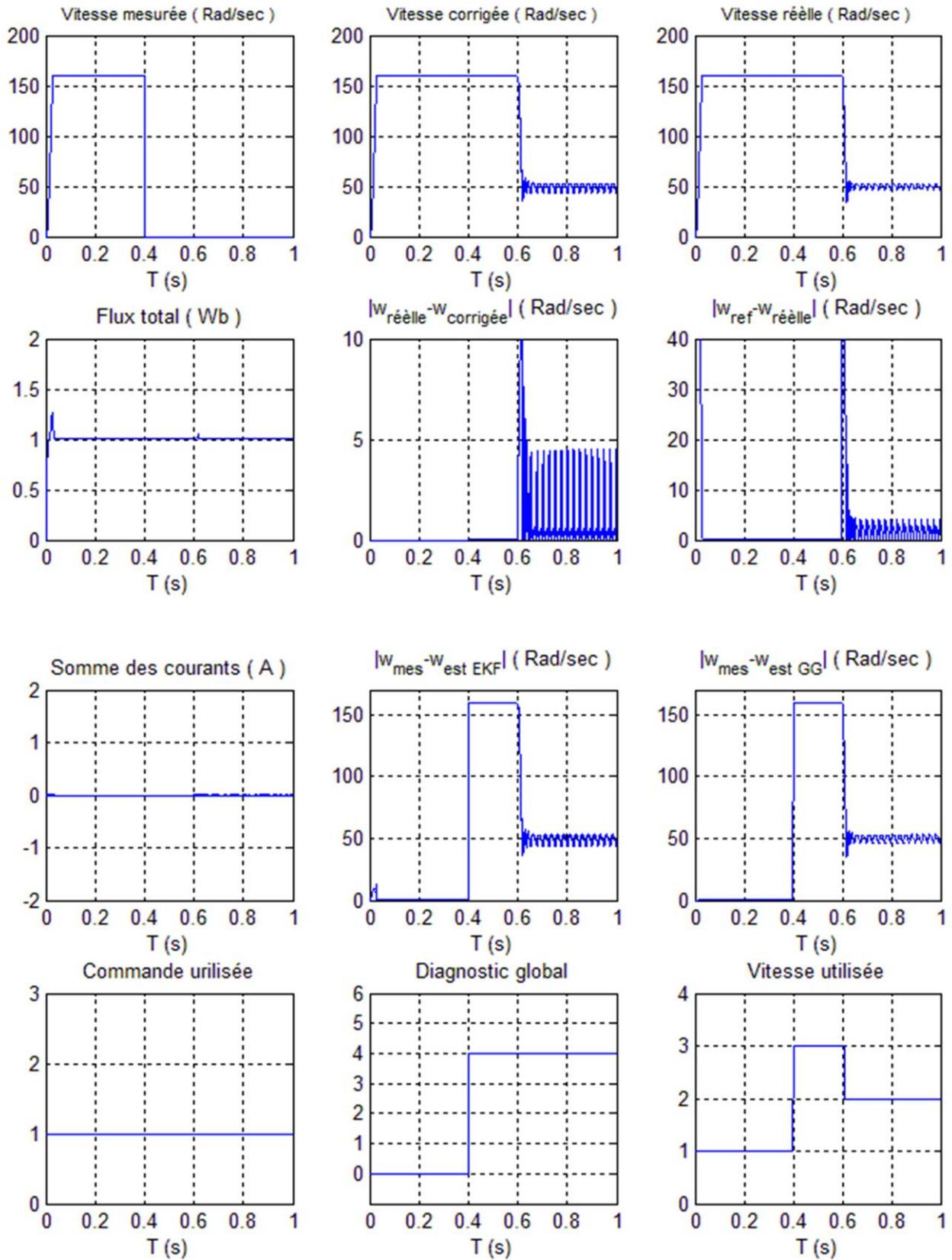
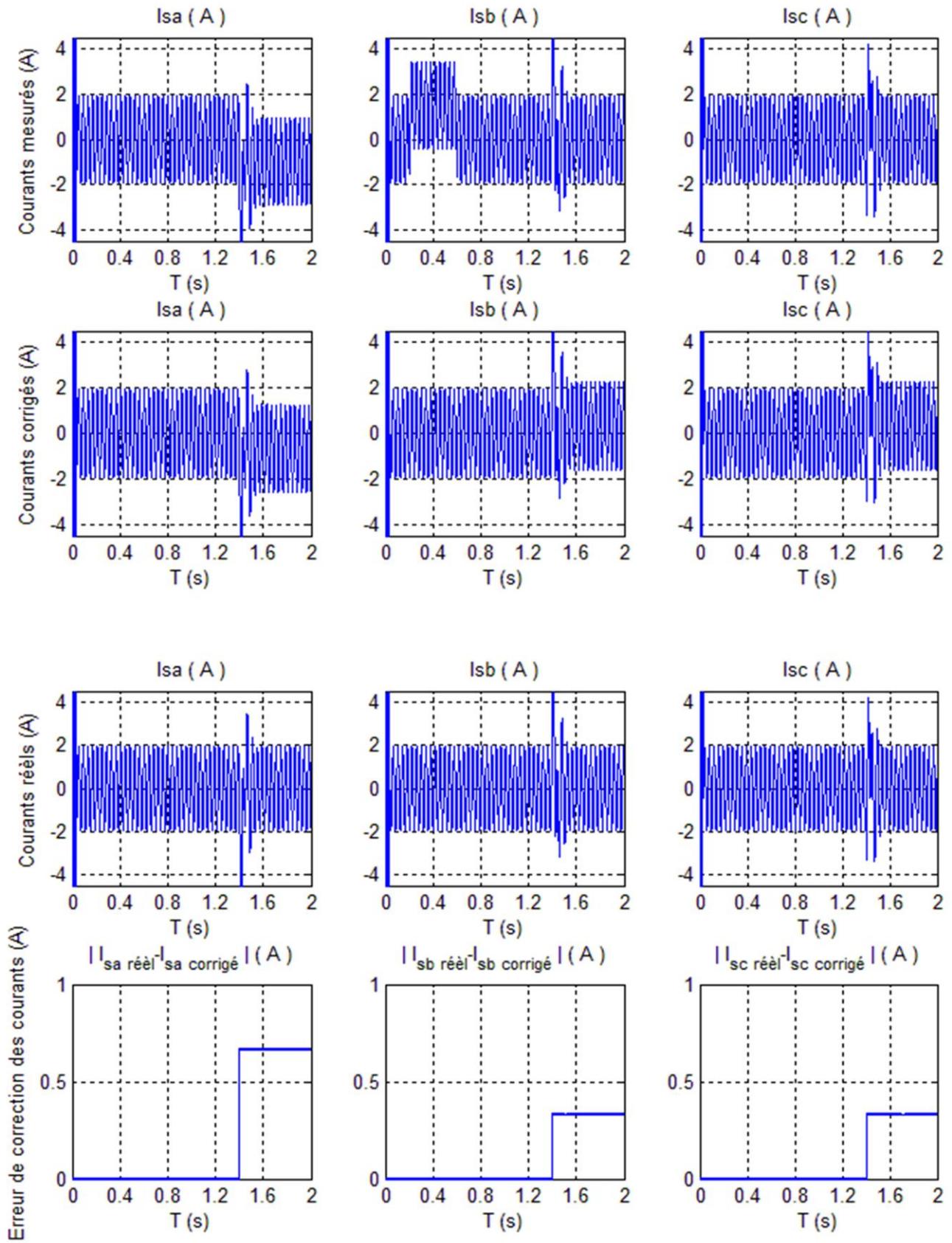


Figure IV.6 Défaut du capteur de vitesse.



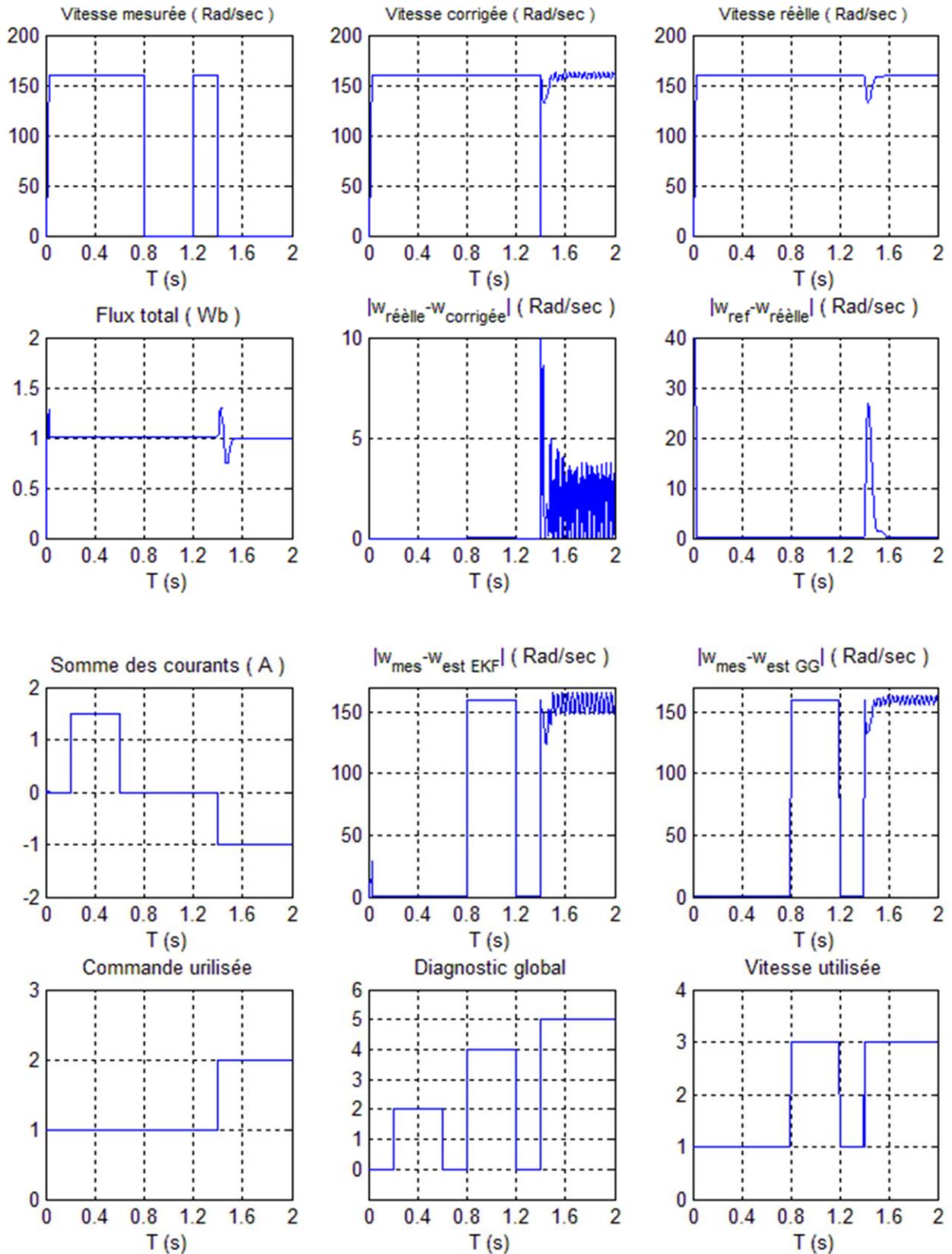
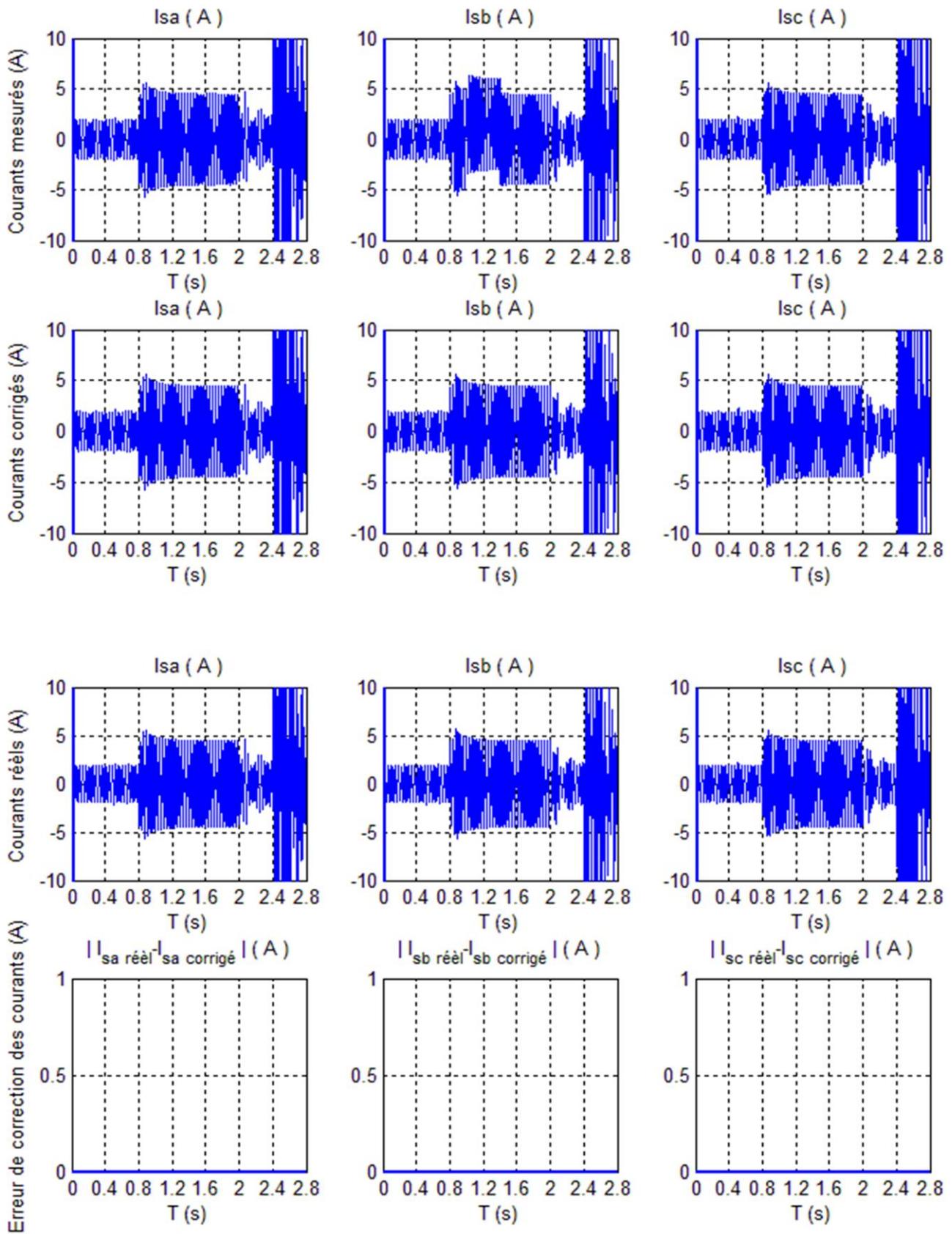


Figure IV.7 Défaut des capteurs de courant et de vitesse.



