

République Algérienne Démocratique et Populaire

Ministère de l'enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique



Université de Batna

Faculté des sciences de l'ingénieur

Département d'Electrotechnique



LSP-IE 2000

MEMOIRE DE MAGISTER EN ELECTROTECHNIQUE

Option

Electricité industrielle - *Commande Robuste*

Préparé au

Laboratoire des Systèmes Propulsion-Induction Electromagnétiques

LSP-IE Batna

Présenté par

Noureddine Benbaha

(Ingénieur d'état en Electrotechnique, université de Batna)

Thème

COMMANDE ROBUSTE TOLERANTE AUX DEFAUTS :
Application à la Machine à Courant Alternatif

Soutenu le, **02 /07/ 2009.**

Devant le Jury composé de :

A. Makouf	Professeur,	Univ. Batna	Président
F. Zidani	Professeur,	Univ. Batna	Rapporteur
M. S. Naït-Saïd	Professeur,	Univ. Batna	Co-Rapporteur
M. Kadjoudj	Professeur,	Univ. Batna	Examineur
S. Chaouch	Maître de conférences,	Univ. M'Sila	Examineur
L. Benferhi	Maître de conférences,	Univ. Batna	Examineur

Remerciements

Je tiens à remercier tout d'abord le Professeur **A. Makouf**, Directeur du groupe de Recherche LSP-IE département d'Electrotechnique, université de Batna, pour m'avoir accueilli au sein de son laboratoire et pour m'avoir fait l'honneur de présider mon jury.

Je remercie tout particulièrement mes rapporteurs Monsieur **M.S. Nait Saïd**, Professeur à l'université de Batna et Madame **F. Zidani**, Professeur à l'université de Batna, pour leurs qualités pédagogiques, pour leurs encouragements continus, pour le suivi et la direction de près de mon travail, ainsi que pour leurs conseils judicieux, leurs observations et leurs assistances pour mener à bien ce travail.

J'adresse mes sincères remerciements aux membres du jury :

Monsieur **M. Kadjoudj**, Professeur à l'université de Batna, pour m'avoir honoré par sa présence en qualité d'examineur. Qu'il trouve ici ma sincère reconnaissance.

Melle **S. Chaouch**, Maître de conférences à l'université de M'sila, pour l'honneur qu'elle me fait en acceptant de participer à ce jury en qualité d'examineur;

Melle **L. Benferhi**, Maître de conférences à l'université de Batna, pour l'honneur qu'elle me fait en acceptant de participer à ce jury.

Merci aussi à tous mes collègues et amis du Laboratoire qui se reconnaîtront ici, je leur exprime ma profonde sympathie et leur souhaite beaucoup de chance pour les années futures.

Enfin, Je remercie tous les enseignants de l'institut d'Electrotechnique de Batna qui ont participé à ma formation pendant tout le cycle universitaire.

Sommaire

Introduction générale	1
-----------------------	---

Chapitre I : Modélisation et Simulation de la Machine Asynchrone, avec et sans défauts

I.1. Introduction	4
I.2. Description et principe de fonctionnement de la MAS	4
I.2.1 Hypothèses simplificatrices	4
I.2.2 Mise en équation	4
I.2.3 Transformation de Park	5
I.2.4 Modélisation vectorielle	6
I.3 Origine des variations paramétriques de la MAS	8
I.4 Perturbations paramétriques	8
I.5 Défauts dans la MAS	10
I.5.1 Défauts dans une machine électrique	10
I.5.2 Harmoniques dues aux défauts	10
I.6 Modèle de la MAS en présence de défauts	13
I.6.1 Modélisation des harmoniques	14
I.6.2 Résolution de l'exosystème	15
I.6.3 Effet sur le modèle	16
I.6.4 Expression matricielle des perturbations	16
I.6.5. Exemples	17
I.7 Etude variationnelle et stabilité par Lieu d'Evans	17
I.7.1 Tracé du lieu d'Evans	17
I.7.2 Résultats de simulation du lieu d'Evans	18
I.8 Simulation du comportement de la MAS	20
I.9 Conclusion	21

Chapitre II : Commande Robuste par Mode Glissant et par Backstepping Appliquée à la MAS

II.1 Introduction	23
II.2 Commande robuste par Mode Glissant	23
II.2.1 Principe de la commande par mode de glissement	23
II.2.2 Conception d'algorithme de commande par mode de glissement	24
II.2.2.1 Choix de la surface de glissement	24
II.2.2.2 Conditions de convergence	24
II.2.2.3 Synthèse de la loi de commande par mode glissant	24
II.2.3 Application de la commande par mode glissant à la MAS	26
II.2.3.1 Modèle de la MAS	26
II.2.3.2 Synthèse de la commande par mode glissant	26
II.3 Commande robuste par backstepping	28
II.3.1 Principe de la commande par backstepping	28
II.3.2 Synthèse de la loi de commande par backstepping	29
II.3.3 Application de la commande par backstepping à la MAS	31
II.3.3.1 Modèle de la MAS	31
II.3.3.2 Synthèse de la commande par backstepping de la MAS	31
II.4 Simulation	34
II.4.1 Résultats de simulation	35
II.5. Conclusion	41

Chapitre III : Introduction à la Commande Tolérante aux Défauts

III.1 Introduction	43
III.2 Différents types de défauts	43
III.2.1 Défauts actionneurs	43
III.2.2 Défauts capteurs	43
III.2.3 Défauts composants ou systèmes	44
III.3 Modélisation des défauts	44
III.3.1 Défauts multiplicatifs	44
III.3.2 Défauts additifs	45
III.3.3 Défauts de composants système	46
III.4 Diagnostic quantitatif	47
III.4.1 Principe du diagnostic quantitatif	47
III.4.2 Modèle utilisé pour la synthèse d'un générateur de résidus	47
III.4.3 Génération de résidus	48
III.4.4 Détection et localisation des défauts	49
III.5 Systèmes tolérants aux défauts	50
III.5.1 Classification des approches FTC	50
III.5.1.1 Approches passives de la commande FTC	51
III.5.1.2 Approches actives de la commande FTC	51
a. Composantes principales d'un système FTC	51
b. Méthodes de conception	52
III.6 Conclusion	52

Chapitre IV : Application de la Commande FTC à la Machine Asynchrone

IV.1 Introduction	54
IV.2 Principe de la technique	54
IV.3 Position du problème	55
IV.3.1 Vérification de l'hypothèse	56
IV.3.2 Objectif de la commande FTC	56
IV.3.3 Commande robuste tolérante aux défauts par backstepping	56
IV.3.3.1 Commande augmentée	56
IV.3.3.2 Système d'erreurs	56
IV.3.4 Commande robuste tolérante aux défauts par mode glissant	59
IV.3.4.1 Commande augmentée	59
IV.3.4.2 Système d'erreurs	59
IV.4 Modèle interne et commande additive	61
IV.4.1 Modèle interne	61
IV.4.2 Calcul de la commande	61
IV.5 Deuxième méthode	63
IV.5.1 Modèle interne	63
IV.5.2 Calcul de la commande additive	63
IV.6 Résultats de simulation de la commande FTC	64
IV.7 Conclusion	69

Conclusion générale	70
---------------------	----

Notation

a, b, c	Correspondent aux trois phases du stator ou rotor	LPV	Linear Parameter Variant (Modèle Linéaire à Paramètres Variants)
$[P]$	Matrice de Park	LFT	Linear Fractional Transformation (Transformation Linéaire Fractionnaire)
s	Indice du stator.	LMI	Linear Matrix Inequality (Inégalité Matricielle Linéaire)
r	Indice du rotor.	FTC	Fault Tolerant Control (Commande Tolérante aux Défauts)
α	Axe α direct du repère (α, β) lié au stator.		
β	Axe β en quadrature du repère (α, β) lié au stator.		
d, q	Axes de référentiel de Park		
R_s	Résistance statorique.		
R_r	Résistance rotorique.		
L_s	Inductance cyclique propre du stator.		
L_r	Inductance cyclique propre du rotor.		
T_r	Constante de temps rotorique (L_r/R_r).		
T_s	Période de commutation.		
l_s	Inductance propre d'une phase statorique.		
l_r	Inductance propre d'une phase rotorique.		
M	Inductance cyclique mutuelle entre l'armature du stator et l'armature du rotor.		
σ	Coefficient de dispersion de Blondel.		
C_e	Couple électromagnétique délivré par la machine.		
C_r	Couple de charge.		
f	Coefficient des frottements visqueux.		
J	Moment d'inertie des parties tournantes		
Ω	Vitesse de rotation mécanique.		
ω_s	Pulsation électrique statorique		
ω_r	Pulsation électrique rotorique		
p	Nombre de paires de pôles.		
e	erreur (écart entre le signal de sortie du processus et la consigne).		
V	perturbation due aux défauts		
$d(t)$	vecteur des perturbations		
D_x	matrice d'application des entrées inconnues sur l'état		
F_x, F_y	matrices d'action des défauts		
$f(t)$	vecteur des défauts.		
S	glissement ou surface		
θ	L'angle de contact de la bille avec la cage.		
b_d	diamètre des billes;		
d_p	distance du centre des billes		
N	nombre de billes.		
f_{cc}	fréquence de court-circuit.		
f_b	fréquence de barre cassée.		
f_r	fréquence de rotation,		
f_s	fréquence de glissement.		
f_{ex}	fréquence d'excentricité.		
n_d	connu comme un ordre d'excentricité		
R	nombre d'encoche rotorique.		
v	ordre des harmoniques temporels au stator		
n_f	nombre des harmoniques générées par tous les défauts.		
$MCSA$	Analyse par la signature du courant moteur		
FDI	Fault Detection and Isolation		
FDD	Fault Detection and Diagnosis		
LTI	Linear Time Invariant (Modèle Linéaire Invariant dans le Temps)		

Introduction générale

i. Généralités

Les stratégies de commande tolérante aux défauts ont pour but de conserver la maîtrise du comportement dynamique du système commandé en dépit de la présence d'un dysfonctionnement. Différentes causes peuvent être à l'origine de ces dysfonctionnements. Les défaillances internes résultent de différents facteurs plus ou moins maîtrisés : vieillissement, fatigue, maintenance mal adaptée. Elles produisent des dysfonctionnements des matériels, comme par exemple une défaillance de la structure physique (composants internes), du système de perception (capteurs matériels ou informationnels), ou défaillance du système d'action (actionneurs, régulateurs, réseaux de transmission, organes de traitement).

Les défaillances externes résultent de l'action de l'environnement dans lequel le système évolue (perturbations, erreurs des opérateurs humains) [1].

Les tâches de contrôle/commande des systèmes industriels sont généralement réalisées à partir d'un ordinateur qui collecte, centralise et traite l'ensemble des informations disponibles via les capteurs et les chaînes d'acquisition pour élaborer des actions de commande à appliquer au système. Avec la complexification des procédés et l'augmentation des éléments technologiques matériels ou logiciels qui sont souvent intégrés aux boucles de contrôle, la tolérance aux défauts est devenue l'une des préoccupations majeures dans la conception des systèmes automatisés complexes [1, 2].

Pour répondre aux nouveaux problèmes posés par les impératifs de tolérance aux défauts dans ces systèmes, de nombreuses méthodes et techniques fondées sur des modèles dynamiques ont été développées pour la détection d'anomalies, le traitement de ces anomalies et la prise de décision concernant la reconfiguration du système ou de ses objectifs. Ces thématiques sont souvent abordées dans la littérature relevant de la commande tolérante aux défauts (FTC Fault Tolerant Control) et ont fait l'objet de nombreux travaux de la part de la communauté scientifique (voir par exemple [3]). Historiquement, les travaux précurseurs dans ce domaine étaient motivés par les applications aéronautiques et spatiales (voir par exemple [4]), où la prise de décision concernant la reconfiguration du système ou de ces objectifs a une importance capitale.

Un système tolérant aux défauts se caractérise par son aptitude à maintenir ou retrouver des performances en dysfonctionnement (dynamiques ou statiques) proches de celles qu'il possède en régime normal de fonctionnement. De nombreux travaux pour garantir un certain degré de « tolérance » aux défauts sont issus de techniques classiques de commande robuste (approches dites passives, [5, 6]). Plus récemment, on assiste à une effervescence des approches dites « actives », qui se caractérisent par la présence d'un module de diagnostic (*FDI Fault Detection and Isolation*). En fonction de la sévérité du défaut, un nouvel ensemble de paramètres de commande ou une nouvelle structure de commande peuvent être appliqués après que le défaut ait été détecté et localisé.

L'objectif de la commande *FTC* est de fournir une solution à la fréquence des problèmes et de réduire les coûts de leurs traitements. Ainsi, le problème qui se pose n'est pas tellement de discuter quelle technique de contrôle de la machine à utiliser mais surtout comment assurer un niveau de performances minimales du système d'entraînement faisant l'objet d'un défaut de fonctionnement par exemple un défaut partiel ou complet des capteurs de courant, de vitesse etc. [7].

ii. Objectif du projet

A la lumière de ces évolutions vient notre choix d'aborder le thème de commande tolérante à notre discipline, et plus particulièrement, l'application à l'élément critique dans les chaînes de production qui est la machine asynchrone (MAS). La machine asynchrone est sujet à des perturbations de type variés : thermique, électrique et mécanique dont la combinaison peut causer une défaillance dans le fonctionnement de la machine. Les recherches concernant le diagnostic des machines électriques montrent que l'effet de tels défauts se reflète dans les courants statoriques par des harmoniques de fréquences directement liée au type de défaut. Ceci sera réalisé, dans ce travail, par l'ajout d'un terme additif à la commande nominale issu du modèle interne qui reproduit les perturbations des défauts, tout en respectant l'hypothèse de la connaissance parfaite des fréquences des harmoniques générées par les défauts en question.

iii. Structure du mémoire

Le mémoire est organisé en quatre chapitres qui peuvent être résumés comme suit :

La modélisation de la machine dans le repère biphasé est une étape importante pour l'étude de son fonctionnement avec et sans variations paramétriques. L'expression de ces dernières est obtenue par la formulation de la différentielle totale exacte d'une fonction à plusieurs variables. Un système différentiel stable représenté sous forme d'équations d'état sera utilisé pour injecter les harmoniques dus aux défauts dans le modèle nominal. Ceci fera l'objet du premier chapitre.

Dans le cadre du control robuste des processus dynamiques, deux commandes non linéaires backstepping et mode glissant seront présentées dans le deuxième chapitre. On traitera d'abord quelques notions théoriques se liées à ces techniques. Par la suite, on calculera les commandes d'une MAS.

Dans le chapitre trois, en premier lieu nous présenterons la modélisation des défauts qui peuvent affecter le système à savoir les représentations additives et multiplicatives. Par la suite, dans le but d'assurer la continuité de fonctionnement même en présence des défauts, une introduction à la commande tolérante aux défauts sera exposée.

Le chapitre quatre sera consacré à la présentation d'une technique de commande implicitement tolérante aux défauts en supposant que l'effet du défaut sur la machine peut être modélisé par un signal exogène issu d'un système autonome stable. Nous étudierons et simulerons par la suite l'application des deux techniques de commandes présentées au niveau du deuxième chapitre.

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

Chapitre I

Modélisation et Simulation de la Machine Asynchrone, avec et sans défauts



Sommaire : - - - - -

- I.1. Introduction
- I.2. Description et principe de fonctionnement de la MAS
 - I.2.1 Hypothèses simplificatrices
 - I.2.2 Mise en équation
 - I.2.3 Transformation de Park
 - I.2.4 Modélisation vectorielle
- I.3 Origines des variations paramétriques de la MAS
 - I.3.a *Variations des résistances*
 - I.3.b *Effet pelliculaire*
 - I.3.c *Variations des inductances*
- I.4 Perturbations paramétriques
- I.5 Défauts dans la MAS
 - I.5.1 Défauts dans une machine électrique
 - I.5.2 Harmoniques dues aux défauts
- I.6 Modèle de la MAS en présence de défauts
 - I.6.1 Modélisation des harmoniques
 - I.6.2 Résolution de l'exosystème
 - I.6.3 Effet sur le modèle
 - I.6.4 Expression matricielle des perturbations
 - I.6.5. Exemples
- I.7 Etude variationnelle et stabilité par Lieu d'Evans
 - I.7.1 Tracé du lieu d'Evans
 - I.7.2 Résultats de simulation du lieu d'Evans
- I.8 Simulation du comportement de la MAS
- I.9 Conclusion

I.1. Introduction

La machine asynchrone ou machine à induction est la plus utilisée dans les applications industrielles, elle couvre actuellement l'essentiel des besoins de transformation d'énergie électrique en énergie mécanique, puisqu'elle présente l'avantage d'être robuste, de construction, simple et peu coûteuse. Cette machine peut être construite de différentes formes selon l'évaluation, de quelques watts jusqu'à plusieurs mégawatts [8].