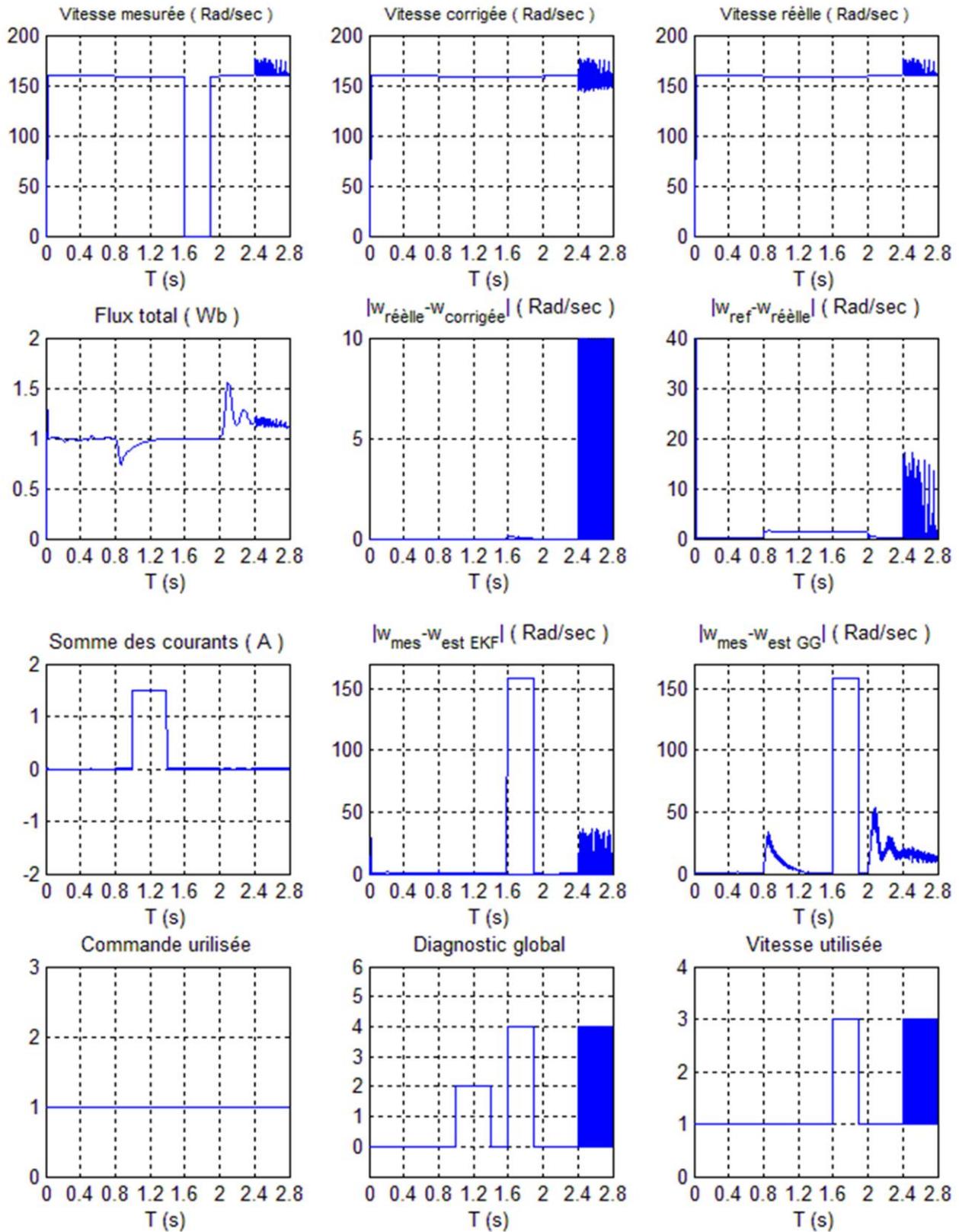


Figure IV.8 Effet des variations paramétriques, du couple de charge et du défaut sur le diagnostic.

IV.3 DEUXIEME APPROCHE

IV.3.1 Introduction

Dans la section précédente nous avons élaboré une approche pour la détection et la correction des défauts des capteurs de vitesse et de courant en utilisant un bloc de détection de défaut pour chaque type de capteur (vitesse et courant). Dans cette section nous allons élaborer une autre approche en utilisant un seul bloc de détection de défauts pour les deux types des capteurs en utilisant la logique floue pour isoler la source de défaut et ensuite le corriger.

Dans un premier temps, nous allons présenter un rappel sur l'utilisation de la logique floue dans le diagnostic et ensuite, en utilisant cette logique nous élaborerons un bloc de détection des défauts.

IV.3.2 Diagnostic par la logique floue

L'utilisation la plus fréquente de la logique floue dans les méthodes FDI est dans l'évaluation des résidus. Il y a trois principales approches dans le processus de décision : le seuil adaptatif flou, la classification floue et le raisonnement flou.

IV.3.2.1 Seuil adaptatif flou

Pour contourner les inconvénients d'un placement de seuils statique sur des mesures variables ou des résidus, un système basé sur le flou est utilisé pour obtenir des seuils adaptatifs, qui varient selon les conditions opératoires du processus.

Cette méthode est très utile quand un modèle linéaire est utilisé pour la génération de résidu, alors que le processus réel est non linéaire, elle diminue le taux de fausses alarmes dues aux non linéarités. Pour cela on utilise un intervalle (seuil flou) dont la borne supérieure correspond à la plus grande valeur du résidu, et la borne inférieure correspond aux bruits (perturbations ou non linéaire), voir figure (IV.9).

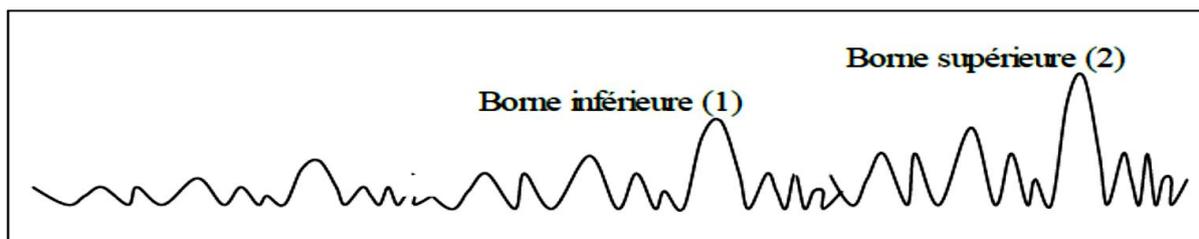


Figure IV.9 Seuil flou.

La borne (1) représente une perturbation et la borne (2) indique un défaut. Dans une détection classique (seuil fixe), une augmentation du résidu va générer une fausse alarme (la borne (1) dépassera le seuil), mais dans une considération floue (seuil flou ou adaptatif) l'effet d'une augmentation du résidu va se répercuter sur la largeur de l'intervalle et va causer seulement un changement du taux de fausses alarmes.

IV.3.2.2 Classification floue

L'idée de la classification floue vient directement de l'approche reconnaissance de forme. Un apprentissage utilisant une base de données est effectué hors ligne, pour déterminer les centres de classes les plus significatifs et ceci pour chaque défaut étudié.

Ensuite en ligne, on détermine le degré d'appartenance de la donnée courante au centre de classe prédéfini (défaut prédéterminé), pour décider de l'occurrence du défaut et son origine. Cette méthode est très utile quand on a plusieurs résidus ou dans le cas où aucune connaissance experte sur le système n'est disponible.

IV.3.2.3 Raisonnement flou

Le principal avantage du raisonnement flou, est qu'il peut principalement introduire des informations heuristiques dans le schéma d'analyse. Les schémas des raisonnements flous sont aussi faciles à comprendre, car ils sont très similaires à la manière avec laquelle les humains résolvent des problèmes d'analyse.

L'idée de base de l'utilisation de la déduction floue pour l'analyse des résidus, vient du fait que chaque résidu est zéro, positif ou négatif par rapport à un certain degré. Pour l'élaboration d'un schéma flou, on utilise généralement les étapes suivantes :

- **La fuzzification** : C'est la transformation des valeurs données brutes en des valeurs d'entrée floues. Pour cela, on détermine pour chaque entrée et sortie sa fonction d'appartenance floue.
- **La Déduction (inférence)** : On détermine la base des règles selon le modèle suivant :

Règle : Si $r_i = A$ alors $F_k = B$.

Action : $r_i = A$.

Conclusion : $F_k = B$.

Les règles sont formées pour déterminer les conditions sous lesquelles le défaut existe et sous lesquelles le système est non défaillant.

Par exemple :

- Si le résidu 1 est > 0 et le résidu 2 < 0 , alors le défaut 1 est présent.
- Si le résidu 1 = 0 et le résidu 2 = 0, alors le système est non défaillant.

Si les règles ne reflètent pas l'expérience d'un opérateur, alors elles peuvent être difficilement validées.

➤ **Defuzzification** : Construction de valeurs de sorties brutes à partir des ensembles de déduction (inférence). La sortie du processus de la décision logique, est une valeur qui donne le degré avec lequel un défaut est présent dans le système, plutôt qu'un constat simple de défaut/non défaut. Le degré peut être une indication aussi bien de la taille du défaut présent, que de la certitude avec laquelle un défaut est présent dans le système. Une telle sortie est donnée pour chaque défaut considéré.

Un des inconvénients majeurs, pour réaliser des schémas FDI utilisant le raisonnement flou, est l'absence de méthodes formelles de conception.

IV.3.3 Conception du bloc de décision floue

Le bloc de décision floue admet comme entrées trois résidus r_1, r_2 et r_3 et comme sorties deux indicateurs de présence de défaut ; un pour le capteur de vitesse et le deuxième pour les capteurs de courant.

Les résidus sont choisis comme suit :

$$r_1 = \omega_{mes} - \omega_{ref}.$$

$$r_2 = \omega_{mes} - \omega_{est}.$$

$$r_3 = \sum_{k=1}^3 i_k.$$

IV.3.3.1 Fuzzification

Dans la partie fuzzification nous allons transformer les variables qui sont à l'entrée du bloc de décision floue (les trois résidus r_1, r_2 et r_3) en des variables floues ou linguistiques.

Nous avons défini cinq ensembles flous pour les résidus r_1 et r_2 et trois ensembles flous pour le résidu r_3 . Et voilà les fonctions d'appartenance de chaque résidu qui sont de type Trapézoïdale:

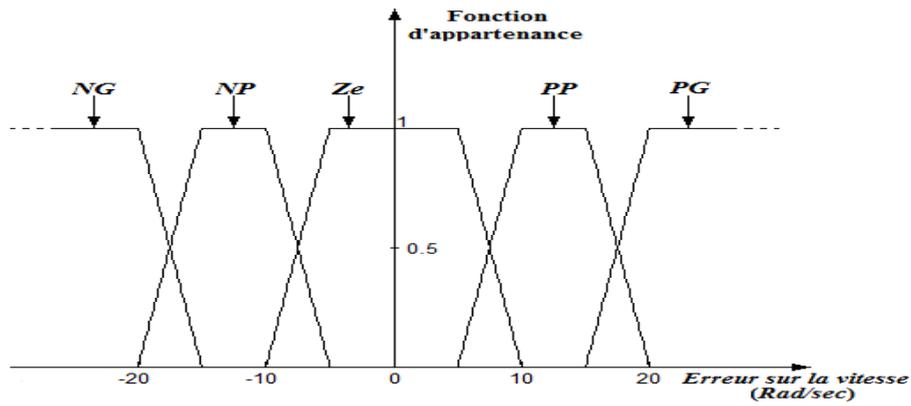


Figure IV.10 Les fonctions d'appartenance des résidus r_1 et r_2 .

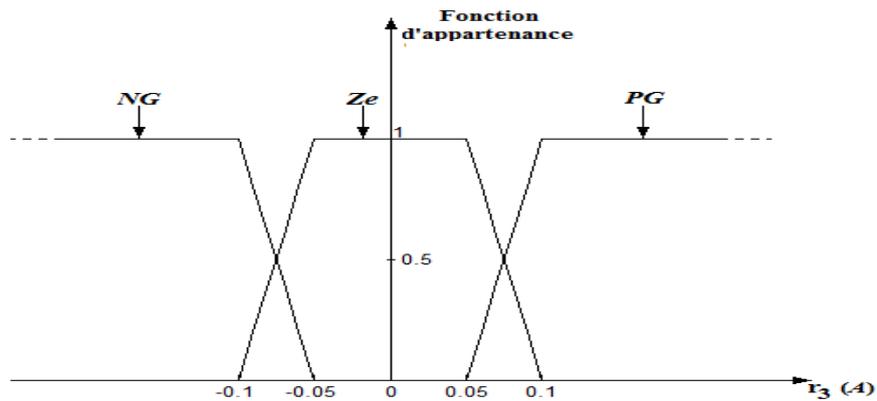


Figure IV.11 La fonction d'appartenance du résidu r_3 .

Ze : Environ de zéro.

PP : Positif petit.

NP : Négatif petit.

PG : Positif grand.

NG : Négatif grand.

Pour les sorties nous définissons deux indicateurs de défaut ; F_I (défaut du capteur de courant) et F_ω (défaut du capteur de vitesse) tel que :

$F_k = 0 \longrightarrow$ Pas de défaut.

$F_k = 1 \longrightarrow$ Présence de défaut.

Et les fonctions d'appartenance de ces deux indicateurs de défaut sont représentées comme suit :

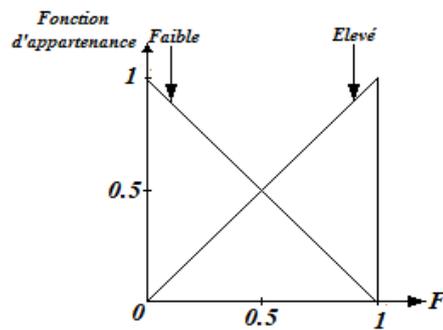


Figure IV.12 Les fonctions d'appartenance de F_l et F_ω .

IV.3.3.2 La table d'inférence

Si $r_3 = \sum_{k=1}^3 i_k$ appartient à $Ze \longrightarrow F_l$ est faible. Et pour F_ω :

$r_1 \backslash r_2$	NG	NP	Ze	PP	PG
NG	Elevé	Elevé	Faible	Elevé	Elevé
NP	Elevé	Elevé	Faible	Faible	Faible
Ze	Faible	Faible	Faible	Faible	Faible
PP	Faible	Faible	Faible	Elevé	Elevé
PG	Elevé	Elevé	Faible	Elevé	Elevé

Si $r_3 = \sum_{k=1}^3 i_k$ appartient à NG ou $PG \longrightarrow F_l$ est élevé. Et pour F_ω :

$r_1 \backslash r_2$	NG	NP	Ze	PP	PG
NG	Elevé	Elevé	Faible	Elevé	Elevé
NP	Faible	Faible	Faible	Faible	Faible
Ze	Faible	Faible	Faible	Faible	Faible
PP	Faible	Faible	Faible	Faible	Faible
PG	Elevé	Elevé	Faible	Elevé	Elevé

Tableau IV.4 Règle inférence floue du bloc de détection de défaut.

A titre explicatif nous donnons l'explication de quelques règles :

- Si (r_3 est Ze) Et (r_1 est Ze) Et (r_2 est Ze) Alors (F_l est faible Et F_ω est faible).

La règle extraite suggère que dans le cas où la somme des trois courants est nulle et les erreurs sur la vitesse ($\omega_{mes} - \omega_{ref}$ et $\omega_{mes} - \omega_{est}$) sont nulles, les quantités F_l et F_ω

(détecteurs de défaut) doivent être faibles ce qui veut dire pas de défaut des capteurs de courant et de vitesse.

- **Si** (r_3 est *Ze*) **Et** (r_1 est *NG* ou *PG*) **Et** (r_2 est *NG* ou *PG*) **Alors** (F_I est faible **Et** F_ω est élevé). La règle extraite suggère que dans le cas où la somme des trois courants est nulle et les erreurs sur la vitesse ($\omega_{mes} - \omega_{ref}$ et $\omega_{mes} - \omega_{est}$) sont négatives ou positives grandes, la quantité F_I doit être faible, donc pas de défaut du capteur de courant par contre F_ω doit être élevée ce qui veut dire présence de défaut du capteur de vitesse.
- **Si** (r_3 est *NG* ou *PG*) **Et** (r_1 est *Ze*) **Et** (r_2 est *Ze*) **Alors** (F_I est élevé **Et** F_ω est faible). La règle extraite suggère que dans le cas où la somme des trois courants est négative ou positive grande et les erreurs sur la vitesse ($\omega_{mes} - \omega_{ref}$ et $\omega_{mes} - \omega_{est}$) sont nulles, la quantité F_I doit être élevée, donc présence de défaut du capteur de courant par contre F_ω doit être faible ce qui veut dire pas de défaut du capteur de vitesse.

IV.3.4 Conception du bloc de correction

Nous avons élaboré dans le paragraphe précédent un bloc de décision floue qui nous informe sur la présence ou non du défaut ainsi que le type du capteur défaillant (capteur de courant ou de vitesse). Dans cette partie, suivant le type du capteur défaillant nous allons procéder à la correction.

IV.3.4.1 Défaut du capteur de courant

Dans le cas où le bloc de décision floue nous informe que la source de défaut est les capteurs de courant et que le capteur de vitesse est sain nous devons isoler le capteur (ou les capteurs) en défaut pour procéder à la correction. Pour cela, nous procédons de la même manière que dans la première approche en générant trois résidus :

$$\diamond r_1 = \begin{cases} i_{s\alpha}^{est} - i_{s\alpha}^{m_1} \\ i_{s\beta}^{est} - i_{s\beta}^{m_1} \end{cases}$$

$$\diamond r_2 = \begin{cases} i_{s\alpha}^{est} - i_{s\alpha}^{m_2} \\ i_{s\beta}^{est} - i_{s\beta}^{m_2} \end{cases}$$

$$\diamond r_3 = \begin{cases} i_{s\alpha}^{est} - i_{s\alpha}^{m_3} \\ i_{s\beta}^{est} - i_{s\beta}^{m_3} \end{cases}$$

La sensibilité de chaque résidu vis-à-vis au capteur défaillant et les cas de figures permettant l'isolation du capteur en défaut sont montrés dans les tableaux (IV.1) et (IV.2). Dans le cas d'un seul capteur défaillant :

❖ Capteur « a » en défaut: $i_{s\alpha}$ et $i_{s\beta}$ seront pris de la troisième mesure c'est-à-dire la mesure où le courant

$$i_{sa} = -(i_{sb} + i_{sc}).$$

❖ Capteur « b » en défaut : $i_{s\alpha}$ et $i_{s\beta}$ seront pris de la deuxième mesure c'est-à-dire la mesure où le courant

$$i_{sb} = -(i_{sa} + i_{sc}).$$

❖ Capteur « c » en défaut : $i_{s\alpha}$ et $i_{s\beta}$ seront pris de la première mesure c'est-à-dire la mesure où le courant

$$i_{sc} = -(i_{sa} + i_{sb}).$$

Par contre si deux ou trois capteurs sont défectueux et comme nous savons que le capteur de vitesse est sain nous remplaçons les courants mesurés par les courants estimés dans le calcul de la commande.

IV.3.4.2 Défaut du capteur de vitesse

Dans le cas où le bloc de décision floue nous informe que la source de défaut est le capteur de vitesse et que les capteurs de courant sont sains nous remplaçons la vitesse mesurée par la vitesse estimée (donnée par le Filtre de Kalman Etendu).

Remarque :

- Pour avoir de meilleur résultat nous pouvons utiliser deux observateurs de vitesse comme dans la première approche en utilisant le Filtre de Kalman Etendu pour les basses vitesses et l'observateur à Grand Gain interconnecté à un estimateur pour les moyennes et les grandes vitesses.
- Comme nous travaillons sans capteur de flux rotorique, $\varphi_{r\alpha}$ et $\varphi_{r\beta}$ sont obtenus par le Filtre de Kalman Etendu utilisé pour l'observation de la vitesse, mais dans le cas d'un défaut du capteur de courant $\varphi_{r\alpha}$ et $\varphi_{r\beta}$ seront obtenus par le Filtre de Kalman Etendu utilisé pour l'observation des courants.

IV.3.4.3 Défaut du capteur de courant et de vitesse

Dans le cas où le bloc de décision floue nous informe qu'il y a des défauts dans les capteurs de courant et de vitesse nous passons directement à la commande scalaire en boucle ouverte pour assurer la continuité de fonctionnement.

IV.3.5 Résultats de simulation

Pour tester l'approche que nous avons élaborée nous avons effectué les tests suivants :

Test 1 : Défaut des capteurs de courant.

Entre $t = 0.2$ sec et $t = 0.6$ sec nous introduisons un défaut du capteur de courant « a ».

Entre $t = 0.8$ sec et $t = 1.2$ sec nous introduisons un défaut du capteur de courant « b ».

Entre $t = 1.4$ sec et $t = 1.8$ sec nous introduisons un défaut du capteur de courant « c ».

A $t = 2$ sec nous introduisons un défaut du capteur de courant « a » et à $t = 2.2$ sec nous ajoutons le défaut du capteur de courant « c » (voir figure (IV.13)).

Test 2 : Défaut des capteurs de courant et de vitesse.

Entre $t = 0.2$ sec et $t = 0.6$ sec nous introduisons un défaut du capteur de courant « b ».

Entre $t = 0.8$ sec et $t = 1.2$ sec nous introduisons un défaut du capteur de vitesse.

A $t = 1.4$ nous introduisons un défaut du capteur de courant « a » et un défaut du capteur de vitesse au même temps (voir figure (IV.14)).

Test 3 : Effet des variations paramétriques, du couple de charge et du défaut sur le diagnostic.

Entre $t = 0.2$ sec et $t = 0.5$ sec nous introduisons une variation de 50% dans les paramètres résistifs et mécaniques de la machine.

Entre $t = 0.8$ sec et $t = 2$ sec nous introduisons un couple de charge égal deux fois le couple nominal.

Entre $t = 1$ sec et $t = 1.4$ nous introduisons un défaut du capteur de courant « b ».

Entre $t = 1.6$ sec et $t = 1.9$ sec nous introduisons un défaut du capteur de vitesse et à $t = 2.4$ sec nous introduisons un défaut de fréquence 10 Hz (voir figure (IV.15)).

Pour les simulations effectuées nous allons montrer une figure dans laquelle se présentent des codages montrant la commande utilisée pour commander la machine asynchrone, le type de défaut existant et la vitesse utilisée dans la commande donc pour :

La commande utilisée :

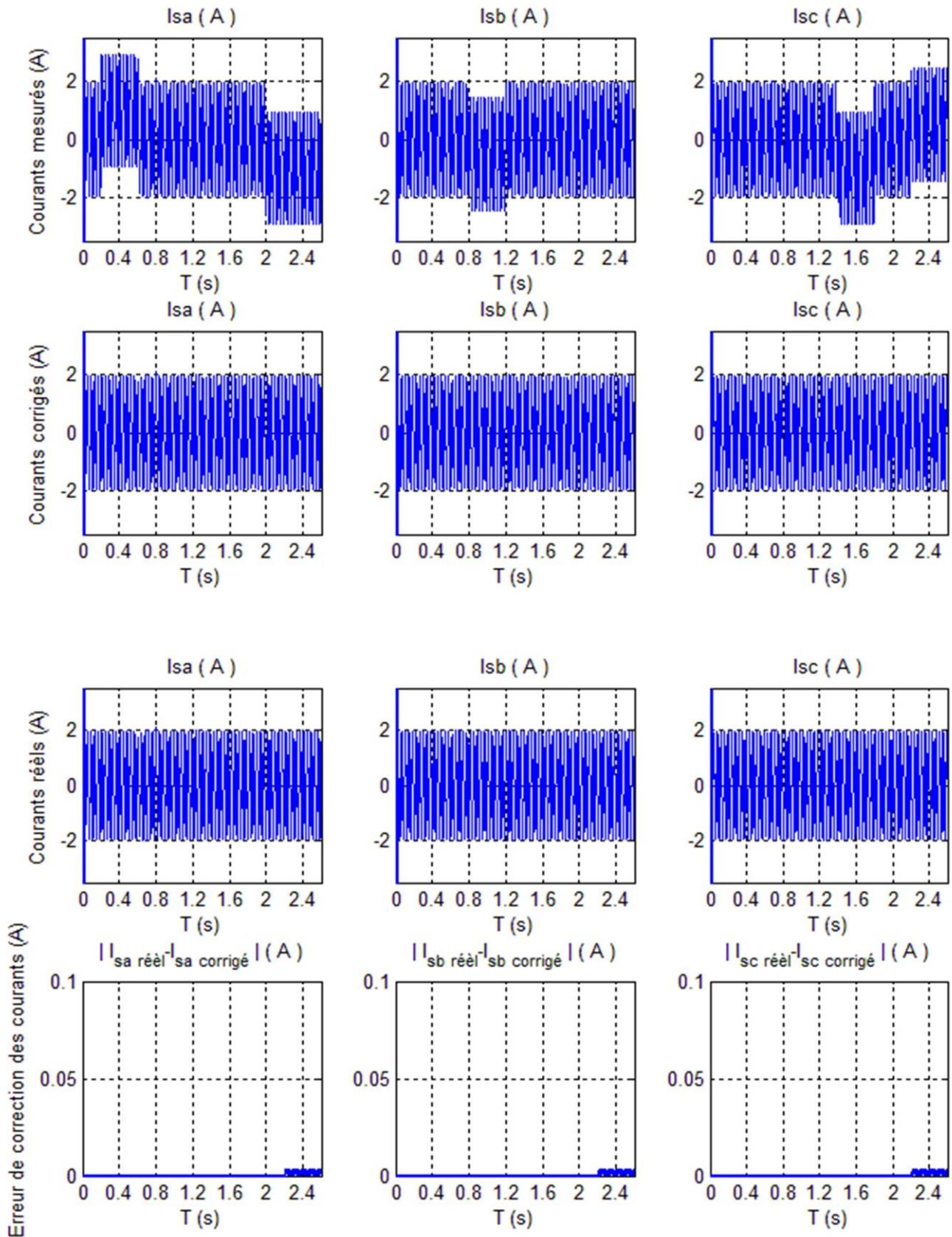
- « 1 » : Commande par Backstepping basée sur le principe d'orientation du flux.
- « 2 » : Commande scalaire en boucle ouverte.

Le diagnostic global :

- « 0 » : Pas de défaut.
- « 1 » : Défaut du capteur de courant « a ».
- « 2 » : Défaut du capteur de courant « b ».
- « 3 » : Défaut du capteur de courant « c ».
- « 4 » : Deux ou trois capteur de courants défaillants.
- « 5 » : Défaut du capteur de vitesse.
- « 6 » : Défaut du capteur de vitesse + au moins un capteur défaillant.

La vitesse utilisée dans la commande :

- « 1 » : Vitesse mesurée par le capteur de vitesse.
- « 2 » : Vitesse estimée.