Généralement on procède de deux manières pour la modélisation selon l'objectif visé :

- Les modèles en grandeurs de phases, dérivant des équations différentielles à coefficients périodiques régissant le fonctionnement de la machine. Ils sont utilisés essentiellement pour l'étude des régimes permanents.
- Les modèles issus de la transformation de Park, utilisés ordinairement pour l'étude des régimes transitoires et pour la commande des machines.

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

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

I.2. Description et principe de fonctionnement de la MAS

La machine asynchrone triphasée comporte un stator fixe et un rotor mobile autour de l'axe de symétrie de la machine. Dans des encoches régulièrement réparties sur la face interne du stator sont logés trois enroulements identiques, à « p » paire de pôle ; leurs axes sont distants entre eux d'un angle électrique égal à $2\pi/3$. Les phases du stator sont alimentées par un réseau triphasé de tensions sinusoïdales à fréquence et amplitude constantes ou par un onduleur de tension ou de courant à fréquence et à amplitude réglables [8].

I.2.1 Hypothèses simplificatrices

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

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

I.2.2 Mise en équation

La représentation schématique de la machine asynchrone dans le repère (abc) est donnée par la figure (I-1).

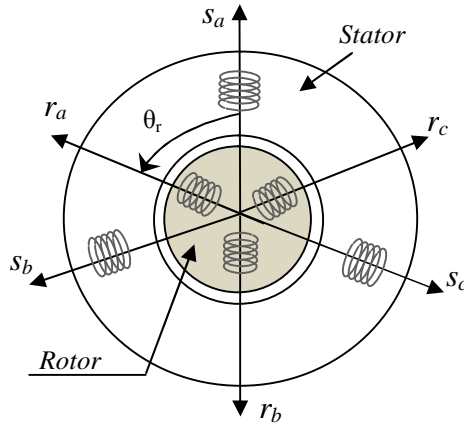


Fig. I.1 Représentation d'une machine asynchrone

I.2.2 a. Equations électriques

En appliquant la loi d'Ohm à chaque phase de la machine, les équations des tensions des trois phases statoriques et rotoriques s'écrivent comme suit:

$$\begin{cases} [V_s] = [R_s][i_s] + \frac{d}{dt}[\phi_s] \\ [V_r] = [R_r][i_r] + \frac{d}{dt}[\phi_r] \end{cases} \quad (I.1)$$

I.2.2 b. Equations magnétiques

Les hypothèses citées précédemment conduisent à des relations linéaires entre les flux et les courants moyennant les notations usuelles.

$$\begin{cases} [\phi_s] = [L_{ss}][i_s] + [M_{sr}][i_r] \\ [\phi_r] = [L_{rr}][i_r] + [M_{rs}][i_s] \end{cases} \quad (I.2)$$

I.2.2 c. Equation mécanique

Pour étudier les phénomènes transitoires électromécaniques avec une vitesse rotorique variable, il faut ajouter l'équation du mouvement au système différentiel précédent :

$$J \cdot \dot{\Omega} = C_{em} - C_r - f \cdot \Omega \quad (I.3)$$

I.2.3 Transformation de Park

La transformation d'un enroulement triphasé en enroulement biphasé, en tenant compte de l'égalité des puissances, est définie par la matrice de Park tels que,

$$\begin{bmatrix} X_\alpha \\ X_\beta \end{bmatrix} = [A] \cdot \begin{bmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{bmatrix} \quad \text{où, } [A] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix}$$

I.2.4 Modélisation vectorielle

On écrit le modèle vectoriel de MAS comme suit :

$$\begin{cases} \bar{v}_s = R_s \cdot \bar{i}_s + \frac{d\bar{\phi}_s}{dt} + j\omega_s \cdot \bar{\phi}_s \\ \bar{v}_r = R_r \cdot \bar{i}_r + \frac{d\bar{\phi}_r}{dt} + j(\omega_s - \omega) \cdot \bar{\phi}_r \\ \bar{\phi}_s = L_s \cdot \bar{i}_s + M \cdot \bar{i}_r \\ \bar{\phi}_r = L_r \bar{i}_r + M \bar{i}_s \end{cases} \quad (I.4)$$

ω_s : pulsation électrique statorique.

ω : pulsation de rotation mécanique.

En choisissant comme variable d'état les courants statoriques et les flux rotoriques, les équations électriques et magnétiques en fonction des quatre paramètres R_s, L_s, T_r et σ deviennent respectivement :

$$\begin{cases} \frac{d\bar{i}_s}{dt} = \left[-\frac{R_s}{\sigma L_s} - \frac{1-\sigma}{\sigma T_r} - j\omega_s \right] \bar{i}_s + \left[\frac{1}{\sigma L_s T_r} - j\frac{1}{\sigma L_s} \omega \right] \bar{\phi}_r + \frac{1}{\sigma L_s} \bar{v}_s \\ \frac{d\bar{\phi}_r}{dt} = \left[\frac{(1-\sigma)L_s}{T_r} \right] \bar{i}_s + \left[-\frac{1}{T_r} - (\omega_s - \omega) \right] \bar{\phi}_r \end{cases} \quad (I.5)$$

Avec,

$\sigma = 1 - M^2/(L_r L_s)$: coefficient de dispersion de Blondel.

T_r : constante du temps rotorique.

$$\bar{\phi}_r = \frac{M}{L_r} \cdot \bar{\phi}_s$$

Ainsi, il est plus commode d'écrire :

$$\begin{cases} \frac{d\bar{i}_s}{dt} = [a_7 - j\omega_s] \bar{i}_s + [a_2 - ja_1\omega] \bar{\phi}_r + b \cdot \bar{v}_s \\ \frac{d\bar{\phi}_r}{dt} = [a_6] \cdot \bar{i}_s + [a_5 - (\omega_s - \omega)] \cdot \bar{\phi}_r \end{cases} \quad (I.6)$$

Soit le vecteur ϑ composé des coefficients a_i, b du modèle de la MAS :

$$\vartheta = [a_1 \ a_2 \ a_3 \ a_4 \ a_5 \ a_6 \ b] \quad (I.7)$$

Les composantes de ce vecteur s'expriment en fonction des paramètres électrique de la machine comme suit :

$$\left\{ \begin{array}{l} a_1 = \frac{1}{\sigma L_s}, \ a_2 = \frac{1}{\sigma L_s T_r}, \ a_3 = \frac{R_s}{\sigma L_s}, \ a_4 = \frac{1-\sigma}{\sigma T_r} \\ a_5 = \frac{-1}{T_r}, \ a_6 = \frac{L_s(1-\sigma)}{T_r}, \ a_7 = a_3 + a_4 \\ b = \frac{1}{\sigma L_s} \end{array} \right. \quad (I.8)$$

Pour séparer les parties réelles et imaginaires de (I.6), on utilise la transformation suivante :

$$\begin{cases} \bar{v}_s = v_d + j \cdot v_q \\ \bar{i}_s = i_d + j \cdot i_q \\ \bar{\phi}_r = \phi_d + j \cdot \phi_q \end{cases} \quad (\text{I.9})$$

On peut écrire alors ce qui suit :

$$\begin{cases} \dot{\bar{i}}_d = -a_7 \cdot i_d + \omega_s i_q + a_2 \dot{\phi}_d + a_1 \omega \dot{\phi}_q + b \cdot u_d \\ \dot{\bar{i}}_q = -\omega_s i_d - a_7 \cdot i_q - a_1 \dot{\phi}_d + a_2 \dot{\phi}_q + b \cdot u_q \\ \dot{\phi}_d = a_6 i_d + a_5 \dot{\phi}_d + (\omega_s - \omega) \cdot \phi_q \\ \dot{\phi}_q = a_6 i_q - (\omega_s - \omega) \cdot \phi_d + a_5 \dot{\phi}_q \end{cases} \quad (\text{I.10})$$

i_d, i_q, ϕ_d et ϕ_q : sont respectivement les composantes directe et en quadrature des courants statoriques et les composantes directe et en quadrature des flux rotoriques.

On pose (changement des variables) :

$$\phi_d \rightarrow \phi'_d \quad \text{et} \quad \phi_q \rightarrow \phi'_q$$

$$\begin{bmatrix} i_d & i_q & \phi_d & \phi_q \end{bmatrix}^T = \begin{bmatrix} x_1 & x_2 & x_3 & x_4 \end{bmatrix}^T$$

On obtient,

$$\begin{cases} \dot{\bar{x}}_1 = -a_7 \cdot x_1 + \omega_s x_2 + a_2 x_3 + a_1 \omega \cdot x_4 + b \cdot u_d \\ \dot{\bar{x}}_2 = -\omega_s x_1 - a_7 \cdot x_2 - a_1 x_3 + a_2 x_4 + b \cdot u_q \\ \dot{\bar{x}}_3 = a_6 x_1 + a_5 x_3 + (\omega_s - \omega) \cdot x_4 \\ \dot{\bar{x}}_4 = a_6 x_2 - (\omega_s - \omega) \cdot x_3 + a_5 x_4 \end{cases} \quad (\text{I.11})$$

Le modèle sans défaut s'écrit comme suit :

$$\dot{\bar{x}} = f(x, \omega_s) + B \cdot u \quad (\text{I.12})$$

tel que,

$$\begin{cases} \dot{\bar{x}}_1 = f_1(x) + b \cdot u_d \\ \dot{\bar{x}}_2 = f_2(x) + b \cdot u_q \\ \dot{\bar{x}}_3 = f_3(x) \\ \dot{\bar{x}}_4 = f_4(x) \end{cases} \quad (\text{I.13})$$

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

$$f(x) = \begin{cases} f_1(x) = -a_7 \cdot x_1 + \omega_s x_2 + a_2 x_3 + a_1 \omega \cdot x_4 \\ f_2(x) = -\omega_s x_1 - a_7 \cdot x_2 - a_1 x_3 + a_2 x_4 \\ f_3(x) = a_6 x_1 + a_5 x_3 + (\omega_s - \omega) \cdot x_4 \\ f_4(x) = a_6 x_2 - (\omega_s - \omega) \cdot x_3 + a_5 x_4 \end{cases} \quad (\text{I.14})$$

I.3 Origines des variations paramétriques de la MAS

I.3.a Variations des résistances

L'échauffement des enroulements et des barres du rotor provoque un accroissement respectivement des résistances statoriques et rotoriques. On sait effectivement que la résistivité d'un conducteur varie avec la température ; elle augmente avec la température dans la plupart des cas, et on peut en général représenter sa variation par la relation suivante [9]:

$$R = R_0 (1 + \alpha T) \quad (\text{I.15})$$

Où α est le coefficient de température et T la température en degré Celsius. Dans le cas de la machine à induction, les enroulements statoriques sont en cuivre, le coefficient α vaut alors $4,1 \cdot 10^{-3}$ et les barres rotoriques en aluminium $\alpha = 4 \cdot 10^{-3}$. Pour ces deux matériaux le coefficient de température est proche de la valeur utilisée.

I.3.b Effet pelliculaire

La résistance des barres augmente avec la valeur de la fréquence des courants rotoriques. Une augmentation de la fréquence entraîne un refoulement des courants à la périphérie des barres. La variation de la résistance des barres est calculée numériquement à l'aide d'une méthode d'éléments finis [9].

I.3.c Variations des inductances

La variation des inductances est causée par la saturation des matériaux ferromagnétiques de la machine. La dynamique de cette variation et celle des courants ne peut être considérée comme lente [9].

I.4 Perturbations paramétriques

En régime nominal, c'est-à-dire en l'absence de perturbations paramétriques, les paramètres de la machine prennent les valeurs nominales. Ainsi, le vecteur ϑ et ses composantes a_i, b prennent les valeurs nominales ϑ^0, a_i^0 et b^0 respectivement et on écrit :

$$\vartheta^0 = [a_1^0 \quad a_2^0 \quad a_3^0 \quad a_4^0 \quad a_5^0 \quad a_6^0 \quad b^0] \quad (\text{I.16})$$

Les paramètres de la machine sont sujets à des variations inconnues résultant des différentes situations dans lesquelles elle évolue. La variation des résistances, est directement liée aux fluctuations de la température de la machine ; alors que les variations des inductances sont liées au phénomène de saturation magnétique. Ce type de perturbation est appelé incertitude structurée. Un terme $\Delta(x, \Delta a_i)$ inconnu mais tout le temps borné s'ajoute dans le modèle qui prend alors la forme :

$$\vec{x} = f(x, \omega_s) + B \cdot u + \Delta(x, \Delta a_i) \quad (\text{I.17})$$

On peut déterminer l'expression du terme $\Delta(x, \Delta a_i)$ par une méthode alternative, basée sur l'utilisation de relation mathématique exprimant les variations de ϑ en fonction des variations des paramètres R_s, L_s, T_r et σ .

Exprimons les variations paramétriques électriques de la machine, tel que:

$$\left\{ \begin{array}{l} R_s \rightarrow R_s^0 + \Delta R_s, L_s \rightarrow L_s^0 + \Delta L_s \\ \sigma \rightarrow \sigma^0 + \Delta \sigma, T_r \rightarrow T_r^0 + \Delta T_r \end{array} \right\} \quad (\text{I.18})$$

Ce qui génère les variations suivantes dans les coefficients du modèle :

$$\left\{ \begin{array}{l} a_1 \rightarrow a_1^0 + \Delta a_1, a_2 \rightarrow a_2^0 + \Delta a_2, a_3 \rightarrow a_3^0 + \Delta a_3 \\ a_4 \rightarrow a_4^0 + \Delta a_4, a_5 \rightarrow a_5^0 + \Delta a_5, a_6 \rightarrow a_6^0 + \Delta a_6 \\ b \rightarrow b^0 + \Delta b \end{array} \right\} \quad (\text{I.19})$$

L'expression des variations des paramètres de la MAS est obtenue par la formulation de la différentielle totale exacte d'une fonction à plusieurs variables. Soit A une application de $R^2 \rightarrow R$, la différentielle totale exacte de $A(x, y)$ image de (x, y) est donné par :

$$dA = \frac{\partial A}{\partial x} \cdot dx + \frac{\partial A}{\partial y} \cdot dy$$

Où

$$\Delta A = \frac{\partial A}{\partial x} \cdot \Delta x + \frac{\partial A}{\partial y} \cdot \Delta y \quad (\text{I.20})$$

Nous obtenons les variations des composantes de ϑ par l'application de la formule (I.20) aux coefficients exprimée dans (I.8):

$$\left\{ \begin{array}{l} \Delta a_1 = a_1 \left(-\frac{\Delta \sigma^0}{\sigma^0} - \frac{\Delta L_s^0}{L_s^0} \right), \quad \Delta a_2 = a_2 \left(-\frac{\Delta T_r^0}{T_r^0} - \frac{\Delta \sigma^0}{\sigma^0} - \frac{\Delta L_s^0}{L_s^0} \right) \\ \Delta a_3 = a_3 \left(-\frac{\Delta R_s^0}{R_s^0} - \frac{\Delta \sigma^0}{\sigma^0} - \frac{\Delta L_s^0}{L_s^0} \right), \quad \Delta a_4 = a_4 \left(-\frac{\Delta \sigma^0}{\sigma^0(1-\sigma^0)} - \frac{\Delta T_r^0}{T_r^0} \right) \\ \Delta a_5 = a_5 \left(-\frac{\Delta T_r^0}{T_r^0} \right), \quad \Delta a_6 = a_6 \left(-\frac{\Delta \sigma^0}{1-\sigma^0} + \frac{\Delta L_s^0}{L_s^0} - \frac{\Delta T_r^0}{T_r^0} \right) \\ \Delta b = b \left(-\frac{\Delta \sigma^0}{\sigma^0} - \frac{\Delta L_s^0}{L_s^0} \right) \end{array} \right\} \quad (\text{I.21})$$

Se basant sur ce résultat, on injecte (I.14) dans (I.11) pour obtenir un système d'équations de la forme (I.17), soit :

$$\left\{ \begin{array}{l} \bar{x}_1 = f_1(x) + b \cdot u_1 + \Delta_1(x, \Delta a_i) \\ \bar{x}_2 = f_2(x) + b \cdot u_2 + \Delta_2(x, \Delta a_i) \\ \bar{x}_3 = f_3(x) + \Delta_3(x, \Delta a_i) \\ \bar{x}_4 = f_4(x) + \Delta_4(x, \Delta a_i) \end{array} \right. \quad (\text{I.22})$$

Après calcul, on arrive à la forme suivante :

$$\Delta(x, \Delta a_i) = \begin{bmatrix} \Delta_1(x, \Delta a_i) \\ \Delta_2(x, \Delta a_i) \\ \Delta_3(x, \Delta a_i) \\ \Delta_4(x, \Delta a_i) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -(\Delta a_3 + \Delta a_4) \cdot x_1 + \Delta a_2 x_3 + \Delta a_1 \cdot x_4 \\ -(\Delta a_3 + \Delta a_4) \cdot x_2 - \Delta a_1 x_3 + \Delta a_2 x_4 \\ \Delta a_6 x_1 + \Delta a_5 x_3 \\ \Delta a_6 x_2 + \Delta a_5 x_4 \end{bmatrix} \quad (\text{I.23})$$

I.5 Défauts dans la MAS

I.5.1 Défauts dans une machine électrique

Les défauts majeurs des machines électriques peuvent être classés de la façon suivante [10]:

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

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

- a. Les courants statoriques présentent des harmoniques (inexistants lors d'un fonctionnement normal sur machine saine).
- b. Augmentation des pulsations de couple notamment au démarrage.
- c. Diminution du couple moyen.
- d. Augmentation des pertes provoquant une diminution du rendement.
- e. Echauffement excessif dans les enroulements et la carcasse de la machine.