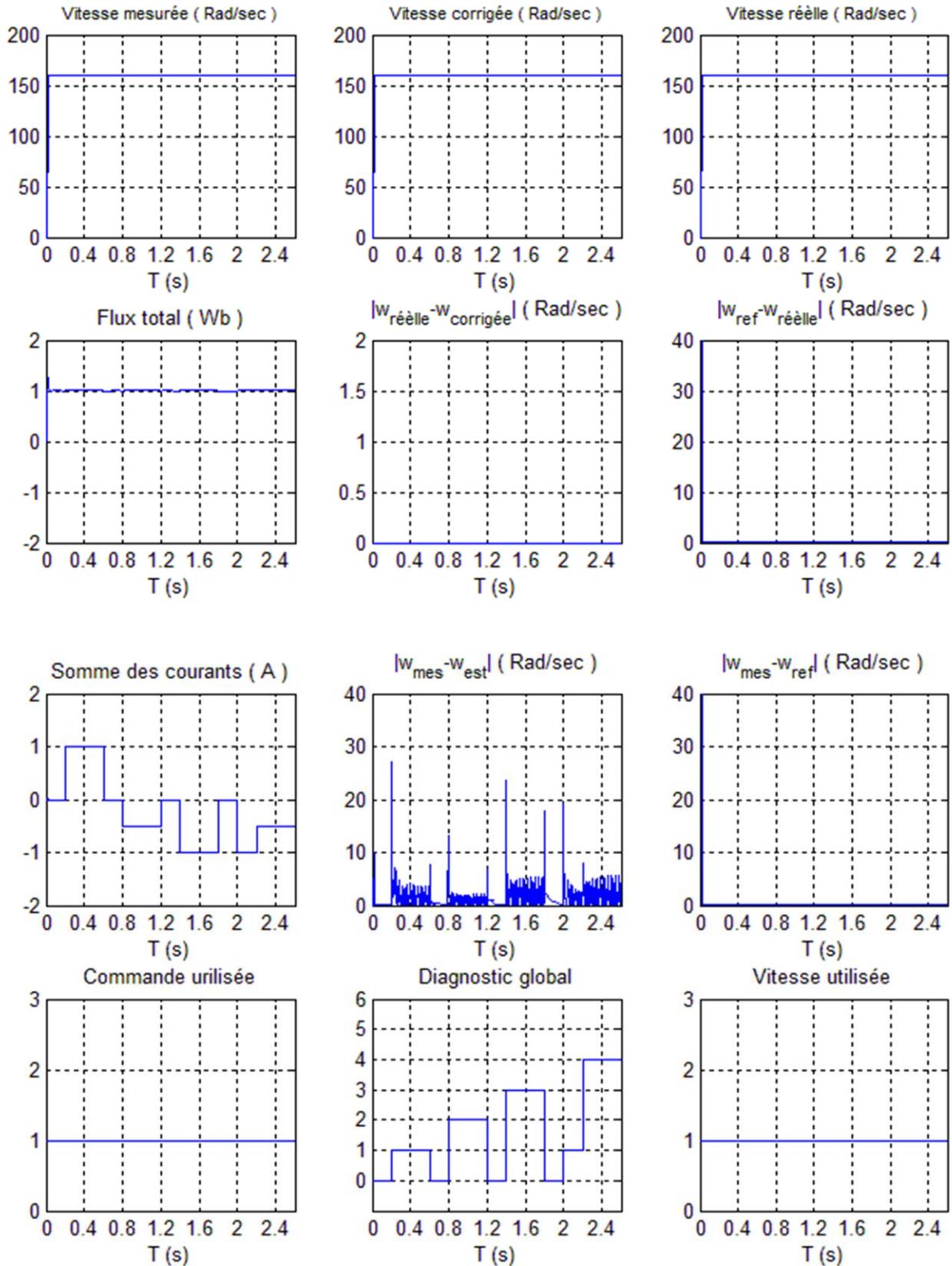
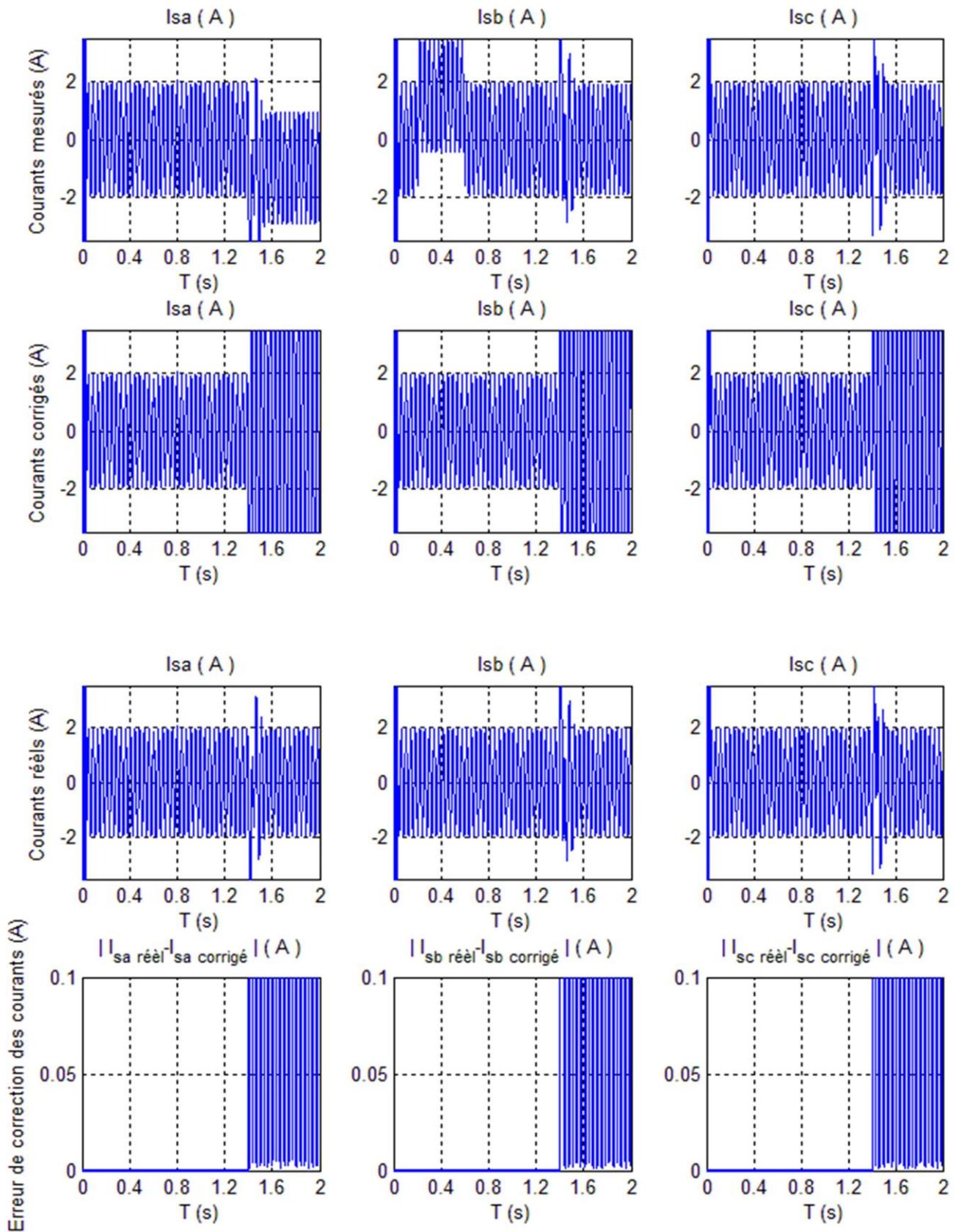


Figure IV.13 Défaut des capteurs de courant.



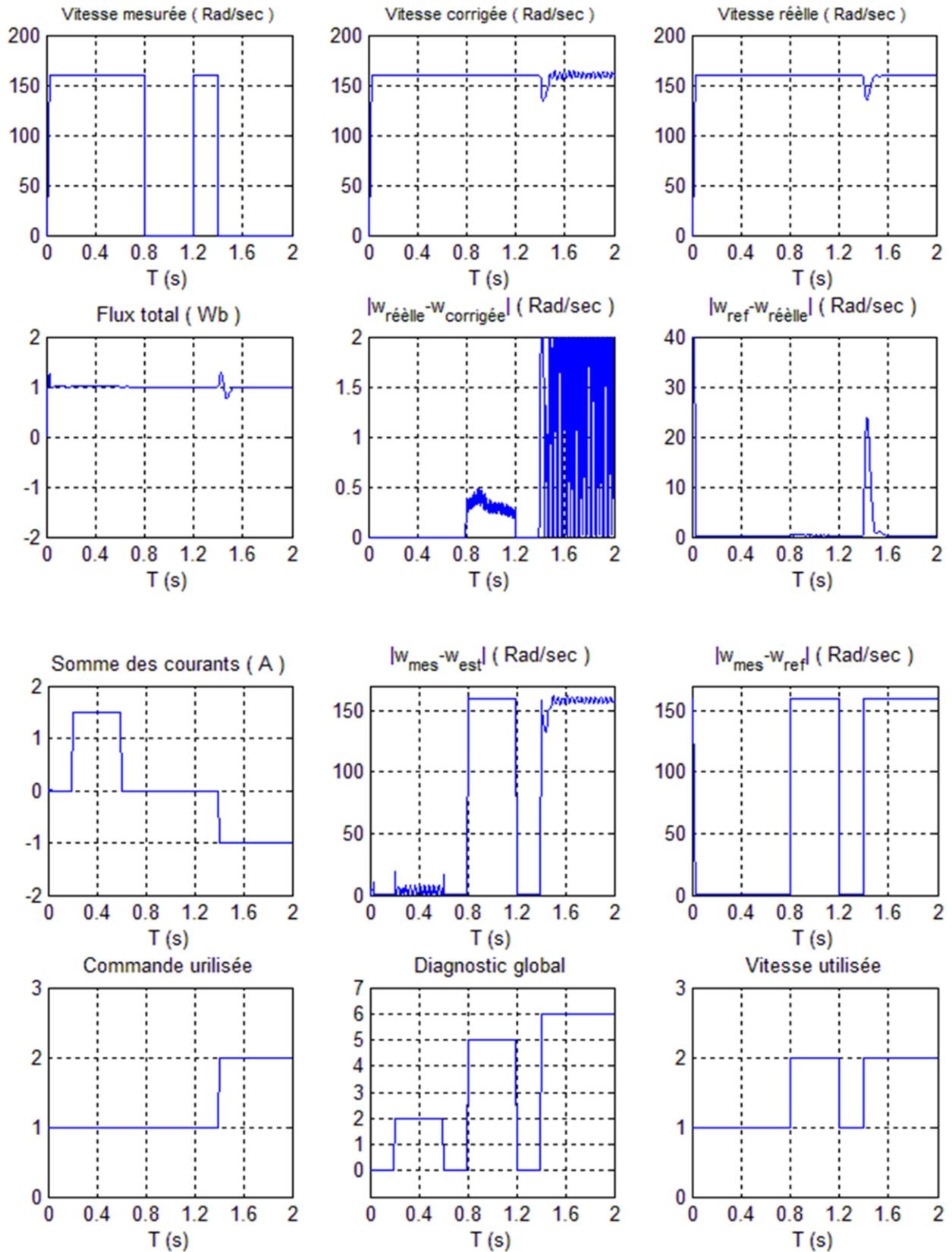
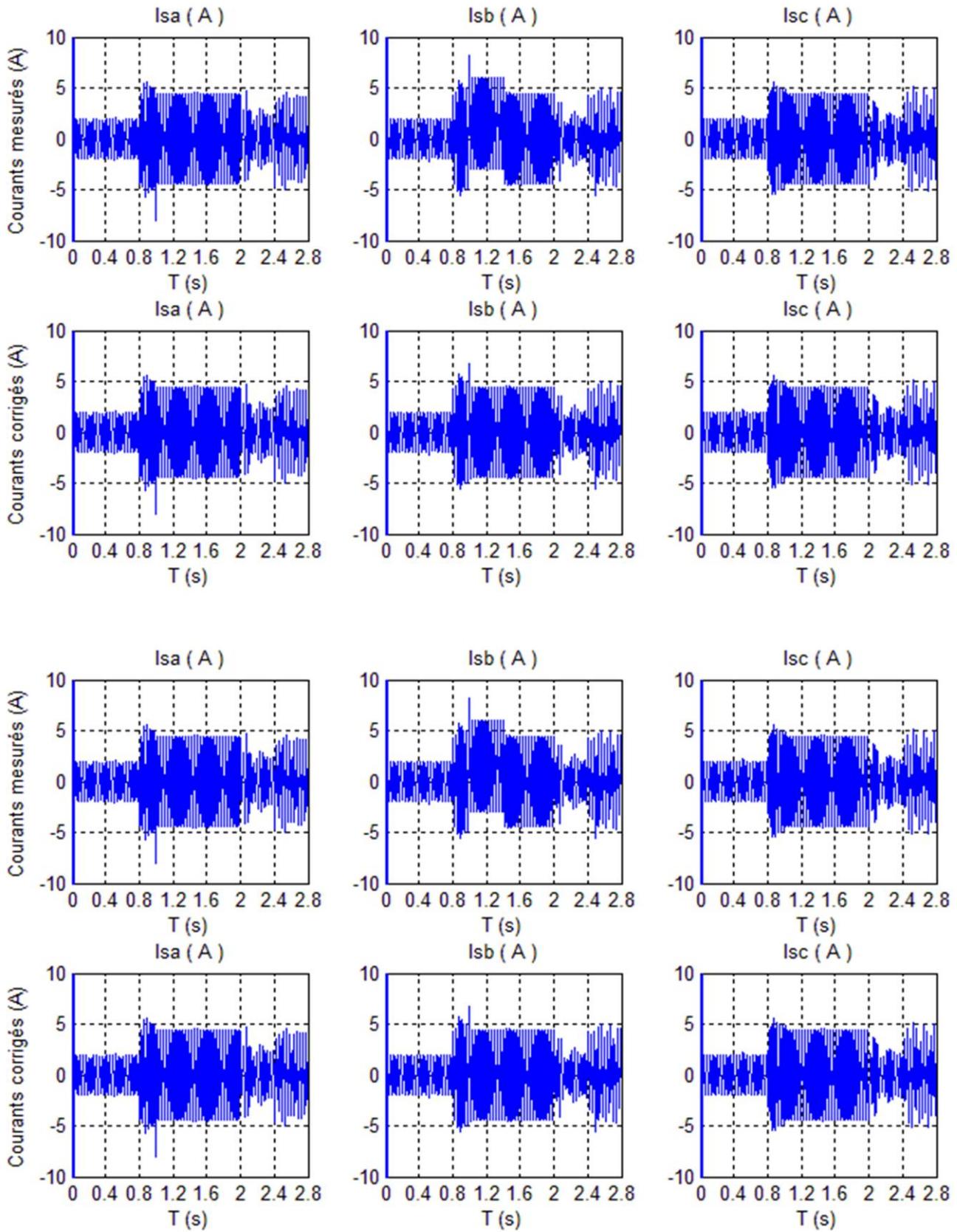


Figure IV.14 défauts des capteurs courant et vitesse.