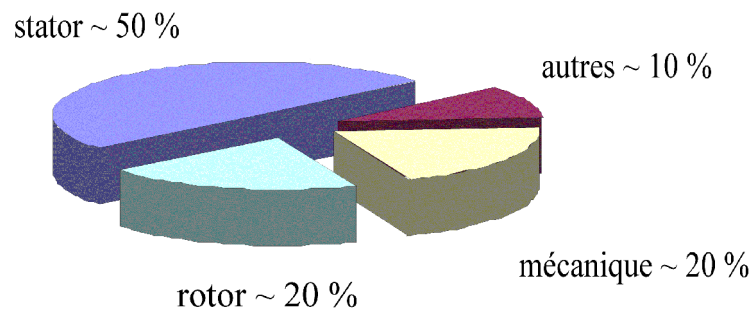


Fig. I. 2 Répartition des pannes de la machine asynchrone.

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

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

I.5.2 Harmoniques dues aux défauts

I.5.2.a Défauts de roulement à billes (*Bearing faults*)

Parce que les éléments roulants du roulement supportent le rotor, quelque soient les défauts dans les roulements, ils vont produire des mouvements radiales entre le rotor et le stator dans la machine. Un défaut de roulement à billes se manifeste par la répartition continue du contact défectueux avec la cage de roulement extérieur comme intérieur.

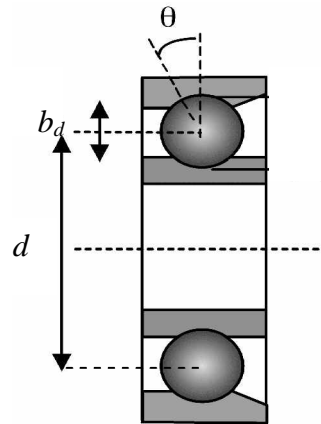


Fig. I.3 Les roulements à billes

S : glissement; θ : angle de contact de la bille avec la cage ;
 b_d : diamètre des billes; d_p : distance du centre des billes ;
 N : nombre de billes.

Les fréquences de vibrations provoquées par un défaut de roulement varient selon le type de défaut comme suit [11] :

Défaut de la cage externe du roulement :

$$f_{be} [Hz] = (N/2) f_r [1 - b_d \cos(\theta) / d_p] \quad (24)$$

Défaut de la cage interne du roulement :

$$f_{bi} [Hz] = (N/2) f_r [1 + b_d \cos(\theta) / d_p] \quad (25)$$

Défaut de billes :

$$f_b [Hz] = (d_p f_r / b_d) \cdot [1 - (b_d \cos(\theta) / d_p)^2] \quad (26)$$

I.5.2.b Défauts statoriques

Les défauts statoriques regroupent principalement les défauts de court-circuit d'une phase à la terre, court-circuit entre phases, ou court-circuit entre spires. Ils commencent généralement par un court-circuit entre spires, avant d'évoluer vers des défauts plus graves. Une des principales causes de ces défauts est la dégradation de l'isolation qui peut être une dégradation fonctionnelle (liée à la durée de vie de l'enroulement) ou bien due aux conditions d'exploitation et aux contraintes mécaniques, thermiques, électriques et environnementales.

Ce type de défauts entraîne l'apparition d'une série d'harmoniques dans le spectre du flux axial donnée par [12] :

$$f_{st} = \left(k \pm \frac{n(1-s)}{p} \right) f_s \quad (I.27)$$

f_{st} : fréquence des défauts au stator.

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

I.5.2.c Barres rotoriques cassées et anneaux de court-circuit rompus

On distingue deux principaux types de cages rotoriques, les cages coulées et les cages fabriquées. Les rotors fabriqués sont en générale employés dans les grosse machines ou les machines font à applications spéciales. Les rotors coulés, qui n'étaient destinés qu'aux petits moteurs, actuellement employés même pour des moteurs pouvant atteindre les 3 Mw, et cela grâce au développement remarquable des techniques de moulage. Cependant, ceux-ci présentent l'inconvénient de ne pas pouvoir être réparés suite à une cassure partielle ou bien totale de barre.

Les contraintes qui peuvent favoriser l'apparition d'un problème de rupture de barres sont d'origine :

- Environnemental, causée par l'humidité et la poussière.
- Mécanique, due aux pertes dans les tôles, la fatigue des parties du rotor et les défauts de roulement.
- Thermiques.
- Electromagnétique.
- Dynamique engendrée par les couples de l'arbre et /ou les forces centrifuges.
- Contraintes résiduelles dues aux problèmes de construction.

Le résultat de la dissymétrie due à un défaut de barre(s) cassée(s) réside dans la création d'un champ tournant de sens opposé à celui généré par le stator, et cela à la fréquence de glissement. Par conséquent, il y aura création des courants supplémentaires dans le bobinage statorique à des fréquences induites [12]:

$$f_{bc} = [1 \pm 2ks]f_s \quad (\text{I.28})$$

f_{bc} : fréquence de barre cassée.

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

D'autres composantes spectrales peuvent apparaître dans le spectre du courant statorique à des fréquences données par l'expression suivante :

$$f_{bc} = \left[\left(\frac{k}{p} \right) (1-s) \pm s \right] f \quad (\text{Hz}) \quad (\text{I.29})$$

I.5.2.d Défauts relatifs à l'excentricité

On parle d'excentricité dans une machine lorsqu'on est en face d'une non uniformité de l'entrefer. Ce défaut peut survenir suite à la flexion de l'arbre, un mauvais positionnement du rotor par rapport au stator, l'usure des roulements, un déplacement du noyau statorique...etc. Lorsque cette excentricité s'accroît, la résultante des forces magnétiques radiales déséquilibrées (connue aussi sous le nom de traction magnétique déséquilibrée) peut causer un frottement entre le stator et le rotor, celui-ci à des conséquences néfastes sur le circuit magnétique et l'enroulement du stator et du rotor.

On distingue deux principaux types d'excentricité qui peuvent apparaître dans les machines tournantes, l'excentricité statique et dynamique. On cite aussi dans la littérature l'excentricité axiale, ou plus généralement, une non uniformité axiale de l'entrefer. L'excentricité statique peut être causée par l'ovalité de la partie intérieure du stator, ou par un mauvais

positionnement du rotor ou du stator durant la phase de construction. Si l'assemblage arbre-rotor est suffisamment rigide, le niveau d'excentricité statique ne change pas.

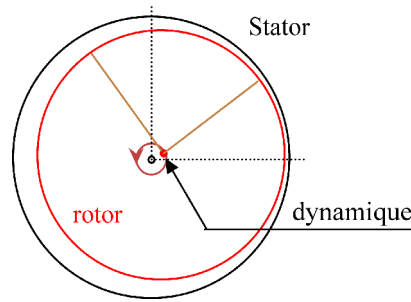


Fig. I.4 L'excentricité statique et dynamique

Une excentricité dynamique est due à une déformation ou un désalignement du rotor ou à un desserrage de barres rotorique. Dans le cas de l'excentricité dynamique, le centre du rotor n'est pas confondu avec son centre de rotation. Et par conséquent, la position de l'entrefer minimale change avec la position du rotor. Ce qui fait que l'excentricité dynamique dépend du temps et de l'espace, alors que l'excentricité statique dépend seulement de l'espace. L'excentricité dynamique peut être provoquée par la flexion de l'arbre, l'usure des roulements, les défauts d'alignement entre le rotor et la charge, la résonance mécanique à la vitesse critique,...etc. en réalité les excentricités statiques et dynamiques ont tendance à coexister. Même à l'état sain, la machine présente toujours un certain degré d'excentricité statique résiduelle dû aux inévitables erreurs de fabrication. La présence de l'excentricité se manifeste par la création d'harmoniques dans le spectre du courant à des fréquences données par :

$$f_{ex} = \left[(k \cdot R \pm n_d) \frac{(1-s)}{p} \pm v \right] f_s \quad (\text{I.30})$$

f_{ecc} : fréquence d'excentricité.

n_d : connu comme un ordre d'excentricité ;

$n_d = 0$, dans le cas de l'excentricité statique.

$n_d = 1, 2, 3, \dots$ dans le cas de l'excentricité dynamique.

R : nombre d'encoche rotorique.

v : ordre des harmoniques temporelles au stator ; ($v = \pm 1, \pm 3, \pm 5, \dots$)

I.6 Modèle de la MAS en présence de défauts

Dans cette section nous mettons en évidence le changement du modèle de la MAS en présence de défauts. Un terme V s'ajoute dans modèle (I.13) qui s'écrit alors sous la forme :

$$\dot{\vec{x}} = f(x) + B \cdot u + \sigma_f \cdot V \quad (\text{I.31})$$

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

$$\sigma_f = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (\text{I.31}')$$

$$Et \quad V = \begin{bmatrix} V_d \\ V_q \end{bmatrix} \quad (\text{I.31''})$$

I.6.1 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 :

$$A_i \sin(2\pi f_i \cdot t + \varphi_i) \quad (\text{I.32})$$

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 [13].

$$\begin{cases} I_a \rightarrow I_b + A_i \sin(2\pi f_i \cdot t + \varphi_i) \\ I_b \rightarrow I_b + A_i \cos(2\pi f_i \cdot t + \varphi_i) \\ i = 1, \dots, n_f \end{cases} \quad (\text{I.33})$$

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

De même pour les courants dans le repère de Park :

$$\begin{cases} i_d \rightarrow i_d + A_i \sin(\omega_i \cdot t + \varphi_i) \\ i_q \rightarrow i_q + A_i \cos(\omega_i \cdot t + \varphi_i) \\ i = 1, \dots, n_f \end{cases} \quad (\text{I.34})$$

Notons aussi que nous avons gardé la même notation pour l'amplitude et la phase car celles-ci restent inconnues, 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 [13] :

$$\omega_i = 2\pi f_i + 2\pi f_a = 2\pi \cdot (f_i + f_a) \quad (\text{I.35})$$

Une façon d'introduire ces harmoniques dans le système d'état est d'utiliser un système différentiel stable représenté sous forme d'équations d'état [14]:

$$\dot{\vec{z}} = S \cdot z \quad (\text{I.36})$$

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

$$\begin{cases} S = \text{diag}(S_i) \\ S_i = \begin{bmatrix} 0 & \omega_i \\ -\omega_i & 0 \end{bmatrix} \\ i = 1, \dots, n_f \end{cases} \quad (\text{I.36'})$$

Et on a :

$$\begin{cases} \dim(S) = 2n_f \times 2n_f \\ \dim(z) = 2n_f \times 1 \end{cases} \quad (\text{I.37})$$

I.6.2 Résolution de l'exosystème

L'état z du système exogène (I.36) se décompose en n_f sous état du second ordre :

$$\left\{ \begin{array}{l} \bar{z}_i = \begin{bmatrix} z_{2i-1} \\ z_{2i} \end{bmatrix} \\ i = 1, \dots, n_f \end{array} \right. \quad (\text{I.38})$$

Et le sous état \bar{z}_i possède une dynamique similaire à (I.36) vue la forme diagonale de la matrice S .

$$\dot{\bar{z}}_i = S_i \cdot \bar{z}_i \quad (\text{I.39})$$

Ou encore,

$$\dot{\bar{z}}_i = \begin{bmatrix} \dot{z}_{2i-1} \\ \dot{z}_{2i} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & \omega_i \\ -\omega_i & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} z_{2i-1} \\ z_{2i} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \omega_i \cdot z_{2i} \\ -\omega_i \cdot z_{2i-1} \end{bmatrix} \quad (\text{I.40})$$

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

$$\left\{ \begin{array}{l} \dot{y} = \dot{z}_{2i-1} = \omega_i \cdot z_{2i} = -\omega_i^2 \cdot z_{2i-1} = -\omega_i^2 \cdot y \\ \text{soit} \\ \dot{y} + \omega_i^2 \cdot y = 0 \end{array} \right. \quad (\text{I.41})$$

La solution de l'équation (I.41) est connue, c'est une sinusoïde de la forme $y = A_i \sin(2\pi f_i \cdot t + \varphi_i)$, donc :

$$\left\{ \begin{array}{l} y = z_{2i-1} = A_i \sin(\omega_i \cdot t + \varphi_i) \Rightarrow z_{2i} = A_i \cos(\omega_i \cdot t + \varphi_i) \\ \bar{z}_i = \begin{bmatrix} z_{2i-1} \\ z_{2i} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_i \sin(\omega_i \cdot t + \varphi_i) \\ A_i \cos(\omega_i \cdot t + \varphi_i) \end{bmatrix} \end{array} \right. \quad (\text{I.42})$$

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

$$z = \left[\bar{z}_1 \quad \bar{z}_2 \quad \dots \quad \bar{z}_{n_f} \right]^T \quad (\text{I.43})$$

Les amplitudes A_i et les phases φ_i ne sont pas connues et reflètent l'aspect aléatoire des défauts ainsi que leur sévérité [14].

En considérant l'équation (I.34), on peut écrire en vertu de (I.42), la nouvelle forme des courants statoriques :

$$\left\{ \begin{array}{l} i_d \rightarrow i_d + z_{2i-1} \\ i_q \rightarrow i_q + z_{2i} \\ i = 1, \dots, n_f \\ \text{ou} \\ i_d \rightarrow i_d + \sum_{i=1}^{i=n_f} z_{2i-1} \\ i_q \rightarrow i_q + \sum_{i=1}^{i=n_f} z_{2i} \end{array} \right. \quad (\text{I.44})$$

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

$$\begin{cases} i_d \rightarrow i_d + Q_d \cdot z \\ i_q \rightarrow i_q + Q_q \cdot z \end{cases} \quad (\text{I.45})$$

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

$$\begin{cases} Q_d = [1 & 0 & 1 & 0 &] & 1 & 0 \\ Q_q = [0 & 1 & 0 & 1 &] & 0 & 1 \end{cases} \quad (\text{I.46})$$

En utilisant (I.45), les dérivées des courants statoriques prennent la forme :

$$\begin{cases} \dot{i}_d \rightarrow \dot{i}_d + Q_d \cdot S \cdot z \\ \dot{i}_q \rightarrow \dot{i}_q + Q_q \cdot S \cdot z \end{cases} \quad (\text{I.47})$$

I.6.3 Effet sur le modèle

Pour obtenir le modèle de la machine à induction en présence de défauts, il suffit d'injecter les équations (I.45) et (I.47) dans (I.13). Le résultat est un système de forme :

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = f_1(x) + b \cdot u_d + V_d \\ \dot{x}_2 = f_2(x) + b \cdot u_q + V_q \\ \dot{x}_3 = f_3(x) \\ \dot{x}_4 = f_4(x) \end{cases} \quad (\text{I.48})$$

Les calculs mènent vers la forme suivante de V :

$$V = \begin{bmatrix} V_d \\ V_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -a_7 \cdot Q_d \cdot z - \omega_s \cdot Q_q \cdot z + Q_d \cdot S \cdot z \\ -\omega_s \cdot Q_d \cdot z + a_7 \cdot Q_q \cdot z - Q_q \cdot S \cdot z \end{bmatrix} \quad (\text{I.49})$$

I.6.4 Expression matricielle des perturbations

Se basant sur (I.49) on peut écrire la perturbation des défauts V sous la forme d'une multiplication matricielle :

$$\begin{cases} V = \begin{bmatrix} -a_7 \cdot Q_d - \omega_s \cdot Q_q + Q_d \cdot S \\ -\omega_s \cdot Q_d + a_7 \cdot Q_q - Q_q \cdot S \end{bmatrix} \cdot z = -\Gamma \cdot z \\ \Gamma = \begin{bmatrix} \Gamma_d \\ \Gamma_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} [a_7 \cdot Q_d + \omega_s \cdot Q_q - Q_d \cdot S] \\ [\omega_s \cdot Q_d - a_7 \cdot Q_q + Q_q \cdot S] \end{bmatrix} \end{cases} \quad (\text{I.50})$$

Enfin, les défauts vus de cette manière, sont des perturbations qu'on introduit dans le système (I.31) et qui sont générées par le système (I.36) et qu'on peut récapituler comme suit :

$$\begin{cases} \dot{z} = S \cdot z \\ V = -\Gamma \cdot z \end{cases} \quad (\text{I.51})$$

I.6.5. Exemples :

e1. Un seul défaut affecte la machine au niveau du stator

Dans ce cas une seule harmonique de pulsation ω_1 affecte les courants i_d, i_q et nous avons :

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

$$S = \begin{bmatrix} 0 & \omega_1 \\ \omega_2 & 0 \end{bmatrix}$$

$$Q_d = [1 \ 0]; Q_q = [0 \ 1]$$

e2. Deux défauts affectent la machine au niveau du stator et de rotor

Dans ce cas, le défaut du stator génère une seule harmonique ω_1 et celui du rotor génère deux ω_2 et ω_3 [15].

Nous avons :

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

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

$$Q_d = [1 \ 0 \ 1 \ 0 \ 1 \ 0]; Q_q = [0 \ 1 \ 0 \ 1 \ 0 \ 1]$$

I.7 Etude variationnelle et stabilité par Lieu d'Evans

I.7.1 Tracé du lieu d'Evans

La condition nécessaire et suffisante de stabilité d'un système est que les pôles de sa fonction de transfert (ou valeurs propres de sa matrice d'évolution du système $[A]$) possèdent tous une partie réelle négative. Cette condition se traduit dans le plan de Laplace par l'exclusion du demi plan situé à droite de l'axe imaginaire, ainsi que l'exclusion de cet axe puisque le cas des pôles conjugués placés sur l'axe imaginaire (pôles purement imaginaires) correspond au cas d'un système juste oscillant, et puisque la présence d'un pôle réel à l'origine rend la réponse du système divergente à une entrée constante par exemple.

L'étude de la stabilité du système s'effectue en évaluant les valeurs propres de la matrice d'évolution. Lorsqu'on connaît ces valeurs, il suffit d'appliquer le critère du lieu des racines.

I.7.2 Résultats de simulation du lieu d'Evans

a. Fonctionnement normal (sans aucune variation paramétrique) :

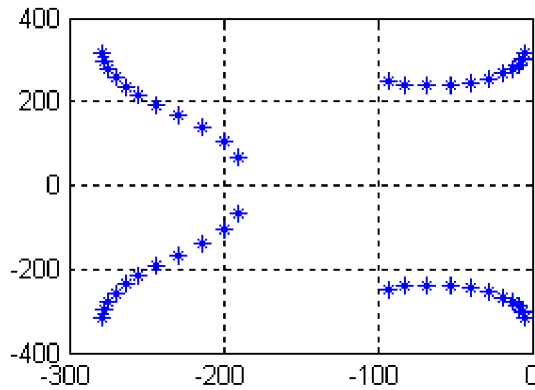


Fig. I.5 Lieu d'Evans du système en fonctionnement nominal.

b. Application des variations paramétriques sur la MAS :

b.1. Variations de $\pm 100\%$ de R_s

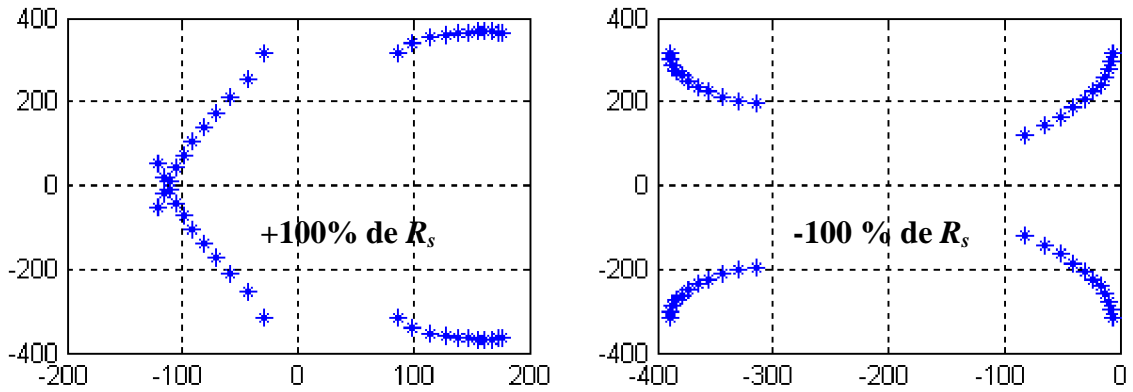


Fig. I.6 Lieu d'Evans du système affecté par une variation de $\pm 100\%$ de R_s

b.2 Variations de $\pm 100\%$ de T_r

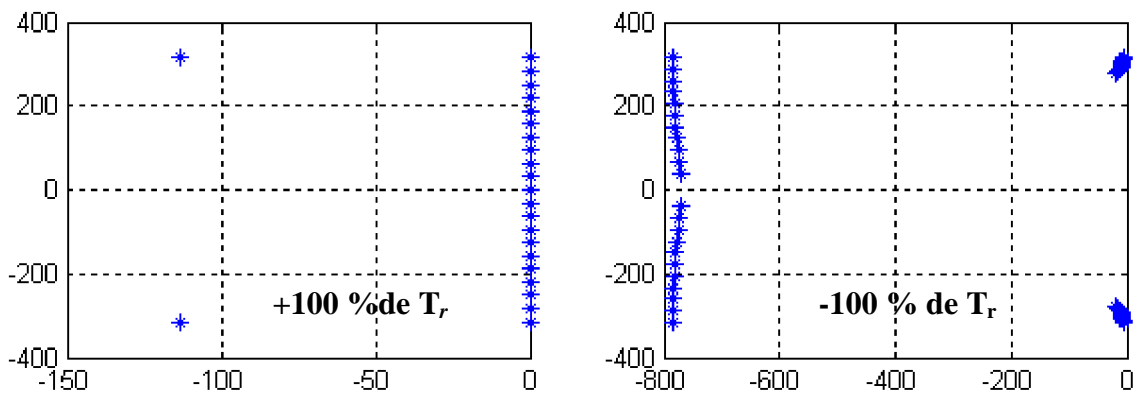


Fig. I.7 Lieu d'Evans du système affecté par une variation de $\pm 100\%$ de T_r

b.3. Variations de $\pm 100\%$ de L_s :

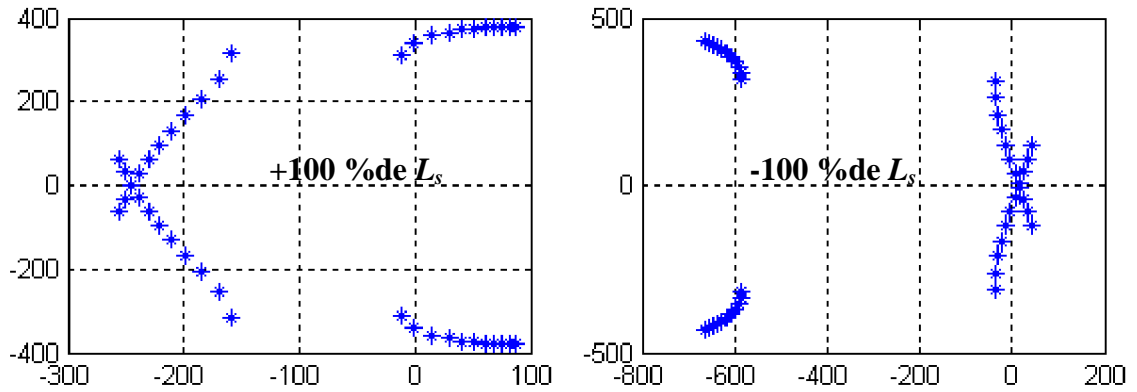


Fig. I.8 Lieu d'Evans du système affecté par une variation de $\pm 100\%$ de L_s

b.4. Variation de $\pm 100\%$ de σ :

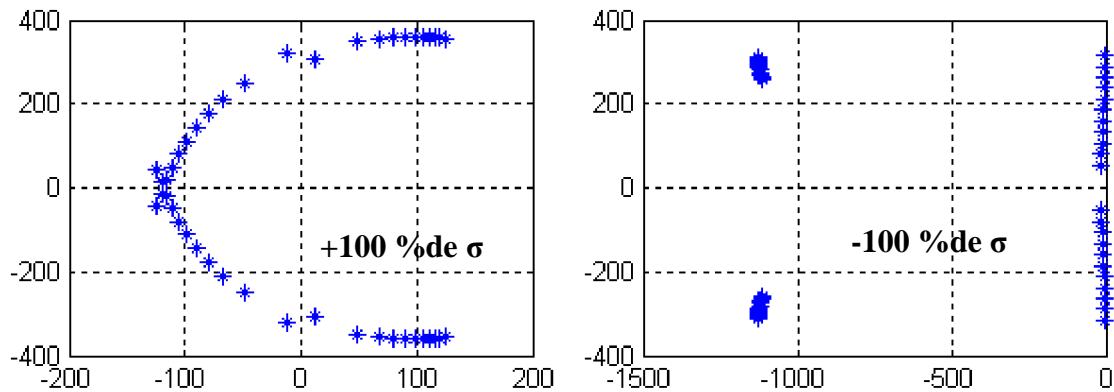


Fig. I.9 Lieu d'Evans du système affecté par une variation de $\pm 100\%$ de σ

La figure suivante représente les profils des $\Delta(x, \Delta a_i)$ représentant les variations paramétriques et de couple de charge.

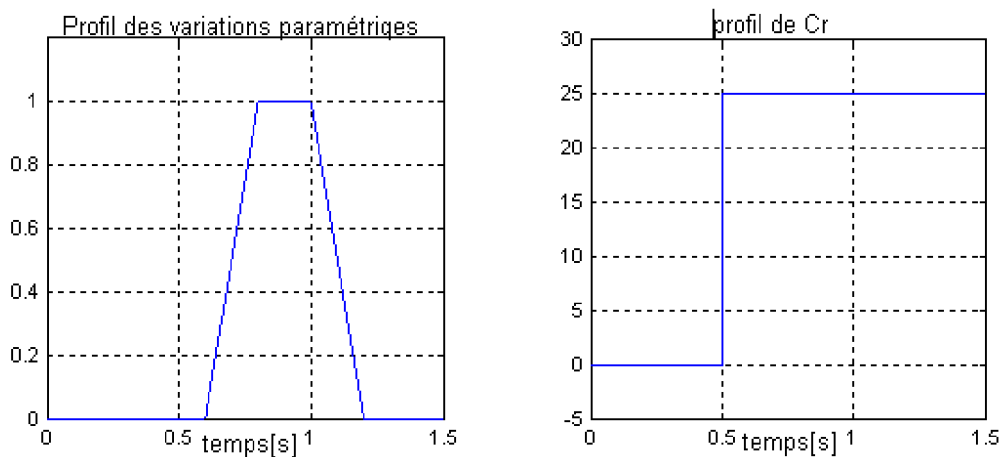


Fig. I.10 Profils des variations paramétriques et de couple de charge

I.8 Simulation du comportement de la MAS

I.8.1 Fonctionnement nominal

Démarrage à vide et application de la charge nominale à 0.5 sec.

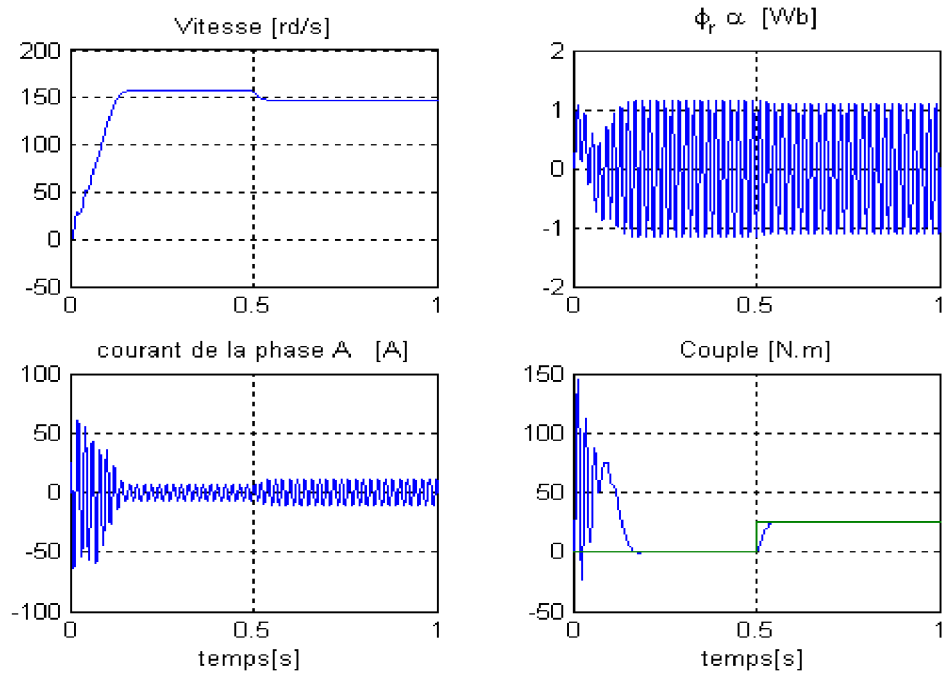


Fig. I.11 Fonctionnement nominal.

I.8.2 Application des variations paramétriques et défauts :

- a. Démarrage à vide, application de la charge nominale à 0.5 sec., une variation paramétrique appliquée à 0.8 sec. jusqu'au 1 sec. (+100% R_s et -100% de T_r), et à 1.2 sec. apparition d'un seul défaut au stator générant une harmonique de phase $\pi/4$, d'amplitude 15 et de fréquence 50 Hz.