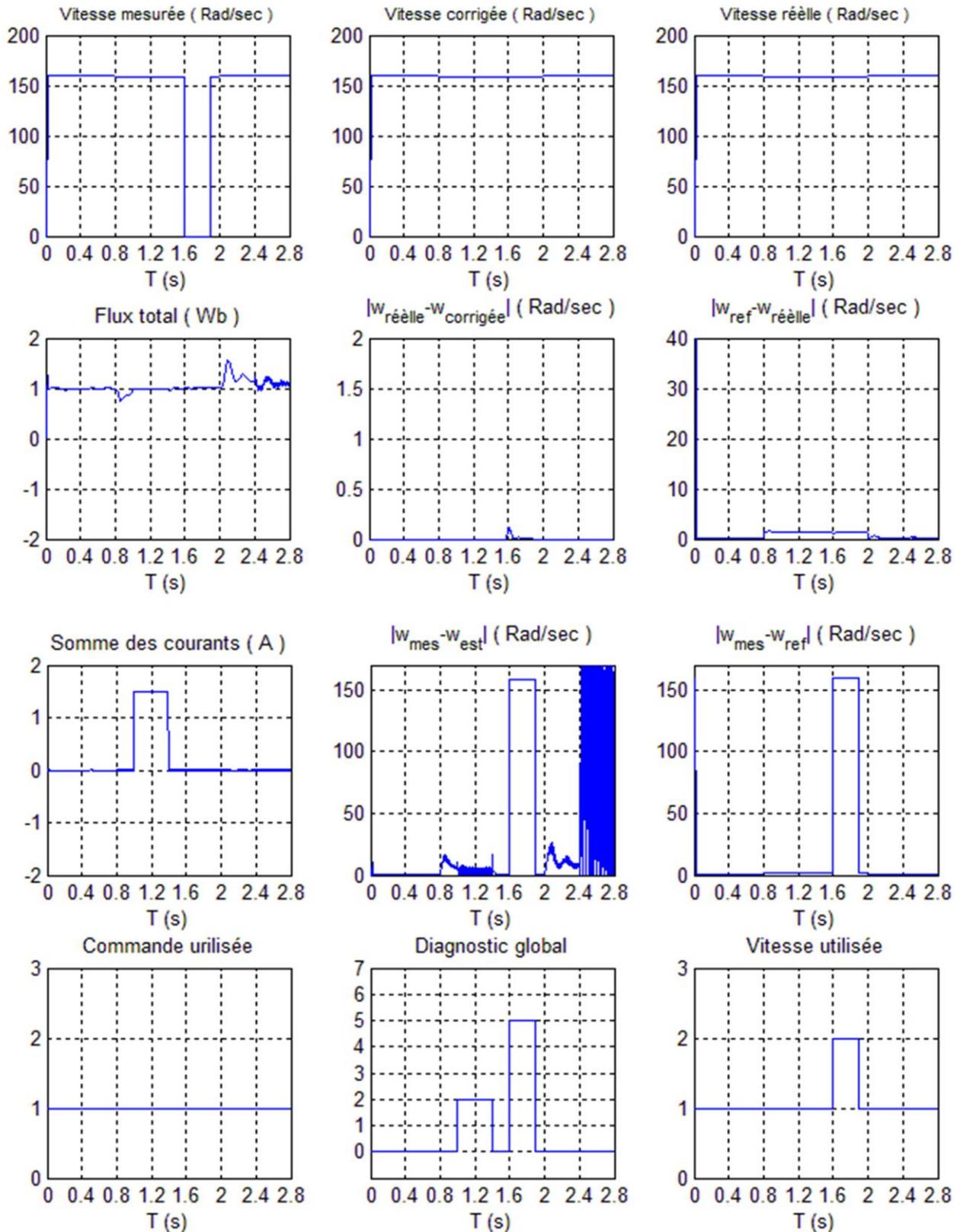


Figure IV.15 Effet des variations paramétriques, du couple de charge et du défaut sur le diagnostic.

IV.4 CONCLUSION

Dans ce chapitre nous avons élaboré deux approches de détection, isolation et correction des défauts capteurs de la machine asynchrone qui assurent la continuité du service en cas de défaillance.

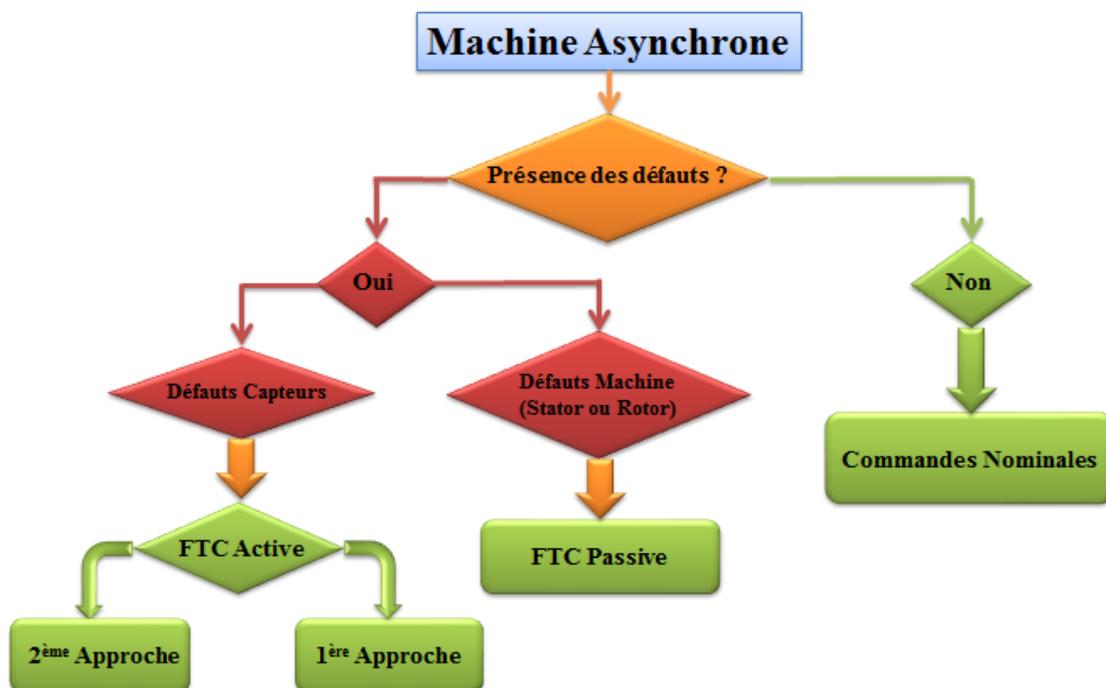
Dans la première approche nous avons synthétisé deux blocs de détection, isolation et correction des défauts ; un pour les défauts des capteurs de courant et un deuxième pour le défaut du capteur de vitesse en utilisant un algorithme de vote. Ces deux blocs sont mis en cascade de telle sorte qu'on commence par la détection, l'isolation et la correction des défauts des capteurs de courant pour passer ensuite à la détection et la correction du défaut du capteur de la vitesse.

Dans la deuxième approche nous avons synthétisé un seul bloc pour la détection des défauts des capteurs de courant et de vitesse en utilisant la logique floue pour ensuite passer à la phase de correction du (des) capteur (s) défaillant (s).

La deuxième approche présente un avantage par rapport à la première approche, dans le cas de défaillance de deux ou trois capteurs de courant la deuxième approche assure la correction du défaut et donc le maintien des performances de commande. Par contre la première approche ne peut pas corriger la défaillance de deux ou trois capteurs de courant et donc le passage à la commande scalaire en boucle ouverte qui assure la continuité de fonctionnement avec des performances médiocres. En plus, dans le cas de présence de défaut au niveau de la machine le processus de détection, isolation et correction élaboré dans la première approche est affecté, il peut nous induire en erreurs, par contre dans la deuxième approche il garde ces performances c'est-à-dire le diagnostic reste correcte.

Conclusion Générale

L'objectif de ce travail était d'établir en premier lieu des commandes passives tolérantes aux défauts de la MAS. Ensuite, établir des stratégies de commande tolérante aux défauts capteurs pour la machine asynchrone triphasée. Nous avons élaboré deux approches de détection, isolation et correction des défauts capteurs de la machine asynchrone qui assurent la continuité du service en cas de présence des défauts capteurs.



Contribution du travail à la commande tolérante aux défauts de la MAS.

Dans un premier temps nous avons élaboré trois commandes nominales tolérantes aux défauts qui peuvent survenir dans la machine (défaut du rotor et du stator). Deux lois de commandes basées sur le principe d'orientation du flux ont été discutées dans un repère tournant (d, q) et une loi de commande de linéarisation entrée-sortie dans un repère fixe (α, β) par bouclage en utilisant les outils mathématiques de la géométrie différentielle afin de comparer entre eux de point de vue robustesse vis-à-vis des perturbations inconnues (couple de charge), variations paramétriques et défauts.

Ensuite, nous avons synthétisé trois types d'observateurs en vue de diagnostic et la commande tolérante aux défauts de la machine asynchrone ; observateur cascade interconnecté à un estimateur, observateur à grand gain interconnecté à un estimateur et un filtre de Kalman

étendu. Ces techniques d'observation permettent de reconstruire la vitesse et les flux en utilisant comme seule information les courants et les tensions statoriques de la machine asynchrone.

Selon les résultats obtenus, la troisième technique d'observation le filtre de Kalman étendu semble globalement être la meilleure technique ; elle est robuste vis-à-vis les variations paramétriques et le couple de charge et assure de bons résultats même pour les basses vitesses. Mais l'observateur à grand gain présente des performances très intéressantes en moyenne et grande vitesse.

Enfin, nous avons élaboré deux approches de détection, isolation et correction des défauts capteurs de la machine asynchrone qui assurent la continuité du service en cas de présence de défauts.

Dans la première approche nous avons synthétisé deux blocs de détection, isolation et correction des défauts ; un pour les défauts des capteurs de courant et un deuxième pour le défaut du capteur de vitesse en utilisant un algorithme de vote. Ces deux blocs sont mis en cascade de telle sorte qu'on commence par la détection, l'isolation et la correction des défauts des capteurs de courant pour passer ensuite à la détection et la correction du défaut du capteur de la vitesse.

Dans la deuxième approche nous avons synthétisé un seul bloc pour la détection des défauts des capteurs de courant et de vitesse en utilisant la logique floue pour ensuite passer à la phase de correction du (des) capteur (s) défaillant (s).

La deuxième approche présente un avantage par rapport à la première approche, dans le cas de défaillance de deux ou trois capteurs de courant la deuxième approche assure la correction du défaut et donc le maintien des performances de commande. Par contre la première approche ne peut pas corriger la défaillance de deux ou trois capteurs de courant et donc le passage à la commande scalaire en boucle ouverte qui assure la continuité de fonctionnement avec des performances médiocres.

Dans le cas de présence de défaut au niveau de la machine le processus de détection, isolation et correction élaboré dans la première approche est affecté, il peut nous induire en erreurs, par contre dans la deuxième approche il garde ces performances c'est-à-dire le diagnostic reste correcte.

Nous proposons comme perspectives :

- L'implémentation des deux approches de tolérance aux défauts capteurs pour les valider en temps réel.
- Le développement des FTC actives pour les défauts de la MAS.
- L'amélioration des FTC actives pour les défauts capteurs en minimisant la possibilité de passer à la commande scalaire en boucle ouverte qui présente des performances médiocres.

ANNEXE

ANNEXE A

LES PARAMETRES DE LA MACHINE ASYNCHRONE UTILISEE

A.1 Paramètres électriques

$R_s = 10 \Omega$	Résistance du stator.
$R_r = 6.3 \Omega$	Résistance du rotor.
$L_s = 0.4642 \text{ H}$	Inductance du stator.
$L_r = 0.4612 \text{ H}$	Inductance du rotor.
$M = 0.4212 \text{ H}$	Inductance Mutuelle.
$P = 1.08 \text{ KW}$	Puissance électrique.
$V_s = 220/380 \text{ V}$	Tension du stator.

A.2 Paramètres Mécanique

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

A.3 Paramètres électromagnétique

$C_e = 5 \text{ N.m}$	Couple nominal.
$p = 2$	Nombre de pair de pôle.

ANNEXE B

MODELISATION DE LA MACHINE ASYNCHRONE TRIPHASE

B.1 Hypothèses simplificatrices

L'étude de la modélisation de la machine asynchrone sera faite dans le contexte habituel d'hypothèses simplificatrices suivantes :

- L'entrefer constant et la distribution spatiale sinusoïdale des forces magnétomotrices d'entrefer.
- Le circuit magnétique non saturé et à perméabilité constante : Cette hypothèse permet d'introduire le concept d'inductance propre et mutuelle entre les bobinages statoriques et rotoriques.
- Les pertes ferromagnétiques et l'effet des encoches sont négligeables.
- L'influence de l'effet de peau et de l'échauffement, ne sont pas pris en compte.

B.2 Equations électriques

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 :

$$\begin{bmatrix} V_{sa} \\ V_{sb} \\ V_{sc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{sa} \\ \Phi_{sb} \\ \Phi_{sc} \end{bmatrix} \quad (\text{B.1})$$

$$\begin{bmatrix} V_{ra} \\ V_{rb} \\ V_{rc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{ra} \\ i_{rb} \\ i_{rc} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{ra} \\ \Phi_{rb} \\ \Phi_{rc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (\text{B.2})$$

Avec V , i et Φ sont respectivement la tension, le courant et le flux.

R_s et R_r sont respectivement la résistance du stator et du rotor.

B.3 Equations magnétiques

Les hypothèses présentées précédemment, conduisent à des relations linéaires entre les flux et les courants.

$$\begin{bmatrix} \Phi_{sa} \\ \Phi_{sb} \\ \Phi_{sc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} l_s & M_s M_s M_1 M_3 M_2 \\ M_s & l_s & M_s M_2 M_1 M_3 \\ M_s M_s & l_s & M_3 M_2 M_1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \\ i_{ra} \\ i_{rb} \\ i_{rc} \end{bmatrix}; \begin{bmatrix} \Phi_{ra} \\ \Phi_{rb} \\ \Phi_{rc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} M_1 M_2 M_3 & l_r & M_r M_r \\ M_3 M_1 M_2 & M_r & l_r & M_r \\ M_2 M_3 M_1 & M_r & l_r & M_r \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \\ i_{ra} \\ i_{rb} \\ i_{rc} \end{bmatrix} \quad (\text{B.3})$$

$$\begin{bmatrix} M_1 \\ M_2 \\ M_3 \end{bmatrix} = M_0 \cdot \begin{bmatrix} \cos(\theta) \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (\text{B.4})$$

l_s, l_r : Inductances propres d'une phase statorique et rotorique.

M_s, M_r : Inductances mutuelles entre deux phases statoriques et rotoriques.

$M_{1,2,3}$: Inductances mutuelles instantanées entre une phase statorique et rotorique.

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

La matrice des flux réels fait apparaître deux sous matrices d'inductances :

$$[\Phi_{sabc}] = [L_{ss}] \cdot [i_{sabc}] + [M_{sr}] \cdot [i_{rabc}] \quad (\text{B.5})$$

$$[\Phi_{rabc}] = [M_{rs}] \cdot [i_{sabc}] + [L_{rr}] \cdot [i_{rabc}] \quad (\text{B.6})$$

Avec :

$$[L_{ss}] = \begin{bmatrix} l_s & M_s M_s \\ M_s & l_s & M_s \\ M_s M_s & l_s \end{bmatrix}; [L_{rr}] = \begin{bmatrix} l_r & M_r M_r \\ M_r & l_r & M_r \\ M_r & l_r & M_r \end{bmatrix} \quad (\text{B.7})$$

$$[M_{sr}] = [M_{rs}]^T = M_0 \cdot \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \quad (\text{B.8})$$

B.4 Transformation de PARK appliqué à la MAS

La transformation de Park permet le passage du système triphasé au système biphasé. Elle s'effectue en faisant correspondre aux variables réelles leurs composantes homopolaires, directe et en quadrature. Selon la figure (B.1) la projection du vecteur (V_{sa}, V_{sb}, V_{sc}) sur l'axe biphasé nous donne :

$$\begin{cases} V_{sd} = \frac{2}{3} (V_{sa} \cos(\theta_a) + V_{sb} \cos(\theta_a - \frac{2\pi}{3}) + V_{sc} \cos(\theta_a - \frac{4\pi}{3})) \\ V_{sq} = -\frac{2}{3} (V_{sa} \sin(\theta_a) + V_{sb} \sin(\theta_a - \frac{2\pi}{3}) + V_{sc} \sin(\theta_a - \frac{4\pi}{3})) \end{cases} \quad (\text{B.9})$$

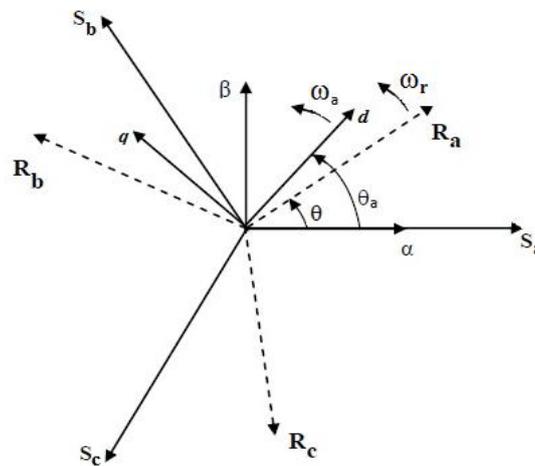


Figure B.1 Passage du système triphasé au système biphasé et inversement.

θ_a : Représente l'angle instantané entre la phase de l'axe S_a et l'axe d .

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

$\omega_r = \frac{d\theta}{dt}$: Vitesse électrique de rotation du rotor par rapport au stator.

On ajoute l'expression homolaire V_{so} à l'équation (II.9) pour équilibrer la transformation.

$$V_{so} = \frac{1}{3} (V_{sa} + V_{sb} + V_{sc}) \quad (\text{B.10})$$

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

$$\begin{bmatrix} V_{sd} \\ V_{sq} \\ V_{so} \end{bmatrix} = [P(\theta_a)] \cdot \begin{bmatrix} V_{sa} \\ V_{sb} \\ V_{sc} \end{bmatrix} \quad (\text{B.11})$$

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

$$[P(\theta_a)] = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\theta_a) & \cos(\theta_a - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_a - \frac{4\pi}{3}) \\ -\sin(\theta_a) & -\sin(\theta_a - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_a - \frac{4\pi}{3}) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad (\text{B.12})$$

Les variables triphasées réelles sont obtenues à partir des variables biphasées (V_{sd} , V_{sq}) par la transformation inverse comme suit:

$$\begin{bmatrix} V_{sa} \\ V_{sb} \\ V_{sc} \end{bmatrix} = [P(\theta_a)]^{-1} \cdot \begin{bmatrix} V_{sd} \\ V_{sq} \\ V_{so} \end{bmatrix} \quad (\text{B.13})$$

La matrice inverse de Park est donnée par :

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

B.4.1 Equations électriques et magnétiques dans le repère 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 (d , q). Après tout développement du calcul, les équations (B.1), (B.2) et (B.3) donnent alors lieu aux systèmes suivants:

$$\begin{bmatrix} V_{sd} \\ V_{sq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{sd} \\ \Phi_{sq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\omega_a \\ \omega_a & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \Phi_{sd} \\ \Phi_{sq} \end{bmatrix} \quad (\text{B.15})$$

$$\begin{bmatrix} V_{rd} \\ V_{rq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{rd} \\ i_{rq} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{rd} \\ \Phi_{rq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -(\omega_a - \omega_r) \\ (\omega_a - \omega_r) & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \Phi_{rd} \\ \Phi_{rq} \end{bmatrix} \quad (\text{B.16})$$

$$\begin{bmatrix} \Phi_{sd} \\ \Phi_{rd} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & M \\ M & L_r \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{rd} \end{bmatrix} \quad (\text{B.17})$$

$$\begin{bmatrix} \Phi_{sq} \\ \Phi_{rq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & M \\ M & L_r \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{sq} \\ i_{rq} \end{bmatrix} \quad (\text{B.18})$$

$L_s = l_s - M_s$ et $L_r = l_r - M_r$: Inductance propre cyclique du stator et du rotor.

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

B.4.2 Choix du référentiel

Les équations de la machine peuvent être réécrites dans le repère (α, β) à condition de choisir le référentiel. Pour un référentiel lié au stator, il se traduit par les conditions :

$$\theta_a = 0 \iff \left[\begin{array}{l} d \longrightarrow \alpha \\ q \longrightarrow \beta \end{array} \right] \text{ et } \frac{d\theta_a}{dt} = \omega_a = 0$$

Les équations électriques prennent la forme suivante:

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

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

B.4.3 Equation électromagnétique et mécanique

L'expression du couple électromagnétique, est exprimée par l'équation suivante en fonction des flux et courants statoriques.

$$C_e = \frac{pM}{L} [\Phi_{r\alpha} i_{s\beta} - \Phi_{r\beta} i_{s\alpha}] \quad (\text{B.21})$$

L'évolution de la vitesse mécanique Ω_r avec $\omega_r = p\Omega_r$ en fonction du couple électromagnétique C_e et de la charge de la machine caractérisée par le couple résistant C_r , est décrite par l'expression suivante :

$$J \frac{d}{dt} \Omega_r + f \Omega_r = C_e - C_r \quad (\text{B.22})$$

J : Moment d'inertie.

f : Coefficient de frottement.

p : Nombre de paires de pôles.

B.5 Mise en équation d'état

Pour la mise sous forme d'état du modèle de la machine asynchrone nous choisissons comme variables d'états les courants statoriques, les flux rotoriques selon les axes (α, β) et la vitesse électrique du rotor ω_r . Et comme vecteur de commande les tensions statoriques selon les axes (α, β) . Le couple résistant comme perturbation. Après l'arrangement des équations (B.15), (B.16), (B.19) et (B.20) on obtient ce système :

$$\left\{ \begin{array}{l} u_{s\alpha} = R_s i_{s\alpha} + \sigma L_s \frac{di_{s\alpha}}{dt} - \frac{M}{L_r} \Phi_{r\alpha} \\ u_{s\beta} = R_s i_{s\beta} + \sigma L_s \frac{di_{s\beta}}{dt} - \frac{M}{L_r} \Phi_{r\beta} \\ u_{r\alpha} = 0 = -\frac{M}{T_r} i_{s\alpha} + \frac{1}{T_r} \Phi_{r\alpha} + \omega_r \Phi_{r\beta} + \frac{d\Phi_{r\alpha}}{dt} \\ u_{r\beta} = 0 = -\frac{M}{T_r} i_{s\beta} + \frac{1}{T_r} \Phi_{r\beta} + \omega_r \Phi_{r\alpha} + \frac{d\Phi_{r\beta}}{dt} \end{array} \right. \quad (\text{B.23})$$

Alors le modèle de la MAS peut se mettre sous la forme d'état :

$$\dot{x} = f(x) + B u + d Cr \quad (\text{B.24})$$

La matrice d'entrée B et le vecteur d sont donnés par :

$$B = \begin{bmatrix} b_1 & 0 \\ 0 & b_2 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} ; \quad d = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ d_1 \end{bmatrix} \quad (\text{B.25})$$

Le modèle (B.24) peut être réécrit d'une façon plus détaillée :

$$\left\{ \begin{array}{l} \dot{x}_1 = f_1(x) + b_1 u_1 \\ \dot{x}_2 = f_2(x) + b_2 u_2 \\ \dot{x}_3 = f_3(x) \\ \dot{x}_4 = f_4(x) \\ \dot{x}_5 = f_5(x) + d_1 Cr \end{array} \right. \quad (\text{B.26})$$

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

$$\left\{ \begin{array}{l} f_1(x) = a_1 x_1 + a_2 x_3 + a_3 x_4 x_5 \\ f_2(x) = a_4 x_2 + a_5 x_3 x_5 + a_6 x_4 \\ f_3(x) = a_7 x_1 + a_8 x_3 + a_9 x_4 x_5 \\ f_4(x) = a_{10} x_2 + a_{11} x_3 x_5 + a_{12} x_4 \\ f_5(x) = a_{13} x_1 x_4 + a_{14} x_2 x_3 + a_{15} x_5 \end{array} \right. \quad (\text{B.27})$$

Paramètres du modèle d'état

Soit le vecteur \mathfrak{g} composé des coefficients a_i , b_i et d_i du modèle de la machine

$$\mathfrak{g} = [a_1 \ a_2 \ a_3 \ a_4 \ a_5 \ a_6 \ a_7 \ a_8 \ a_9 \ a_{10} \ a_{11} \ a_{12} \ a_{13} \ a_{14} \ a_{15} \ b_1 \ b_2 \ d_1] \quad (\text{B.28})$$

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

$$\begin{aligned} a_1 = a_4 &= -\left(\frac{1}{T_s \sigma} + \frac{1-\sigma}{T_r \sigma}\right) = -\frac{L_r^2 R_s + M^2 R_r}{L_r(L_r L_s - M^2)}; \quad a_2 = a_6 = \frac{1-\sigma}{T_r M \sigma} = \frac{M R_r}{L_r(L_r L_s - M^2)}; \\ a_3 = -a_5 &= \frac{1-\sigma}{M \sigma} = \frac{M}{L_r L_s - M^2}; \quad a_7 = a_{10} = \frac{M}{T_r} = \frac{M R_r}{L_r}; \quad a_8 = a_{12} = -\frac{1}{T_r} = -\frac{R_r}{L_r}; \\ a_9 = -a_{11} &= -1; \quad a_{13} = -a_{14} = \frac{p^2 M}{J L_r}; \quad a_{15} = -\frac{f}{J}; \quad b_1 = b_2 = \frac{1}{\sigma L_s} = \frac{L_r}{L_r L_s - M^2}; \quad d_1 = -\frac{p}{J}; \end{aligned}$$

Avec :

$$\sigma = 1 - \frac{M^2}{L_r L_s} : \text{Coefficient de dispersion. } T_r = \frac{L_r}{R_r} : \text{Constante de temps rotorique.}$$

$$T_s = \frac{L_s}{R_s} : \text{Constante de temps statorique.}$$

ANNEXE C

DEFAUTS DANS LA MAS

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

C.1 Causes des défauts

Et comme nous allons travailler sur la machine asynchrone triphasée, nous présentons les causes des défauts qui peuvent survenir sur la machine, les principaux défauts, les différentes méthodes de diagnostic et les harmoniques dues aux défauts.

Les causes des défauts sont multiples. Ils peuvent être classés en trois groupes :

- a) Les générateurs de pannes ou initiateurs de défauts : surchauffe du moteur, défaut électrique (court-circuit), problème mécanique, rupture de fixation, problème d'isolation, survoltage d'alimentation ...
- b) Les amplificateurs de défauts : survoltage fréquente, vibration mécanique, environnement humide, alimentation perturbé (instabilité de la tension ou de la fréquence), échauffement permanent, mauvaise graissage, vieillissement...
- c) Les vices de fabrication et les erreurs humaines : défaut de fabrication, défektivité des composants, protections inadaptées, mauvaise dimensionnement de la machine...

Ces différentes causes peuvent provoquer une dégradation des performances ou des arrêts intempestifs du système. Le diagnostic précoce des pannes est donc nécessaire. De nombreuses méthodes ont été mises au point. La plupart sont basées sur une analyse vibratoire. Nous nous intéressons essentiellement à celles basées sur les signaux électriques.

C.2 Principaux défauts :

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

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

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

Des études ont permis d'effectuer une répartition des défauts de la MAS [45] :

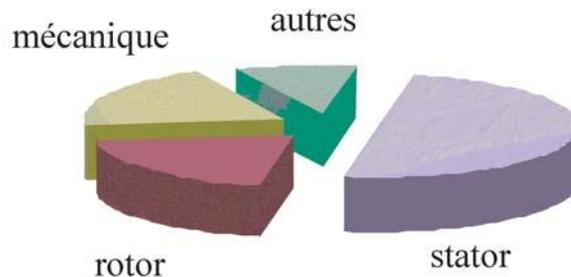


Figure C.1 La répartition des pannes de la machine asynchrone.

C.3 Méthodes de diagnostic des défauts de la MAS

L'intérêt grandissant porté à la détection des défauts de la MAS est dû essentiellement aux conséquences importantes causées par l'apparition d'une panne au niveau de celle-ci, qu'il faut dire, a intégré de nombreuses applications industrielles. Par conséquent, toute technique capable de détecter ce genre de défaut plus rapidement (FDI-FDD) est la bienvenue, car elle permet d'éviter les situations catastrophiques et d'élaborer des procédures de réparation.