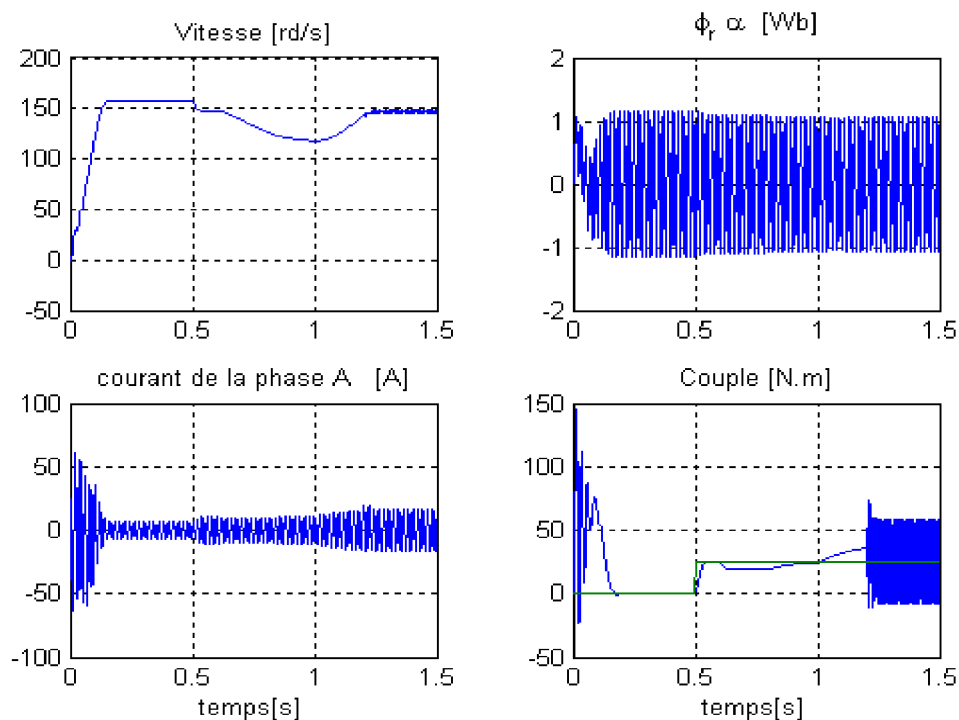


Fig. I.12 Application des variations paramétriques et un défaut au stator

- b. Démarrage à vide, à 0.5 sec application de la charge nominale, une variation paramétrique appliquée à 0.8 sec. jusqu'au 1 sec. (+100% R_s et -100% de T_r), et à $t=1.2$ sec apparition de deux défauts un au stator et l'autre au rotor générant trois harmoniques de phases $\pi/4$, fréquence 50,80 et 20 Hz et amplitude 15, 20 et 20 respectivement.

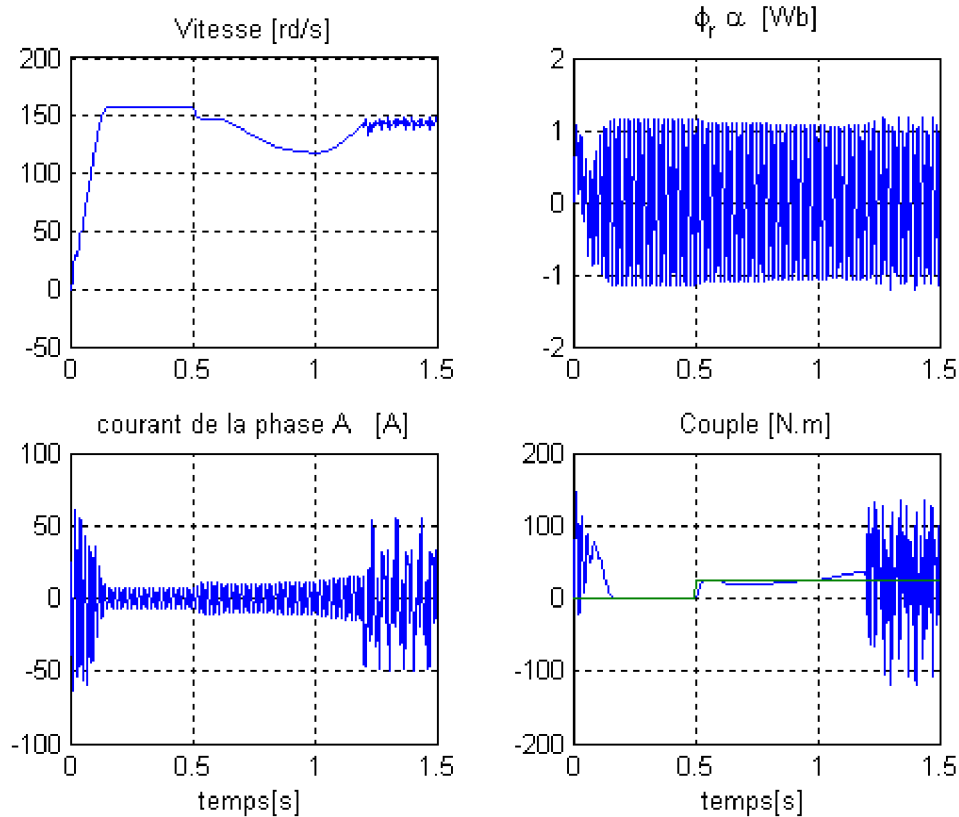


Fig. 1.13 Application des variations paramétriques et deux défauts (l'un au stator et l'autre au rotor).

I.9 Conclusion

Une description mathématique des différentes grandeurs de la machine asynchrone dans un repère à deux axes (Park) est représentée. L'expression des variations des paramètres est obtenue par la formule de la différentielle totale exacte d'une fonction à plusieurs variables, et l'effet des défauts est modélisé par un signal exogène issu d'un système autonome stable appelé exosystème.

En utilisant logiciel Simulink / Matlab, les simulations en boucle ouverte ont permis d'étudier le comportement de la machine et ont mis en évidence l'effet de chaque perturbation sur son état. La simulation du modèle complet de la MAS (modèle avec défauts) a permis de mettre en relief l'influence de ces défauts sur les performances de la machine.

Afin d'avoir des hautes performances dans les régimes dynamique et statique de la machine, les techniques de commandes robustes seront introduites dans le chapitre qui suit.

Chapitre II

Commande Robuste par Mode Glissant et par Backstepping Appliquée à la MAS

II.1 Introduction

II.2 Commande robuste par Mode Glissant

II.2.1 Principe de la commande par mode de glissement

II.2.2 Conception d'algorithme de commande par mode de glissement

II.2.2.1 Choix de la surface de glissement

II.2.2.2 Conditions de convergence

II.2.2.3 Synthèse de la loi de commande par mode glissant

II.2.3 Application de la commande par mode glissant à la MAS

II.2.3.1 Modèle de la MAS

II.2.3.2 Synthèse de la commande par mode glissant

II.3 Commande robuste par backstepping

II.3.1 Principe de la commande par backstepping

II.3.2 Synthèse de la loi de commande par backstepping

II.3.3 Application de la commande par backstepping à la MAS

II.3.3.1 Modèle de la MAS

II.3.3.2 Synthèse de la commande par backstepping de la MAS

II.4 Simulation

II.4.1 Résultats de simulation

II.5. Conclusion

II.1 Introduction

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

On est donc conduit vers d'autres commandes plus compétitives, plus aptes à surmonter les non-linéarités et plus adaptées à la résolution des problèmes de robustesse. Les commandes à structures variables offrent ces propriétés. Elles ont été à l'issue des travaux élaborés par le mathématicien soviétique A.F.FILLIPOV [16].

Cependant, ce n'est qu'à partir des années 80 que la commande par mode de glissement des systèmes à structure variable est devenue intéressante et attractive. Elle est considérée comme l'une des approches de commande des systèmes non linéaires et des systèmes ayant des modèles imprécis [16].

D'autre part, la technique de commande par backstepping des systèmes non linéaires est une technique relativement récente. Elle est apparue à la fin des années 80. Cette technique offre une méthode systématique, en combinant la notion de contrôle de Lyapunov avec une procédure récursive de design. Cela permet de surmonter l'obstacle de la dimension et d'exploiter la souplesse de conception pour résoudre les problèmes de commande des systèmes d'ordre plus élevé, ne faisant pas nécessairement appel à la linéarisation [17].

Dans ce chapitre, on s'intéresse à la commande non linéaire par backstepping et par mode glissant. On traitera d'abord les principes fondamentaux de ces commandes, par la suite nous les appliquerons au moteur asynchrone, le chapitre s'achèvera par des résultats de validation par simulation numérique.

II.2 Commande robuste par mode glissant

II.2.1 Principe de la commande par mode de glissement

Un système à structure variable est un système dont la structure change durant son fonctionnement. La commande de tels systèmes par mode de glissement a en général deux modes de fonctionnement [18]:

- Le mode non glissant (reaching mode) ou mode d'accès, ou encore mode de convergence (MC).
- Le mode glissant (sliding mode).

Ainsi, la trajectoire de phase, partant d'une condition initiale quelconque, atteint la surface de commutation en un temps fini, (mode non glissant), puis tend asymptotiquement vers le point d'équilibre avec une dynamique définie par le mode glissant.

II.2.2 Conception d'algorithme de commande par mode de glissement

La conception de la commande par mode de glissement prend en compte les problèmes de stabilité et de bonnes performances de façon systématique dans son approche, qui s'effectue principalement en trois étapes complémentaires définies par:

- Choix des surfaces de glissement ;
- Définition des conditions d'existence et de convergence du régime glissant ;
- Détermination de la loi de commande.

II.2.2.1 Choix de la surface de glissement

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

$$[\dot{x}] = [A] \cdot [x] + [b] \cdot [u] \quad (\text{II.1})$$

Où $[x] \in \mathfrak{R}^n$ est le vecteur d'état, $[u] \in \mathfrak{R}^m$ le vecteur de commande, avec $n > m$.

J. J. Slotine propose une forme d'équation générale pour déterminer la surface de glissement qui assure la convergence d'une variable vers sa valeur désirée [19]:

$$S(x) = \left(\frac{\partial}{\partial t} + \lambda \right)^{r-1} e(x) \quad (\text{II.2})$$

Avec,

$e(x)$: L'écart de la variable à régler, $e(x) = x - x_{ref}$.

λ : Constante positive qui interprète la bande passante du contrôle désiré.

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

$S(x) = 0$ est une équation différentielle linéaire dont l'unique solution est $e(x) = 0$ pour un choix correct du gain λ et c'est l'objectif de la commande.

II.2.2.2 Conditions de convergence

La condition de convergence ou d'attractivité permet aux dynamiques du système de converger vers la surface de glissement. Il s'agit de formuler une fonction scalaire de Lyapunov $V(x) > 0$ à énergie finie.

Soit la fonction de Lyapunov définie positive $V(x) = \frac{1}{2} S^2(x)$. Pour que la fonction $V(x)$ puisse décroître, il suffit d'assurer que sa dérivée soit négative, d'où la condition de convergence exprimée par $S(x) \cdot \dot{S}(x) < 0$.

II.2.2.3 Synthèse de la loi de commande par mode glissant

La structure d'un contrôleur par mode de glissement est constituée de deux parties, une concernant la linéarisation exacte (u_{eq}) et l'autre la stabilité (u_n).

$$u = u_{eq} + u_n \quad (\text{II.3})$$

u_{eq} correspond à la commande proposée par *Filipov*. Elle sert à maintenir la variable à contrôler sur la surface de glissement $S(x) = 0$. La commande équivalente est déduite, en considérant que la dérivée de la surface est nulle $\dot{S}(x) = 0$.

La commande discrète u_n est déterminée pour vérifier la condition de convergence en dépit de l'imprécision sur les paramètres du modèle du système. Afin de mettre en évidence le développement précédent, on considère le système d'état (II.1). On cherche à déterminer l'expression analogique de la commande u .

La dérivée de la surface $S(x)$ est :

$$\dot{S}(x) = \frac{\partial S}{\partial t} = \frac{\partial S}{\partial x} \frac{\partial x}{\partial t} \quad (\text{II.4})$$

En remplaçant (II.1) et (II.3) dans (II.4), on trouve :

$$\dot{S}(x) = \frac{\partial S}{\partial x} \{ [A] \cdot [X] + [B] \cdot u_{eq} \} + \frac{\partial S}{\partial x} [B] \cdot u_n \quad (\text{II.5})$$

Durant le mode de glissement en régime permanent, la surface est nulle, et par conséquent, sa dérivée et la partie discontinue sont aussi nulles. D'où, on déduit l'expression de la commande équivalente.

$$u_{eq} = - \left\{ \frac{\partial S}{\partial x} [B] \right\}^{-1} \left\{ \frac{\partial S}{\partial x} [A] [X] \right\} \quad (\text{II.6})$$

Pour que la commande équivalente puisse prendre une valeur finie, il faut que :

$$\dot{S}(x) = \frac{\partial S}{\partial x} [B] \cdot u_n \quad (\text{II.7})$$

Durant le mode de convergence, et en remplaçant la commande équivalente par son expression dans (II.5), on obtient la nouvelle expression de la dérivée de la surface :

$$S(x) \frac{\partial S}{\partial x} [B] \cdot u_n \neq 0 \quad (\text{II.8})$$

Afin de satisfaire la condition, le signe de u_n doit être opposé à celui de $S(x) \frac{\partial S}{\partial x} [B]$. La forme la plus simple que peut prendre la commande discrète est celle d'une fonction **sign**.

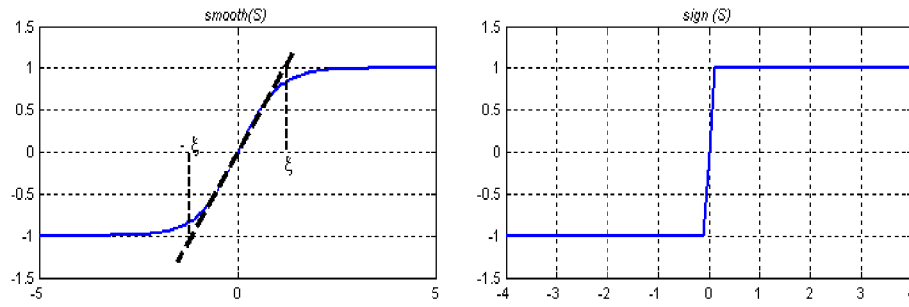
$$u_n = K_x \cdot \text{sign}(S(x)) \quad (\text{II.9})$$

Le signe de K_x doit être différent de celui de $\frac{\partial S}{\partial x} [B]$.

Cependant, cette dernière génère sur la surface de glissement, un phénomène appelé broutement (*chattering*), qui est indésirable car il ajoute au spectre de la commande, des composantes à hautes fréquences.

Pour remédier au problème du phénomène de broutement, la fonction **sign** est remplacée par une fonction **smooth** continue définie au voisinage des limites des surfaces de glissement [19]:

$$\text{smooth}(S(x)) = \tanh(S(x)) = \frac{e^x - e^{-x}}{e^x + e^{-x}} = \frac{S(x)}{|S(x)| + \xi} \quad (\text{II.10})$$

Fig.II.1 Représentation des fonctions *sign* et *smooth*

D'où, on aura la commande douce suivante :

$$u_n = K_x \cdot \frac{S(x)}{|S(x)| + \xi} \quad (\text{II.11})$$

II.2.3 Application de la commande par mode glissant à la MAS

II.2.3.1 Modèle de la MAS

Le modèle de la machine dans le repère $(d-q)$ sur la base d'orientation du flux rotorique est donné par :

$$\begin{cases} \dot{\omega} = \frac{\mu}{J} \phi_d \cdot i_{sq} - \frac{C_r}{J} \\ \dot{\phi}_d = -\alpha \cdot \phi_d + \alpha M \cdot i_{sd} \\ \dot{i}_{sd} = -\eta \cdot i_{sd} + \omega_s \cdot i_{sq} + \alpha \beta \cdot \phi_d + \frac{1}{\sigma L_s} u_d \\ \dot{i}_{sq} = -\omega_s \cdot i_{sd} - \eta \cdot i_{sq} - p\beta \omega \cdot \phi_d + \frac{1}{\sigma L_s} u_q \\ \dot{\theta}_s = p\omega + \alpha M \frac{i_{sq}}{\phi_d} \end{cases} \quad (\text{II.12})$$

Avec,

$$\alpha = R_r / L_r, \mu = PM / L_r, \beta = M / \sigma L_s L_r$$

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

II.2.3.2 Synthèse de la commande par mode glissant

On prend les surfaces suivantes,

$$\begin{aligned} S(\omega) &= \omega_{ref} - \omega \\ S(\phi_d) &= \phi_{ref} - \phi_d \\ S(i_{sd}) &= i_{sdref} - i_{sd} \\ S(i_{sq}) &= i_{sqref} - i_{sq} \end{aligned} \quad (\text{II.13})$$

a. Pour le régulateur du flux

La condition nécessaire pour que les états du système suivent la trajectoire définie par les surfaces de glissement est $\dot{S} = 0$, ce qui nous ramène à définir la commande équivalente du module de flux rotorique de la façon suivante:

$$\vec{S}(\phi_d) = \vec{\phi}_{ref} - \vec{\phi}_d \quad (\text{II.14})$$

$$\vec{S}(\phi_d) = \vec{\phi}_{ref} + \alpha \cdot \vec{\phi}_d - \alpha M \cdot i_{sd}$$