A cet effet, différentes méthodes de diagnostic de la MAS ont été proposées. Il est possible de les classer en deux catégories, les méthodes de test et les méthodes modernes [46].

a) Les méthodes de tests

Les méthodes de tests utilisent des grandeurs caractéristiques de la MAS (les courants, la puissance et la vitesse). Bien qu'elles soient simples, elles présentent des inconvénients : elles sont imprécises et en général, elles ne permettent pas la localisation des défauts, puisque différents défauts peuvent influencer les mêmes grandeurs, de la même manière [46].

b) Les méthodes modernes

Les méthodes modernes apportent des solutions nouvelles au diagnostic des défauts de la MAS et répondent aux limitations des méthodes de tests. Elles sont basées sur un traitement mathématique puissant qui met en valeur une information sensible aux défauts. Le développement des méthodes modernes s'accroît en raison des progrès en microélectronique ainsi qu'au développement des méthodes faisant appel aux outils mathématiques et de traitement du signal. Ces méthodes se subdivisent en deux classes :

Les méthodes d'estimation des paramètres

Elles utilisent les variations des paramètres du modèle de la MAS pour détecter la présence d'un défaut car certains défauts peuvent être traduits sous forme de variations paramétriques. Par exemple : la rupture d'une barre dans la cage du rotor peut être traduite par une augmentation de la résistance rotorique. Cependant, un inconvénient majeur de cette méthode consiste en le fait qu'elle ne s'applique pas à tous les défauts puisque, il n'est pas possible de détecter par exemple les défauts d'excentricité du rotor. Les méthodes FDI à base d'observateurs rentrent dans la catégorie des méthodes d'estimation des paramètres.

Les méthodes d'analyse spectrale

L'analyse spectrale des grandeurs caractéristiques de la MAS, tel que le courant statorique permet de détecter la présence d'un nombre important de défauts. Quelque soit la méthode utilisée, on se doit de prélever un ou plusieurs signaux pour les traiter. Quatre signaux élémentaires peuvent être prélevés. Il s'agit de:

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

L'analyse des courants statoriques dans le domaine fréquentiel reste la méthode la plus couramment utilisée pour deux raisons. Les courants sont faciles à mesurer, le spectre résultant contient une source de renseignement sur la majorité des défauts électriques et magnétiques pouvant apparaître au sein d'une machine asynchrone.

Mais la mesure des signaux puis leurs traitements dans le domaine spectral ne peuvent servir, en terme d'identification, que si les composantes fréquentielles définies pour chaque défaut [47, 48] sont connues. Cette méthode ne s'applique actuellement qu'en régime permanent.

C.4 Les harmoniques dues aux défauts

Dans cette section, nous allons rappeler les formules donnant les fréquences des harmoniques apparaissant dans les courants, flux et autres signaux de la machine en cas de défauts. En effet, des études ont montré que chaque défaut fait apparaître des harmoniques à des fréquences spécifiques. Ces fréquences dépendent des caractéristiques de la machine et seront supposées parfaitement connues dans la suite. Il est ainsi possible de détecter la

présence de spires en court-circuit, d'excentricité du rotor, la rupture d'anneau de la cage rotorique... etc [45].

a) Défauts de roulements à billes

Les roulements à billes jouent un rôle très important dans le fonctionnement de tout type de machines électriques. Les défauts des roulements peuvent être causés par un mauvais choix de matériau à l'étape de fabrication. Les problèmes de rotation au sein de la culasse de roulement, causés par un enroulement abîmé, écaillé ou fissuré, peuvent créer des perturbations au sein de la machine. Nous savons que des courants électriques circulent au niveau des roulements d'une machine asynchrone ce qui, pour des vitesses importantes, peut provoquer la détérioration de ces derniers. La graisse, qui permet la lubrification et la bonne rotation des roulements peut, dans certaines applications, se rigidifier et causer une résistance à la rotation. Les défauts des roulements se manifestent comme des défauts d'asymétrie au rotor qui sont usuellement rangés dans la catégorie des défauts relatifs à l'excentricité. Un défaut de roulement se manifeste par la répartition continue du contact défectueux avec la cage de roulement extérieur comme intérieur.

La relation entre les vibrations des roulements à billes et le spectre du courant statorique est basée sur le fait que toutes les excentricités interfèrent sur le champ dans l'entrefer de la machine asynchrone. Pour cela les harmoniques contenus dans le spectre du courant statorique peuvent être décrit par cette expression [49] :

$$f_{bn,g} = |f_a \pm m \cdot f_{vib}| \quad (C.1)$$

Où f_{vib} : L'une des fréquences des vibrations mécaniques, $m = 1, 2, 3, \dots$

f_a : Fréquence d'alimentation.

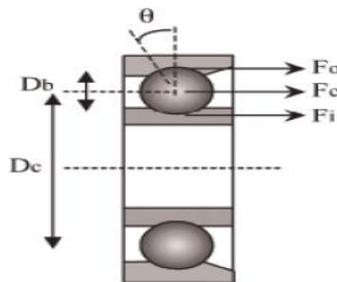


Figure C.2 Les roulements à billes.

Les fréquences de vibrations provoquées par un défaut de roulements varient selon le type du

défait comme suit :

Type de défaut dans le roulement	Fréquence de vibration
défait de la cage externe du roulement	$f_{vib}[HZ] = \left(\frac{n_b}{2}\right) f_r \left[1 - Db \frac{\cos(\theta)}{Dc}\right]$ (C.2)
défait de la cage interne du roulement	$f_{vib}[HZ] = \left(\frac{n_b}{2}\right) f_r \left[1 + Db \frac{\cos(\theta)}{Dc}\right]$ (C.3)
défait de billes	$f_{vib}[HZ] = \left(\frac{Db \cdot f_r}{Dc}\right) \left[1 - \left(\frac{Db \cos(\theta)}{Dc}\right)^2\right]$ (C.4)
défait du Train du roulement	$f_{vib}[HZ] = \left(\frac{f_r}{2}\right) \left[1 - \frac{Db \cos(\theta)}{Dc}\right]$ (C.5)

Tableau C.1 fréquences de vibration selon les défauts dans un roulement.

Où f_r : Fréquence de rotation, n_b : Nombre de billes, Db :Diamètre des billes,
 Dc : Distance du centre des billes, θ : L'angle de contact de la bille avec la cage.

b) Défauts relatifs à l'excentricité

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

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

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

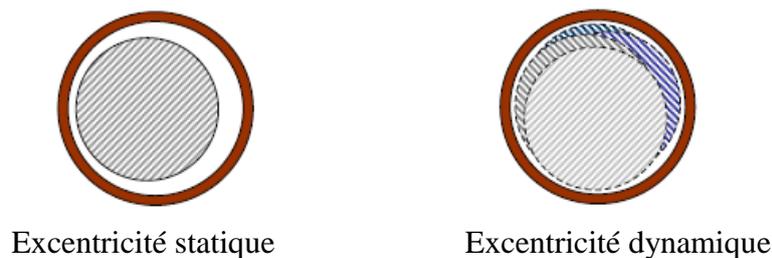


Figure C.3 Les défauts d'excentricité.

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

$$f_{ex} = \left[(kR \pm n_d) \frac{(1-g)}{p} \pm v \right] f_a \quad (C.6)$$

k : Un nombre entier.

R : Le nombre de fontes dans le rotor.

P : Nombre de pair de pôles.

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

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

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

$$f_{ex} = |f_a \pm k f_r| \quad (C.7)$$

c) Les défauts de l'armature ou du stator

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

Ils peuvent être dus à plusieurs raisons, parmi lesquelles [50]: Un grand noyau du stator ou la température d'enroulements est élevé, une Attachement lâche à la fin de l'enroulement, une contamination due à l'huile, moisissure et saleté ou un Cycle de démarrage fréquent.

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

$$f_s = \left[k \pm n. \frac{(1-g)}{p} \right] f_a \quad (C.8)$$

Où p : Le nombre de pair de pôles ; f_a : La fréquence d'alimentation ;
 $k = 1, 3$; g : Le glissement ; $n = 1, 2, 3 \dots (2p-1)$.

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

$$f_s = f_a \quad (C.9)$$

d) Défauts du rotor

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

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

$$f_{ro} = (1 \pm 2g) \cdot f_a \quad (C.10)$$

-Le signe (+) indique les conséquences des oscillations en vitesse.

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

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

$$f_{ro} = \left[\left(\frac{k}{p} \right) (1 - g) \pm g \right] f_a \quad (C.11)$$

Où f_{ro} : Fréquences détectables dans le spectre du courant ; $\frac{k}{p} = 1, 3, 5 \dots$

ANNEXE D

MODELE DE LA MAS EN PRESENCE DE DEFAUTS

Dans cet annexe 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 bornée, qui résulte de la présence d'un ou plusieurs défauts dans la machine. Cette perturbation s'ajoute dans modèle (B.24) qui s'écrit alors en absence de perturbations paramétriques sous la forme :

$$\dot{x} = f(x) + B u + d Cr + \sigma V \quad (\text{D.1})$$

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

$$\sigma = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \text{ et } V = \begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \end{bmatrix} \quad (\text{D.2})$$

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

D.1 Modélisation des harmoniques

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

$$A_i \sin(2\pi f_i \cdot t + \varphi_i) \quad (\text{D.3})$$

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

$$\begin{cases} I_A \longrightarrow I_A + A_i \sin(2\pi f_i \cdot t + \varphi_i) \\ I_B \longrightarrow I_B + A_i \sin(2\pi f_i \cdot t + \varphi_i) \\ i = 1, \dots, n_f \end{cases} \quad (\text{D.4})$$

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

De même pour les courants dans le repère de Park :

$$\begin{cases} i_\alpha \longrightarrow i_\alpha + A_i \sin(\omega_i \cdot t + \varphi_i) \\ i_\beta \longrightarrow i_\beta + A_i \sin(\omega_i \cdot t + \varphi_i) \\ i = 1, \dots, n_f \end{cases} \quad (\text{D.5})$$

Notons aussi que nous avons gardé les mêmes notations pour 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 :

$$\omega_i = 2\pi f_i + 2\pi f_a = 2\pi \cdot (f_i + f_a) \quad (\text{D.6})$$

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

$$\dot{z} = S \cdot z \quad (\text{D.7})$$

Le système (D.7) 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 .

$$\begin{cases} S = \text{diag}(S_i) \\ S_i = \begin{bmatrix} 0 & \omega_i \\ -\omega_i & 0 \end{bmatrix} \\ i = 1, \dots, n_f \end{cases} \quad (\text{D.8})$$

Et on a :

$$\begin{cases} \dim(S) = 2n_f \times 2n_f \\ \dim(z) = 2n_f \times 1 \end{cases} \quad (\text{D.9})$$

On écrit alors l'équation (D.7) sous une nouvelle forme :

$$\begin{bmatrix} \dot{z}_1 \\ \dot{z}_2 \\ \vdots \\ \dot{z}_{2n_f} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_1 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & S_2 & \dots & \vdots \\ \vdots & \vdots & \ddots & 0 \\ 0 & \dots & 0 & S_{2n_f} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} z_1 \\ z_2 \\ \vdots \\ z_{2n_f} \end{bmatrix} \quad (\text{D.10})$$

D.2 Résolution de l'exosystème

L'état z du système exogène (D.7) se décompose en n_f sous état du second ordre :

$$\begin{cases} \bar{z}_i = \begin{bmatrix} z_{2i-1} \\ z_{2i} \end{bmatrix} \\ i = 1, \dots, n_f \end{cases} \quad (\text{D.11})$$

Et le sous état z_i possède une dynamique similaire à (D.7) vue la forme diagonale de la matrice S .

$$\dot{\bar{z}} = S_i \cdot \bar{z}_i \quad (\text{D.12})$$

Où :

$$\dot{\bar{z}} = \begin{bmatrix} \dot{z}_{2i-1} \\ \dot{z}_{2i} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & \omega_i \\ -\omega_i & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} z_{2i-1} \\ z_{2i} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \omega_i z_{2i} \\ -\omega_i z_{2i-1} \end{bmatrix} \quad (\text{D.13})$$

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

$$\begin{cases} \dot{y} = \dot{z}_{2i-1} = \omega_i z_{2i} = -\omega_i^2 z_{2i-1} = -\omega_i^2 y \\ \text{Soit} \\ \dot{y} + \omega_i^2 y = 0 \end{cases} \quad (\text{D.14})$$

La solution de l'équation (D.14) est connue, c'est une sinusoïde de la forme $y = A_i \sin(\omega_i t + \varphi_i)$.

Donc

$$\begin{cases} y = z_{2i-1} = A_i \sin(\omega_i t + \varphi_i) \longrightarrow z_{2i} = A_i \cos(\omega_i t + \varphi_i) \\ \text{Ou} \\ \bar{z}_i = \begin{bmatrix} z_{2i-1} \\ z_{2i} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_i \sin(\omega_i t + \varphi_i) \\ A_i \cos(\omega_i t + \varphi_i) \end{bmatrix} \end{cases} \quad (\text{D.15})$$

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

$$z = [\bar{z}_1 \ \bar{z}_2 \ \dots \ \bar{z}_{n_f}]^T \quad (\text{D.16})$$

Les amplitudes A_i et les phases φ_i ne sont pas connues et reflètent l'aspect aléatoire des défauts ainsi que leur sévérité. En considérant l'équation (D.5), on peut écrire en vertu de (D.15), la nouvelle forme des courants i_α et i_β :

$$\begin{cases} i_\alpha \longrightarrow i_\alpha + z_{2i-1} \\ i_\beta \longrightarrow i_\beta + z_{2i} \\ i = 1, \dots, n_f \end{cases} \quad (\text{D.17})$$

On peut écrire

$$\begin{cases} i_\alpha \longrightarrow i_\alpha + \sum_{i=1}^{i=n_f} z_{2i-1} \\ i_\beta \longrightarrow i_\beta + \sum_{i=1}^{i=n_f} z_{2i} \end{cases} \quad (\text{D.18})$$

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

$$\begin{cases} i_\alpha \longrightarrow i_\alpha + Q_d z \\ i_\beta \longrightarrow i_\beta + Q_q z \end{cases} \quad (\text{D.19})$$

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

$$\begin{cases} Q_d = [1 \ 0 \ 1 \ 0 \ \dots \ 1 \ 0] \\ Q_q = [0 \ 1 \ 0 \ 1 \ \dots \ 0 \ 1] \end{cases} \quad (\text{D.20})$$

En utilisant (D.20) les dérivées des courants i_α et i_β , prennent la forme :

$$\begin{cases} \dot{i}_\alpha \longrightarrow \dot{i}_\alpha + Q_d \cdot S \cdot z \\ \dot{i}_\beta \longrightarrow \dot{i}_\beta + Q_q \cdot S \cdot z \end{cases} \quad (\text{D.21})$$

D.3 Effet sur le modèle d'état

Pour obtenir le modèle de la MAS en présence de défauts, il suffit maintenant d'injecter les équations (D.20) et (D.22) dans (B.26) en se rappelant que $i_\alpha = x_1$ et $i_\beta = x_2$. Le résultat est un système de la forme :

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = f_1(x) + b_1 u_1 + V_1 \\ \dot{x}_2 = f_2(x) + b_2 u_2 + V_2 \\ \dot{x}_3 = f_3(x) \\ \dot{x}_4 = f_4(x) \\ \dot{x}_5 = f_5(x) + d_1 Cr \end{cases} \quad (\text{D.22})$$