On arrive à écrire,

$$i_{sdeq} = -\alpha \cdot \vec{\phi}_d + \alpha M \cdot i_{sd} \quad (\text{II.15})$$

La proposition suivante donnée dans [11] assure l'attractivité, soit:

$$i_{sdn} = \begin{cases} K_f / \varepsilon_f \cdot S(\phi_d) & \text{si } |S(\phi_d)| < \varepsilon_f \\ K_f \cdot \text{sgn}(S(\phi_d)) & \text{si } |S(\phi_d)| \geq \varepsilon_f \end{cases} \quad (\text{II.16})$$

$$i_{sdref} = i_{sdeq} + i_{sdn} \quad (\text{II.17})$$

b. Pour le régulateur de vitesse

De même façon, la synthèse de la commande du vitesse est, comme suit,

$$\vec{S}(\omega) = \vec{\omega}_{ref} - \vec{\omega} = 0 \quad (\text{II.18})$$

$$\vec{\omega}_{ref} - \frac{\mu}{J} \phi_d \cdot i_{sq} + \frac{C_r}{J} = 0$$

$$i_{sqeq} = \frac{\mu}{J} \phi_d \cdot i_{sq} - \frac{C_r}{J} \quad (\text{II.19})$$

La commande qui assure l'attractivité est,

$$i_{sqn} = \begin{cases} K_\omega / \varepsilon_f \cdot S(\omega) & \text{si } |S(\omega)| < \varepsilon_\omega \\ K_\omega \cdot \text{sgn}(S(\omega)) & \text{si } |S(\omega)| \geq \varepsilon_\omega \end{cases} \quad (\text{II.20})$$

$$i_{sqref} = i_{sqeq} + i_{sqn} \quad (\text{II.21})$$

c. Pour la commande de la composante directe du courant statorique

D'après la dérivée de la surface du courant i_{sd} , on peut générer la tension sur l'axe d ,

$$\vec{S}(i_{sd}) = \vec{i}_{sdref} - \vec{i}_{sd} = 0$$

$$\vec{i}_{sdref} + \eta \cdot i_{sd} - \omega_s \cdot i_{sq} - \alpha\beta \cdot \phi_d - \frac{1}{\sigma L_s} u_d = 0 \quad (\text{II.22})$$

Donc,

$$u_{deq} = \sigma L_s [\vec{i}_{sdref} + \eta \cdot i_{sd} - \omega_s \cdot i_{sq} - \alpha\beta \cdot \phi_d] \quad (\text{II.23})$$

En assurant la commande d'attractivité par,

$$u_{dn} = \begin{cases} K_d / \varepsilon_d \cdot S(i_{sd}) & \text{si } |S(i_{sd})| < \varepsilon_d \\ K_d \cdot \text{sgn}(S(i_{sd})) & \text{si } |S(i_{sd})| \geq \varepsilon_d \end{cases} \quad (\text{II.24})$$

$$u_d = u_{deq} + u_{dn} \quad (\text{II.25})$$

d. Pour la commande de la composante en quadratique du courant statorique

D'après la dérivée de la surface du courant i_{sq} , on peut exprimer la tension du contrôle sur l'axe q ,

$$\begin{aligned} \dot{S}(i_{sq}) &= \dot{i}_{sqref} - \dot{i}_{sq} = 0 \\ \dot{i}_{sq} &= \dot{i}_{sqref} + \omega_s \cdot i_{sd} + \eta \cdot i_q + p\beta\omega \cdot \phi_d + \frac{1}{\sigma L_s} u_q = 0 \end{aligned} \quad (\text{II.26})$$

On aboutit à,

$$u_{qeq} = \sigma L_s \left[\dot{i}_{sq} + \omega_s \cdot i_{sd} + \eta \cdot i_q + p\beta\omega \cdot \phi_d \right] \quad (\text{II.27})$$

La commande d'attractivité est assurée par,

$$u_{qn} = \begin{cases} K_q / \varepsilon_q \cdot S(i_{sq}) & \text{si } |S(i_{sq})| < f \varepsilon_q \\ K_q \cdot \text{sgn}(S(i_{sq})) & \text{si } |S(i_{sq})| \geq w \varepsilon_q \end{cases} \quad (\text{II.28})$$

$$u_q = u_{qeq} + u_{qn} \quad (\text{II.30})$$

La figure suivante représente le modèle complet de la commande par mode glissant de la MAS.

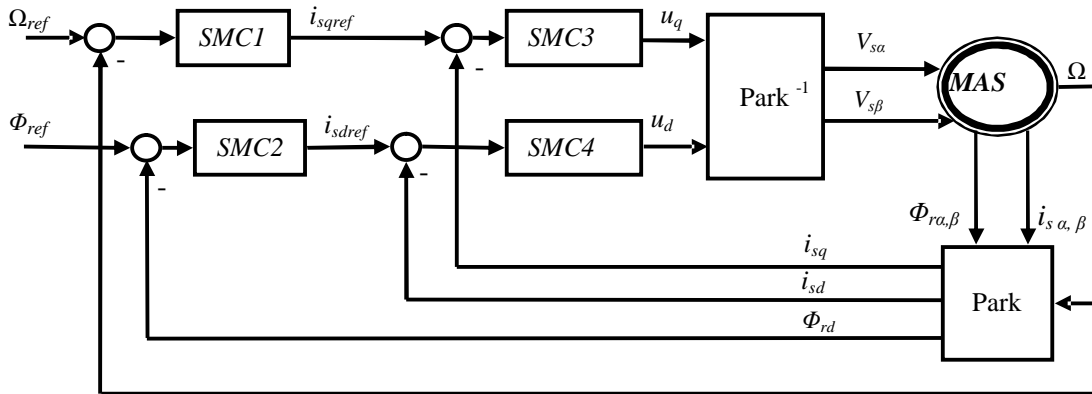


Fig.II.2 Principe de la commande par mode glissant en cascade appliquée à la MAS

II.3 Commande robuste par backstepping

II.3.1 Principe de la commande par backstepping

La technique de commande par backstepping 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. A 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 [17].

II.3.2 Synthèse de la loi de commande par backstepping

Pour ce faire, on considère le cas des systèmes non linéaires de la forme suivante :

$$\dot{x}_1 = \varphi_1^T(x_1)\vartheta + \psi_1(x_1)x_2 \quad (\text{II.31})$$

$$\dot{x}_2 = \varphi_2^T(x_1, x_2)\vartheta + \psi_2(x_1, x_2)x_3 \quad (\text{II.32})$$

$$\dot{x}_3 = \varphi_3^T(x_1, x_2, x_3)\vartheta + \psi_3(x_1, x_2, x_3)u \quad (\text{II.33})$$

Le vecteur des paramètres ϑ est supposé connu, les ψ_i et φ_i sont des fonctions non linéaires connues. Le système étant du troisième ordre, le design s'effectue en trois étapes.

Etape 1

On considère d'abord l'équation (II.31), où la variable d'état x_2 est traitée comme une commande (fictive) et l'on définit la première valeur désirée $(x_1)_d = \alpha_0 = y_r$.

La première variable d'erreur se définit par,

$$\varepsilon_1 = x_1 - \alpha_0 \quad (\text{II.34})$$

Avec ces variables, le système (II.34) s'écrit

$$\dot{\bar{x}}_1 = \dot{x}_1 - \dot{\alpha}_0 = \varphi_1^T \vartheta + \psi_1 x_2 - \dot{\alpha}_0 \quad (\text{II.35})$$

On prend la fonction de Lyapunov suivante,

$$V_1(\varepsilon) = \frac{1}{2} \varepsilon_1^2$$

Sa dérivée, est donnée par,

$$\dot{V}_1 = \varepsilon_1 \dot{\bar{x}}_1 = \varepsilon_1 [\varphi_1^T \vartheta + \psi_1 x_2 - \dot{\alpha}_0]$$

Un choix judicieux de x_2 rendrait \dot{V}_1 négative et assurerait la stabilité de l'origine du sous-système. Prenons comme valeur de x_2 , la fonction α_1 , tel que :

$$\varphi_1^T \vartheta + \psi_1 \alpha_1 - \dot{\alpha}_0 = -k_1 \varepsilon_1$$

Où $k_1 > 0$ est un paramètre de design. Cela donne

$$(x_2)_d = \frac{1}{\psi_1} [-k_1 \varepsilon_1 - \varphi_1^T \vartheta + \dot{\alpha}_0] \quad (\text{II.36})$$

Donc la dérivée de première fonction de Lyapunov s'écrit,

$$\dot{V}_1 = -k_1 \varepsilon_1^2 \leq 0$$

Ce qui assure la stabilité asymptotique de (II.35)

Etape 2

On considère le sous-système (II.31), (II.32) et l'on définit la nouvelle variable d'erreur

$$\varepsilon_2 = x_2 - \alpha_1 \quad (\text{II.37})$$

Qui représente l'écart entre la variable d'état x_2 et sa valeur désirée α_1 . A cause du fait que x_2 ne peut être forcée à prendre instantanément une valeur désirée, en l'occurrence α_1 ,

l'erreur ε_2 , n'est pas instantanément, nulle. Le design dans cette étape consiste, alors, à la forcer à s'annuler avec une certaine dynamique, choisie préalablement.

Les équations du système à commander, dans l'espace $(\varepsilon_1, \varepsilon_2)$, s'écrivent :

$$\dot{\varepsilon}_1 = \varphi_1^T \vartheta - \bar{\alpha}_0 + \psi_1 (\varepsilon_2 + \alpha_1) \quad (\text{II.38})$$

$$\dot{\varepsilon}_2 = \varphi_2^T \vartheta - \bar{\alpha}_1 + \psi_2 x_3 \quad (\text{II.39})$$

Pour lequel on choisit comme fonction de Lyapunov,

$$V_2(\varepsilon_1, \varepsilon_2) = V_1 + \frac{1}{2} \varepsilon_2^2 \quad (\text{II.40})$$

Cette dernière à pour fonction dérivée, le long de la solution de (II.38), (II.39)

$$\begin{aligned} \dot{V}_2(\varepsilon_1, \varepsilon_2) &= \dot{V}_1 + \varepsilon_2 \dot{\varepsilon}_2 \\ &= \varepsilon_1 [\varphi_1^T \vartheta - \bar{\alpha}_0 + \psi_1 (\varepsilon_2 + \alpha_1)] + \varepsilon_2 [\varphi_2^T \vartheta - \bar{\alpha}_1 + \psi_2 x_3] \\ &= \varepsilon_1 [\varphi_1^T \vartheta - \bar{\alpha}_0 + \psi_1 \alpha_1] + \varepsilon_2 [\varphi_2^T \vartheta - \bar{\alpha}_1 + \psi_2 x_3 + \psi_1 \varepsilon_1] \\ &= -k_1 \varepsilon_1^2 + \varepsilon_2 [\varphi_2^T \vartheta - \bar{\alpha}_1 + \psi_2 x_3 + \psi_1 \varepsilon_1] \end{aligned}$$

Le choix de x_3 devient évident. Ce dernier est donné par,

$$(x_3)_d = \alpha_2 = \frac{1}{\psi_2} [\bar{\alpha}_1 - \varphi_2^T \vartheta - \psi_1 \varepsilon_1 - k_2 \varepsilon_2] \quad (\text{II.41})$$

Pour $k_2 > 0$ on trouve que,

$$\dot{V}_2 \leq -k_1 \varepsilon_1^2 - k_2 \varepsilon_2^2 \leq 0$$

D'où la stabilité asymptotique de l'origine.

Etape 3

Le système (II.31) à (II.33) est maintenant considéré dans sa globalité. La variable d'erreur est définie,

$$\varepsilon_3 = x_3 - \alpha_2 \quad (\text{II.42})$$

Ce qui permet d'écrire les équations du système d'erreurs $(\varepsilon_1, \varepsilon_2, \varepsilon_3)$,

$$\dot{\varepsilon}_1 = \varphi_1^T \vartheta - \bar{\alpha}_0 + \psi_1 (\varepsilon_3 + \alpha_1) \quad (\text{II.43})$$

$$\dot{\varepsilon}_2 = \varphi_2^T \vartheta - \bar{\alpha}_1 + \psi_2 (\varepsilon_3 + \alpha_2) \quad (\text{II.44})$$

$$\dot{\varepsilon}_3 = \varphi_3^T \vartheta - \bar{\alpha}_2 + \psi_3 u \quad (\text{II.45})$$

Avec comme fonction de Lyapunov,

$$V_3(\varepsilon_1, \varepsilon_2, \varepsilon_3) = V_2 + \frac{1}{2} \varepsilon_3^2 \quad (\text{II.46})$$

Sa dérivée devient,

$$\begin{aligned} \dot{V}_3(\varepsilon_1, \varepsilon_2, \varepsilon_3) &= \dot{V}_2 + \varepsilon_3 \dot{\varepsilon}_3 \\ &= -k_1 \varepsilon_1^2 - k_2 \varepsilon_2^2 + \varepsilon_3 [\varphi_3^T \vartheta - \bar{\alpha}_2 + \psi_3 u + \psi_2 \varepsilon_2] \end{aligned}$$

A présent, on est en présence de la vraie commande (qui contrairement à x_2 et x_3 peut être instantanément forcée à prendre n'importe quelle valeur désirée, physiquement réalisable). Un bon choix de celle-ci est donné par,

$$u = \frac{1}{\Psi_3} [\alpha_2 - \phi_3^T \vartheta - \psi_2 \varepsilon_2 - k_3 \varepsilon_3] \quad (\text{II.47})$$

Où $k_3 > 0$

Avec ce choix, on a :

$$\dot{V}_3(\varepsilon_1, \varepsilon_2, \varepsilon_3) \leq -k_1 \varepsilon_1^2 - k_2 \varepsilon_2^2 - k_3 \varepsilon_3^2 \leq 0$$

Ceci traduit la stabilité, en boucle fermée, du système original (II.31) à (II.33) et le réglage à zéro de l'erreur de poursuite.

II.3.3 Application de la commande par backstepping à la MAS

II.3.3.1 Modèle de la MAS

Reprenons le modèle de la MAS présenté dans le paragraphe § II.2.3 :

$$\begin{cases} \dot{\omega} = \frac{\mu}{J} \phi_d \cdot i_{sq} - \frac{C_r}{J} \\ \dot{\phi}_d = -\alpha \cdot \phi_d + \alpha M \cdot i_{sd} \\ \dot{i}_{sd} = -\eta \cdot i_{sd} + \alpha \beta \cdot \phi_d + p\omega \cdot i_{sq} + \alpha M \frac{i_{sq}^2}{\phi_d} + \frac{1}{\sigma L_s} u_d \\ \dot{i}_{sq} = -\eta \cdot i_{sq} - p\beta\omega \cdot \phi_d - p\omega \cdot i_{sd} + \alpha M \frac{i_{sd} i_{sq}}{\phi_d} + \frac{1}{\sigma L_s} u_q \\ \dot{\theta}_s = p\omega + \alpha M \frac{i_{sq}}{\phi_d} \end{cases} \quad (\text{II.48})$$

II.3.3.2 Commande par backstepping de la MAS

L'application du backstepping à la commande de la machine asynchrone est effectuée en trois étapes [18, 20]:

Etape 1

Cette première étape consiste à identifier les erreurs e_1 et e_2 qui représentent respectivement l'erreur entre la vitesse réelle et sa référence ainsi que le module du flux rotorique et celui de référence.

$$\begin{aligned} e_1 &= \omega_{ref} - \omega \\ e_2 &= \phi_{ref} - \phi_d \end{aligned} \quad (\text{II.49})$$

La dérivée de (II.49) est donnée par:

$$\begin{aligned} \dot{e}_1 &= \dot{\omega}_{ref} - \frac{\mu}{J} \phi_d \cdot i_{sq} + \frac{C_r}{J} \\ \dot{e}_2 &= \dot{\phi}_{ref} + \alpha \phi_d - \alpha M \cdot i_{sd} \end{aligned} \quad (\text{II.50})$$

La première fonction de Lyapunov est définie par:

$$V_1 = \frac{1}{2}e_1^2 + \frac{1}{2}e_2^2 \quad (\text{II.51})$$

Sa dérivée est,

$$\dot{V}_1 = e_1 \cdot \dot{e}_1 + e_2 \cdot \dot{e}_2 \quad (\text{II.51}')$$

En remplaçant (II.50) dans (II.51'), on obtient,

$$\dot{V}_1 = e_1 \cdot \left[\dot{\phi}_{ref} - \frac{\mu}{J} \phi_d \cdot i_{sq} + \frac{C_r}{J} \right] + e_2 \cdot \left[\dot{\phi}_{ref} + \alpha \phi_d - \alpha M \cdot i_{sd} \right] \quad (\text{II.51}'')$$

On choisit les fonctions stabilisantes comme suit:

$$\begin{aligned} i_{sqref} &= \frac{J}{\mu \cdot \phi_d} \left[k_1 e_1 + \dot{\phi}_{ref} + \frac{C_r}{J} \right] \\ i_{sdref} &= \frac{1}{\alpha M} \left[k_2 e_2 + \dot{\phi}_{ref} + \alpha \phi_d \right] \end{aligned} \quad (\text{II.52})$$

La dérivée de la fonction de Lyapunov par rapport au temps est négative:

$$\dot{V}_1 = -k_1 e_1^2 - k_2 e_2^2 \leq 0$$

Avec, $k_1 > 0, k_2 > 0$

Etape 2

Dans cette étape, on définit deux nouvelles erreurs des composantes du courant statorique données par :

$$\begin{aligned} e_3 &= i_{sqref} - i_{sq} \\ e_4 &= i_{sdref} - i_{sd} \end{aligned} \quad (\text{II.53})$$

Alors l'équation (II.50) prendra la forme suivante :

$$\begin{aligned} \dot{e}_1 &= -k_1 e_1 + \frac{\mu}{J} \phi_d \cdot e_3 \\ \dot{e}_2 &= -k_2 e_2 + \alpha M \cdot e_4 \end{aligned} \quad (\text{II.54})$$

Et la dérivée de (II.53) nous donne:

$$\begin{aligned} \dot{e}_3 &= \dot{i}_{sqref} - f_q - \frac{1}{\sigma L_s} u_q \\ \dot{e}_4 &= \dot{i}_{sdref} - f_d - \frac{1}{\sigma L_s} u_d \end{aligned} \quad (\text{II.55})$$

Où :

$$\begin{aligned} f_d &= -\eta \cdot i_{sd} + \alpha \beta \cdot \phi_d + p \omega \cdot i_{sq} + \alpha M \frac{i_{sq}^2}{\phi_d} \\ f_q &= -\eta \cdot i_{sq} - p \beta \omega \cdot \phi_d - p \omega \cdot i_{sd} - \alpha M \frac{i_{sd} i_{sq}}{\phi_d} \end{aligned} \quad (\text{II.56})$$

Etape 3

Pour définir les lois de commande, on adopte une nouvelle fonction de Lyapunov décrite par l'expression suivante:

$$V_2 = \frac{1}{2}(e_1^2 + e_2^2 + e_3^2 + e_4^2) \quad (\text{II.57})$$

Ainsi la dérivée de la fonction de Lyapunov finale est :

$$\begin{aligned} \dot{V}_2 = & -k_1 e_1^2 - k_2 e_2^2 - k_3 e_3^2 - k_4 e_4^2 \\ & + \left(k_3 e_3 + \bar{i}_{sqref} - f_q - \frac{1}{\sigma L_s} u_q \right) \\ & + \left(k_4 e_4 + \bar{i}_{sdref} - f_d - \frac{1}{\sigma L_s} u_d \right) \end{aligned} \quad (\text{II.58})$$

Avec,

$$k_3 > 0, k_4 > 0$$

Donc, on choisit la commande comme suit :

$$\begin{aligned} u_d &= \sigma L_s (k_4 e_4 + \bar{i}_{sdref} - f_d) \\ u_q &= \sigma L_s (k_3 e_3 + \bar{i}_{sqref} - f_q) \end{aligned} \quad (\text{II.59})$$

La dérivée des erreurs e_3 et e_4 seront comme suit :

$$\begin{aligned} \dot{e}_3 &= -\frac{\mu}{J} \phi_d \cdot e_1 - k_3 \cdot e_3 \\ \dot{e}_4 &= -\alpha M \cdot e_2 - k_4 \cdot e_4 \end{aligned} \quad (\text{II.60})$$

Donc à partir des équations (IV.54) et (IV.60) on peut écrire :

$$\dot{e} = A_e \cdot e \quad (\text{II.61})$$

Tel que,

$$A_e = \begin{bmatrix} -k_1 & 0 & \frac{\mu}{J} \phi_d & 0 \\ 0 & -k_2 & 0 & \alpha M \\ -\frac{\mu}{J} \phi_d & 0 & -k_3 & 0 \\ 0 & -\alpha M & 0 & -k_4 \end{bmatrix} \text{ et } e = \begin{bmatrix} e_1 \\ e_2 \\ e_3 \\ e_4 \end{bmatrix}$$

La figure suivante représente le modèle complet de la commande par backstepping de la MAS.

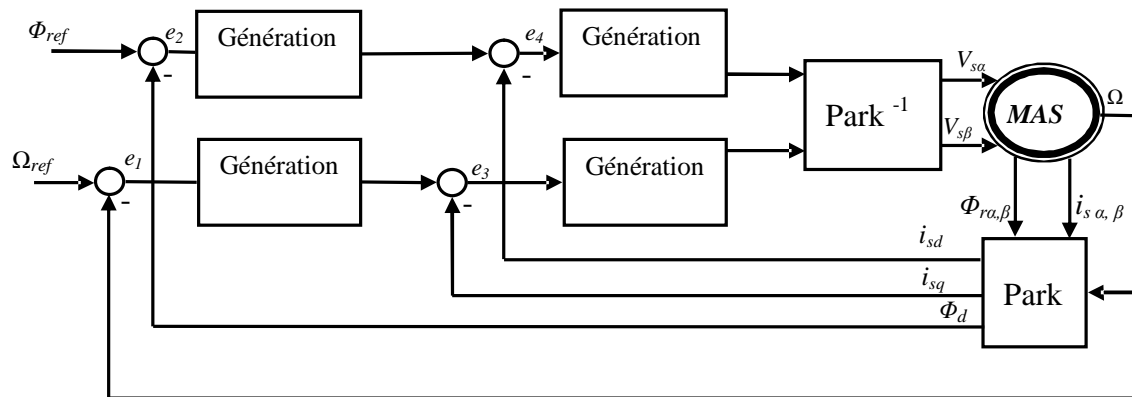


Fig.II.3 Principe de la commande par backstepping appliquée à la MAS

II.4 Simulation

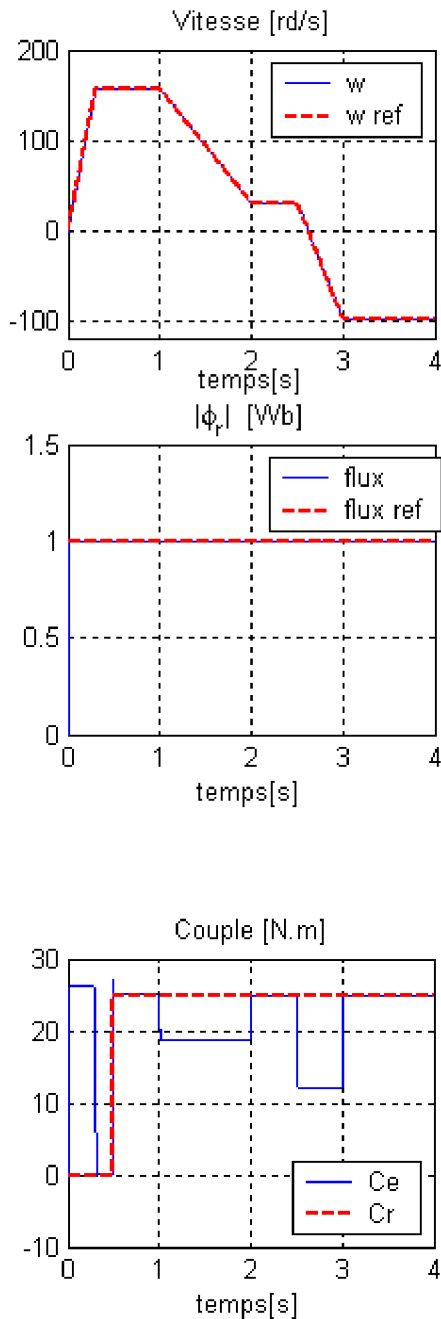
Par souci d'évaluation des performances des deux commande non linéaire présentées précédemment, des simulations numériques sont effectuées selon le cahier de charges suivant : après 0.5 sec. du démarrage à vide du moteur, une charge de 25 N.m est appliquée suivie par une variation paramétrique (+100% de R_s et -20% de T_r) à $t=0.7$ sec. Un fonctionnement à faible vitesse est effectué de 2 sec. à 2.5 sec., enfin, un test d'inversion de sens de rotation de la vitesse.

Les derniers tests traitent l'effet des défauts au stator et/ou au rotor sur les performances de ces commandes.

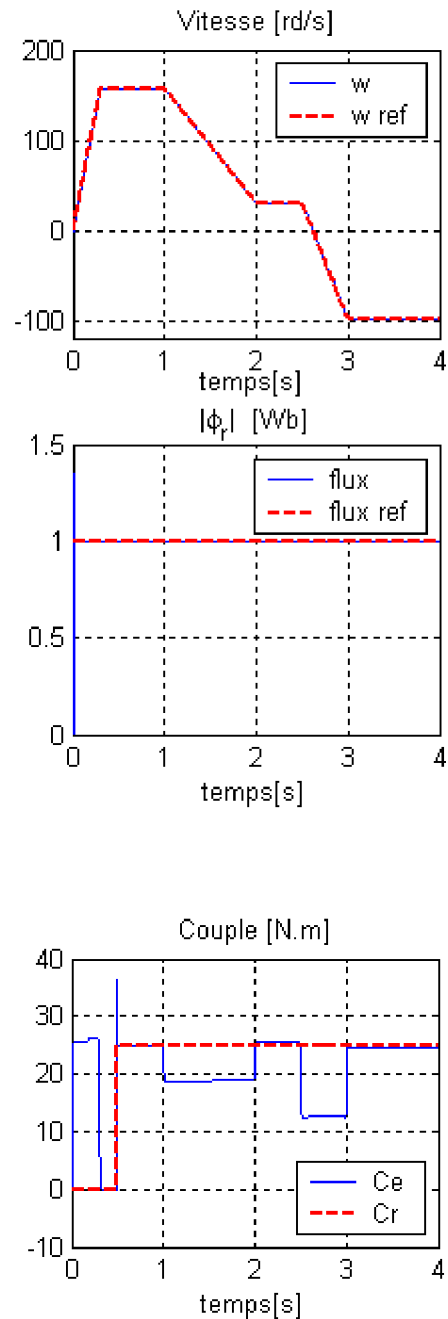
II.4.1 Résultats de simulation

a. Fonctionnement nominal

Backstepping



Mode glissant



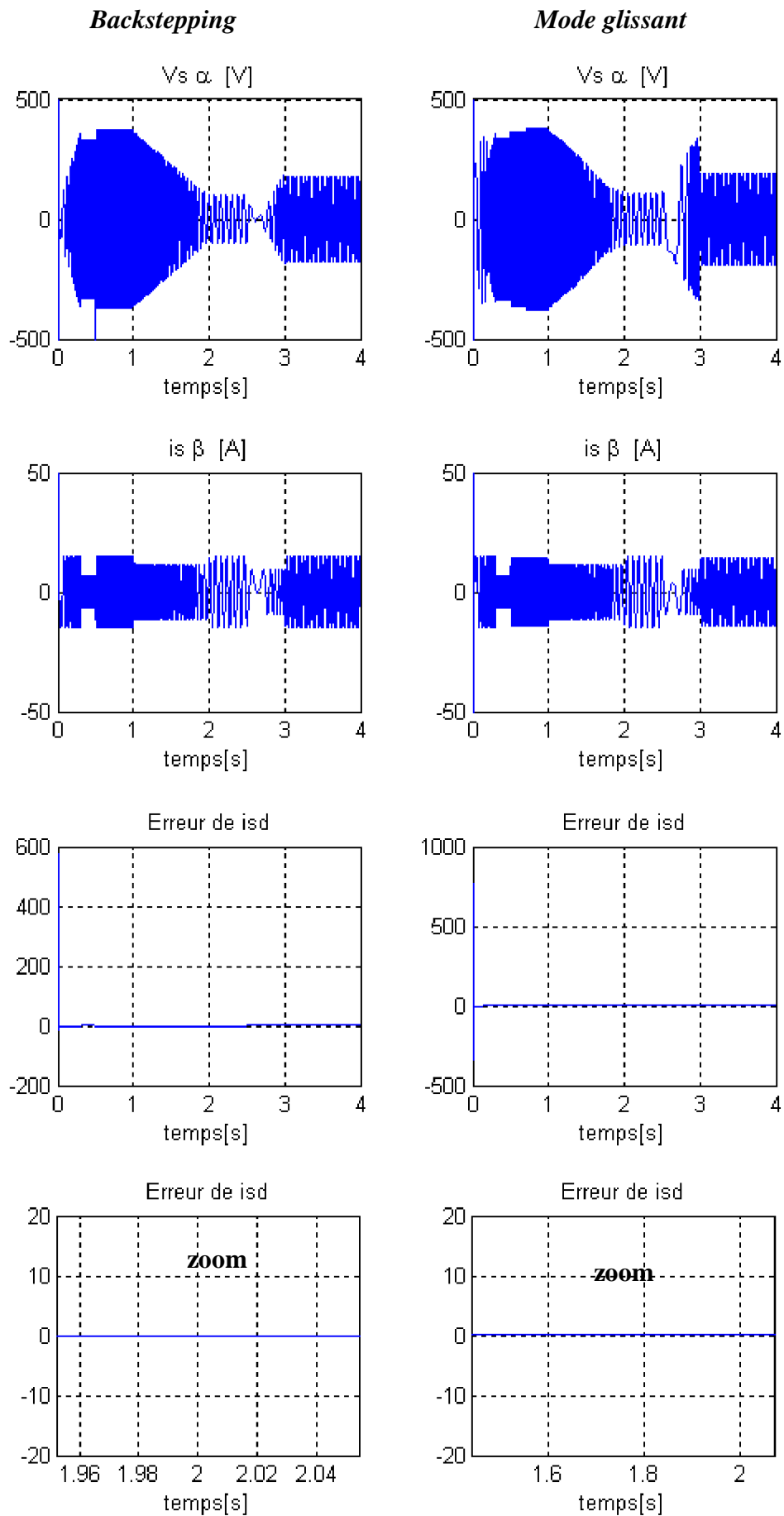


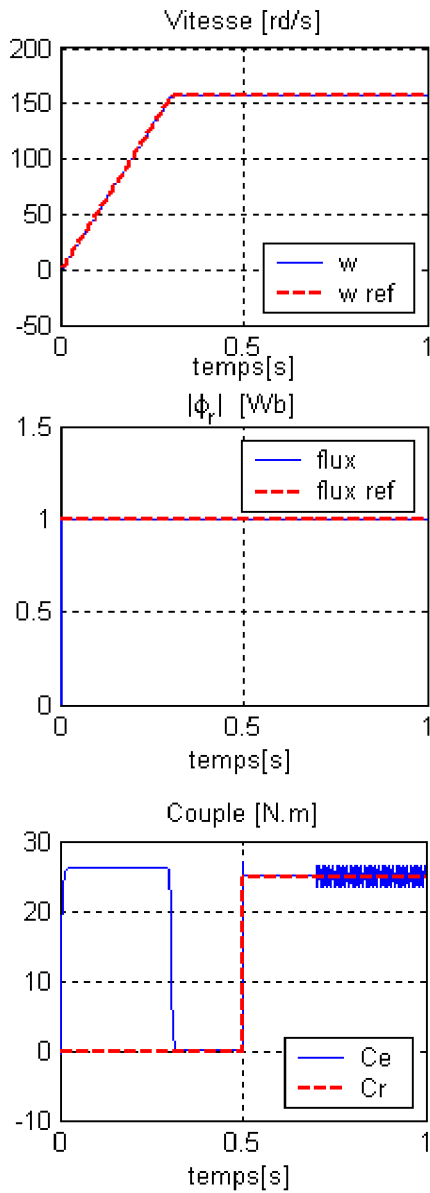
Fig.II.4 Résultats des commandes, pour un fonctionnement nominal

Test de robustesse vis-à-vis des défauts

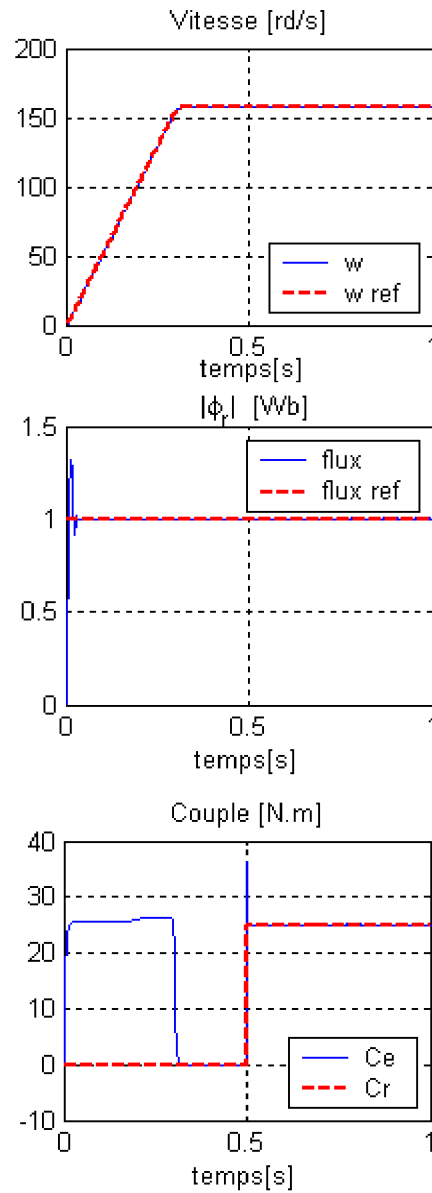
b.1 Défaut au stator

Démarrage à vide, application de la charge nominale à 0.5 sec., puis à 0.7 sec. apparition d'un seul défaut au stator générant une harmonique de phase $\pi/4$, d'amplitude 20 et de fréquence 50 Hz.