Les calculs mènent vers la forme suivante de V :

$$V = \begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \end{bmatrix} = - \begin{bmatrix} a_1 \cdot Q_d \cdot z + Q_d \cdot S \cdot z \\ a_4 \cdot Q_q \cdot z + Q_q \cdot S \cdot z \end{bmatrix} \quad (\text{D.23})$$

Se basant sur (D.24) on peut écrire les perturbations des défauts V sous une forme d'une multiplication matricielle comme suit :

$$\begin{cases} V = - \begin{bmatrix} a_1 \cdot Q_d + Q_d \cdot S \\ a_4 \cdot Q_q + Q_q \cdot S \end{bmatrix} \cdot z = - \Gamma \cdot z \\ \text{Soit} \\ \Gamma = \begin{bmatrix} \Gamma_1 \\ \Gamma_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} [a_1 \cdot Q_d + Q_d \cdot S] \\ [a_4 \cdot Q_q + Q_q \cdot S] \end{bmatrix} \end{cases} \quad (\text{D.24})$$

Enfin, les défauts vus de cette manière, sont des perturbations qu'on introduit dans le système (B.26) et qui sont générées par le système (D.25) ce qu'on peut récapituler ainsi :

$$\begin{cases} \dot{z} = S \cdot z \\ V = - \Gamma \cdot z \end{cases} \quad (\text{D.25})$$

BIBLIOGRAPHIE

- [1] Moerder, D.D., Halyo, N., Broussard, J.R. and Caglayan, A.K., 1989. Application of precomputed control laws in a reconfigurable aircraft flight control system. *Journal of Guidance, Control, and Dynamics*, 12(3):325-333.
- [2] Patton, R.J., 1997. Fault tolerant control: The 1997 situation (survey), *IFAC SAFEPROCESS'97, Hull, UK*, Aout 26-28, Vol. 2, pp.1033-1055.
- [3] Noura, H., Sauter, D., Hamelin, F., et Theilliol, D., 2000. Fault tolerant control in dynamic systems: Application to a winding machine", *IEEE Control system Magazine*, 20(1), 33–49.
- [4] Bacon, B.J., Ostroff, A.J., Joshi, S.M., 2001. Reconfigurable NDI controller using inertial sensor failure detection and isolation. *IEEE Transaction Aerospace and Electronic Systems*, 37(4), 1373-1383.
- [5] Isermann, R., 2005. Model based fault-detection and diagnosis – status and applications. *Annual Reviews in Control*, vol. 29, no. 1, pp. 71-85.
- [6] Costa, F, P. Poulichet, Sondes pour la mesure de courant en électronique de puissance, *Techniques de l'ingénieur – D3 085*.
- [7] Chakir, M., 2006. Commande robuste tolérante aux défauts application à la MSAP. *Mémoire de magister, Spécialité Automatique, ENP, Alger, juin 2006*.
- [8] Diao, Y., Passino, KM., 2002. Intelligent fault-tolerant control using adaptive and learning methods. *Control Eng. Practice*, 10: pp. 801–817.
- [9] Blanke, M., Kinnaert, M., Lunze, J., Staroswiecki, M., 2006. Diagnosis and Fault Tolerant Control. *2nd Edition, Springer-Verlag, Berlin*.
- [10] Kanev, S., 2004. Robust fault tolerant control, *Ph.D Thesis, University of Twente, Netherland*.
- [11] Zhang, Y., Jiang J., 2006. Issues on integration of fault diagnosis and reconfigurable control in active fault-tolerant control systems, *6th IFAC Symposium on Fault Detection, Supervision and Safety of Technical Processes (SAFEPROCESS'06), P.R. China, Beijing*.
- [12] Jamouli, H., 2003. Génération de résidus directionnels pour le diagnostic des systèmes linéaires stochastiques et le commande tolérante aux défauts. *Thèse de Doctorat, Spécialité Automatique, Université Henri Poincaré, Nancy1, Décembre 2003*.
- [13] Niemann, H., Stoustrup, J., 2005. Passive fault tolerant control of a double inverted pendulum – a case study. *Control Engineering Practice* 13 (2005) 1047-1059.
- [14] Yang, G.H., Lum, K.Y., 2003. Fault tolerant flight tracking control with stuck faults. *American Control Conference, Denver, June 4-6, 2003*.
- [15] Marcos, A., Balas, G., 2005. A robust integrated controller/diagnosis aircraft application. *International Journal of Robust and Nonlinear Control* 2005,15:531-551.
- [16] Andry, A.N., Shapiro, E.Y., Chung, J.C., 1983. Eigenstructure assignment for linear systems. *IEEE Transactions on Aerospace Electronic Systems*, 19, 1983.

- [17] Konstantopoulos, I., Antsaklis, P., 1996. An eigenstructure assignment approach to control reconfiguration. *In: Proceedings of 4th IEEE Mediterranean Symposium on Control and Automation, Greece.*
- [18] Maciejowski, J.M., 1997. Reconfigurable control using constrained optimization. *European control conference, Belgium, pp. 107–130.*
- [19] Benzineb, O., 2010. Diagnostic et commande tolérante aux défauts de la Machine Asynchrone et des Convertisseurs Multicellulaires Séries. *Thèse de Doctorat en Sciences. Ecole Nationale Polytechnique, Juillet 2010.*
- [20] Bodson M., J. Chiasson and R. Novotnak. High performance induction motor via input-output linearization, *IEEE Control Systems, pp. 25-33, 1994.*
- [21] Boukas T.K. and T.G. Habetler, High-performance induction motor speed control using exact feedback linearization with state and state derivative feedback, *IEEE Transactions on Power Electronics, vol.19, no.4, pp. 1022-1028, 2004.*
- [22] Chiasson J. Dynamic Feedback Linearization of the Induction Motor. *IEEE Transactions on Automatic Control, vol. 38, no. 10, pp 1588-1594, 1993.*
- [23] Blaschke, F., 1972. The principal of field orientation as applied to the new transvector closed loop control system for rotating-field machines. *Simens Rev. Vol. 34, pp.217-220.*
- [24] Ward. D. A, J. La Exon. T. Using Rogowski coils for transient current measurements. *Engineering Science and Education Journal – Measurement – June 1993.*
- [25] Kanellakopoulos, I., Kokotovic, P.V., Morse, A.S., 1991. Systematic design of adaptive controllers for feedback linearizable systems. *IEEE ihnsaction On Automatic Control Vol. 36(11), 1241-1253.*
- [26] Feurer, A., Morse, A.S., 1978. Adaptive control of single-input, single-ouput linear systems. *IEEE transactions On Automatic Control Vol. 23(4), 557-569.*
- [27] Kokotovic, P.V., Sussmann, H.J., 1989. A positive real condition for globai stabilization of nonlinear systems. *Systems & Control Letters Vol. 13, 125-133.*
- [28] Fridman. L, Shtessel. Y, Edwards. C and Xing-Gang Yan, Higher-order sliding- mode observer for state estimation and input reconstruction in nonlinear systems. *International Journal of Robust and Nonlinear Control 18(4-5):399-413, 2008.*
- [29] Perruquetti. W, Barbot. J.P, Marcel Dekke, “Sliding modes control in engineering”, 2002.
- [30] Utkin. V.I« Variable structure systems with sliding modes », *IEEE Transactions on Automatic Control, V.22, N°.2, pp.212-222, 1977.*
- [31] Ghanez. M. Observation et commande de la machine asynchrone sans capteur mécanique. *Thèse de doctorat, Ecole Doctorale Sciences et Technologies de l'Information et des Matériaux, Ecole centrale de Nante. Novembre 2005.*
- [32] Besançon. G and Hammouri. H, On Observer Design for Interconnected Systems. *Journal of Mathematical Systems, Estimation and Control, vol.8, No.4, 1998.*

- [33] Ghanes. M, DeLeon. J and Glumineau. A Validation of an Interconnected High Gain Observer for Sensorless Induction Motor On Low Frequencies Benchmark : Application to an Experimental Set-up. *IEE Proc. Control Theory and Applications. Vol. 152, No. 4, pp. 371-378, July 2005.*
- [34] Hilaiet. M, Diallo. D and Benbouzid. M.E.H. « A self-reconfigurable and fault-tolerant induction motor control architecture for hybrid electric vehicles». *ICEM'06, Chania : Greece 2006.*
- [35] Zhang. Y., Jiang. J., Bibliographical Review on Reconfigurable Fault-Tolerant Control Systems. *In Proceedings of the 5th IFAC Symposium on Fault Detection, Supervision and Safety for Technical Processes 2003, Washington, D.C., USA, pp 265-276, June 9-11, 2003.*
- [36] Montoya. R. J. et, al., Restructurable Controls. *NASA Scientific and Technical Information Branch, Washington, USA, 1983.*
- [37] Eryurek. E. and Upadhyaya. B. R. Fault-Tolerant control and diagnostics for large-scale systems. *IEEE Control Systems Magazine, Vol 15, Issue 5, pp 34-42, 1995.*
- [38] Galotto. Jr., Bimal. L., Bose. K., Leite. L. C., Onofre Pereira Pinto. J., Borges da Silva. L. E., Lambert-Torres. G. Auto-Associative Neural Network Based Sensor Drift Compensation in Indirect Vector Controlled Drive System. *IECON'2007, The 33rd Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society Nov. 5-8, Taipei, Taiwan, 2007.*
- [39] Tabbache. B., Benbouzid. M.E.H., Kheloui. A., Benzineb. O. Sensor Fault Tolerant Control of an Induction Motor Based Electric Vehicle. *University of Brest, EA 4325 LBMS.*
- [40] Akrad. A., Hilaiet. M., Diallo. D. An Observer-Based Mechanical Sensor Failure Fault Tolerant Controller Structure in PMSM drive. *LGEP/SPEE Labs; CNRS UMR8507; SUPELEC; Univ Paris Sud-P11.*
- [41] Kondo. K., Yuki. K. Application of induction motor speed sensorless vector control to railway vehicle traction. *In Electrical Engineering in Japan, Vol. 161, No. 2, 2007 – Translated from Denki Gakkai Ronbunshi, Vol. 125-D, No. 1, pp1-8, January 2005.*
- [42] Abbott. R.J. Resourceful systems for fault tolerance, reliability, and safety. *ACM Computing Surveys, vol 22, 1990 Mar, pp 35-68.*
- [43] McAllister. D.F., Sun. C.E., Vouk. M.A. Reliability of voting in faulttolerant software systems for small output-spaces. *IEEE Truns. Reliability, VOI 39, 1990 Dec, pp 524-534.*
- [44] Vas P. Sensorless vector and direct torque control. *Oxford Science Publication, 1998.*
- [45] Razik, H., Didier, G., 2003. Notes de cours sur le diagnostic de la machine asynchrone. *Université Henry Poincaré, Nancy 1, 7 Janvier 2003.*

- [46] Hamed, Y., 1995. Contribution à la surveillance et au diagnostic des machines électriques. *Thèse de Doctorat, Département du Génie Electrique, Ecole Doctorale SPI-EEA de Lyon, Juillet 1995.*
- [47] Chen, J., Patton, R.J., 2001. Fault-tolerant control systems design using the linear matrix inequality approach. *In: Proceedings of the 6th European Control Conference, Porto, Portugal.*
- [48] Benbouzid, M.E., Vieira, M., Theys, C., 1999. Induction motors faults detection and localization using stator current advanced signal processing techniques. *IEEE Transaction on Power Electronics, Vol. 14, N° 1, pp 14 – 22, January 1999.*
- [49] Razik, H., 2002. Le contenu spectral du courant absorbé par la machine asynchrone en cas de Défaillance, état de l'art. *La revue 3EI no29, pages 48-52. Juin 2002.*
- [50] Boumegoura, T., 2001. Recherche de signature électromagnétique des défauts dans une machine asynchrone et synthèse d'observateurs en vue de diagnostic. *Thèse Doctorat, Ecole centrale de Lyon. Mars 2001.*

ملخص

الماكنات الكهربائية تمثل عناصر حساسة في التطبيقات الكهروميكانيكية و العمليات التصنيعية. العديد من الأعطاب يمكن أن تظهر و تسبب خلل في عملها. نهتم في هذا العمل بإنشاء طرق تحكم خادمة متحملة لأعطاب ساكن و دوار الآلة اللامتزامنة ثلاثية الطور؛ طريقتان مكيثان للتحكم معتمدتان على مبدأ التحكم الشعاعي هما التراجعي و النمط المنزلق ثم طريقة التحكم المؤدي إلى الخطية م/م المنجرة في المعلم الثابت المرتبط بالساكن. بعد ذلك إنجاز ثلاثة مراقبين من أجل استعمالهم في إنجاز طريقتين للتحكم الناشط المتحمل لأعطاب لاقط السرعة و التيار الكهربائي.

الكلمات المفتاح : الآلة اللامتزامنة ، تحمل الأعطاب، التحكم الخادم، التحكم الناشط، لاقط السرعة، لاقط التيار الكهربائي، التحسس، كشف، عزل، تصحيح، استمرار الخدمة.

Résumé

Les machines électriques sont des éléments critiques dans les applications électromécaniques et dans les processus industriels. De nombreuses défaillances peuvent apparaître et causer son disfonctionnement. Nous nous intéressons dans ce travail à la synthèse des commandes passives tolérantes au défaut du stator et du rotor de la machine asynchrone triphasé ; deux commandes robustes basées sur le principe de la commande vectorielle qui sont le Backstepping et le mode glissant et une commande linéarisante E/S développée dans le repère fixe lié au stator. Ensuite la synthèse de trois observateurs que nous allons utiliser pour l'élaboration de deux approches de commande active tolérante au défaut capteur de vitesse et du courant.

Mots clés : Machine asynchrone, tolérance aux défauts, commande passive, commande active, observation, capteur de courant, capteur de vitesse, détection, isolation, correction, continuité de service.

Abstract

The electrical machines are critical elements in the electromechanical applications and the industrial processes. Many failures can appear and cause its disfonctionnement. We are interested in this work to the synthesis of the tolerant passive control to faults of the stator and the rotor of the induction machine; two robust control based on the principle of the vectorial control which are Backstepping and the sliding mode and a linearizing control i/o developed in the fixed reference frame related to the stator. Then the synthesis of three observers which we will use for the development of two approaches of tolerant active control to speed and current sensors faults.

Key words : Induction machine, fault tolerance, passive control, active control, observation, current sensor, speed sensor, detection, isolation, correction, service continuity.