Backstepping



Mode glissant



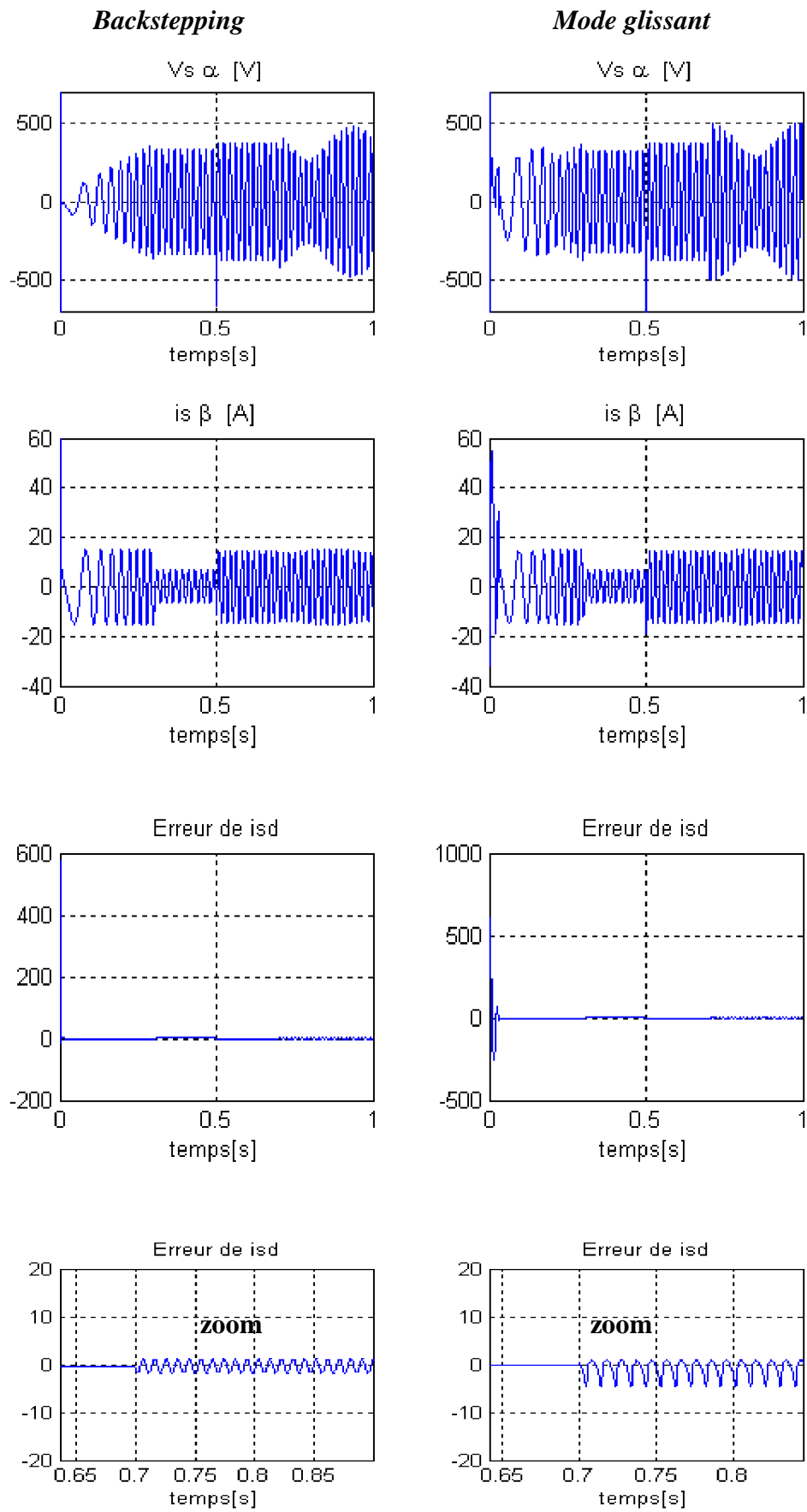
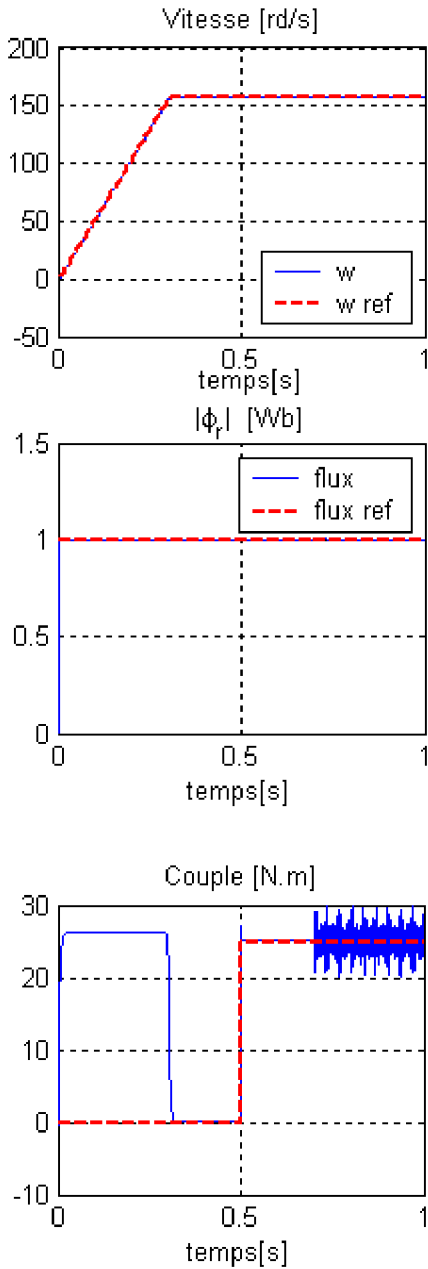


Fig.II.5 Résultats du test de la robustesse des commandes vis-à-vis du défaut au stator

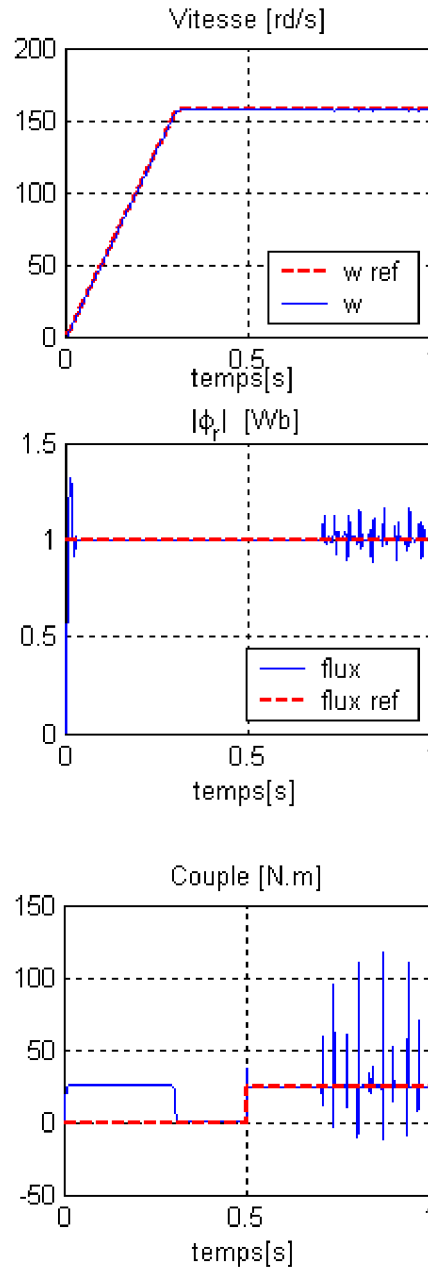
b.2 Deux défauts, un au stator et l'autre au rotor

Démarrage à vide, application de la charge nominale à 0.5 sec., puis à 0.7 sec. apparition de deux défauts générant trois harmoniques de phases $\pi/4$, fréquence 50,80 et 20 Hz et d'amplitudes 15, 20 et 20 respectivement.

Backstepping



Mode glissant



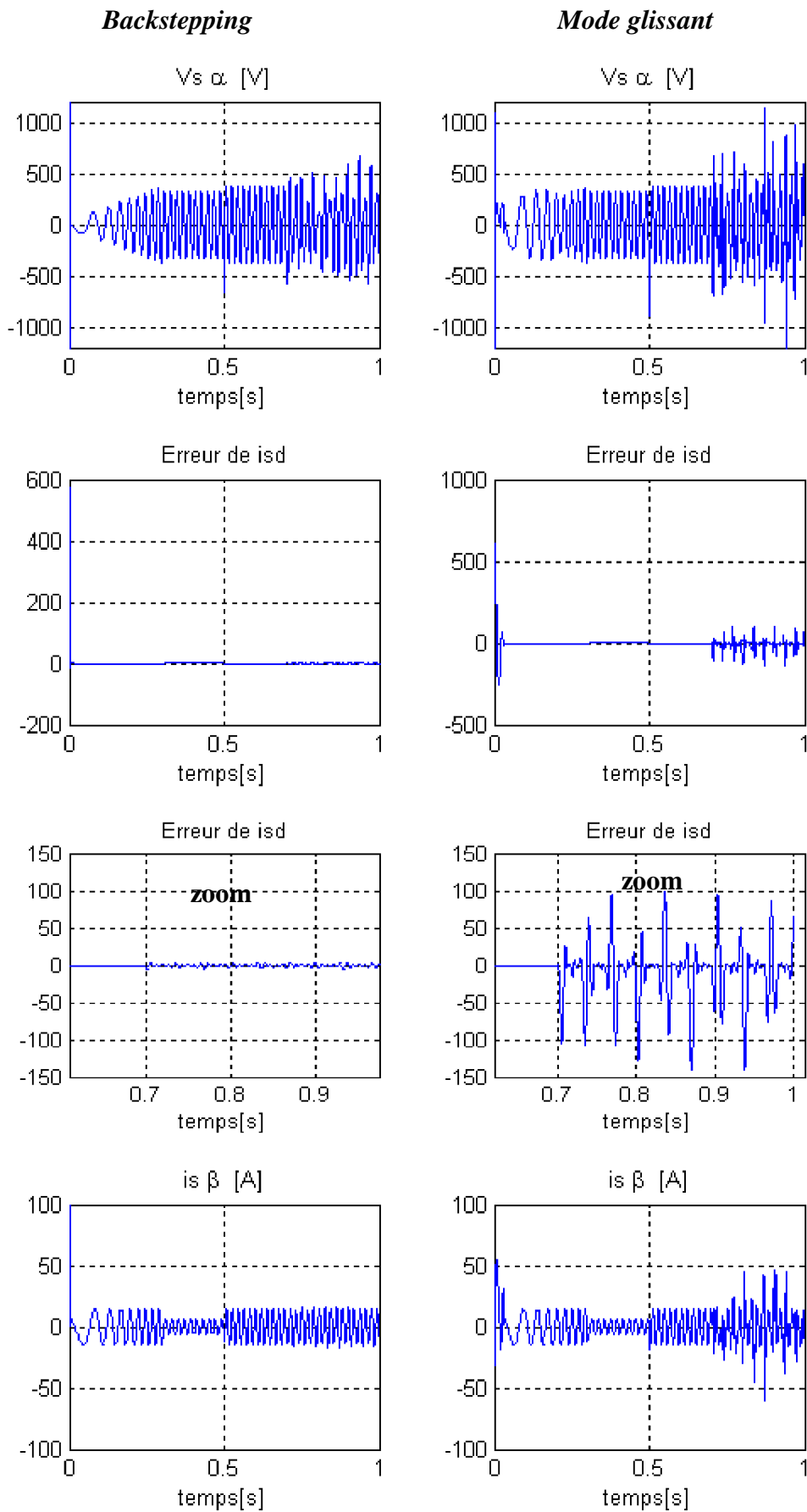


Fig.II.6 Résultats du test de la robustesse des commandes vis-à-vis deux défauts, un au stator et l'autre au rotor

II.5 Conclusion

Les réponses en couple et en courant passent par des transitoires d'un test à l'autre, dont les valeurs sont admissibles, ce qui permet à la machine de fonctionner régulièrement sans échauffement.

L'objectif de ce chapitre était l'évaluation de la robustesse et les performances de la commande non linéaire par mode glissant et par backstepping de la MAS. Les différents résultats obtenus par simulation montrent la robustesse de ces commandes vis-à-vis des perturbations des paramètres électriques et de la charge. D'autre part, la poursuite de la vitesse, le découplage parfait, l'échauffement régulier et la convergence vers l'équilibre sont assurés sur toute la plage de fonctionnement.

Les résultats obtenus par simulation mettent en relief la robustesse du réglage par mode glissant et par backstepping caractérisée par une insensibilité aux variations paramétriques internes et externes, mais on constate une sensibilité des commandes aux défauts statorique et rotorique.

Chapitre III

Introduction à la Commande Tolérante aux Défauts

Sommaire : - - - - -

- III.1 Introduction
- III.2 Différents types de défauts
 - III.2.1 Défauts actionneurs
 - III.2.2 Défauts capteurs
 - III.2.3 Défauts composants ou systèmes
- III.3 Modélisation des défauts
 - III.3.1 Défauts multiplicatifs
 - III.3.2 Défauts additifs
 - III.3.3 Défauts de composants système
- III.4 Diagnostic quantitatif
 - III.4.1 Principe du diagnostic quantitatif
 - III.4.2 Modèle utilisé pour la synthèse d'un générateur de résidus
 - III.4.3 Génération de résidus
 - III.4.4 Détection et localisation des défauts
- III.5 Systèmes tolérants aux défauts
 - III.5.1 Classification des approches FTC
 - III.5.1.1 Approches passives de la commande FTC
 - III.5.1.2 Approches actives de la commande FTC
 - c. Composantes principales d'un système FTC
 - d. Méthodes de conception
- III.6 Conclusion

III.1 Introduction

Un système tolérant aux défauts possède la capacité de maintenir les objectifs nominaux en dépit de l'occurrence d'un défaut et à s'en accommoder de manière automatique. Il permet notamment de garantir la stabilité du système et/ou des performances dégradées acceptables en présence de défauts. 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, en présence d'un défaut. Pour pallier de telles catastrophes, de nouvelles lois de commande ont été développées dans le but précis de maintenir les performances du système ainsi que sa stabilité, lors d'un mauvais fonctionnement du système [21].

Dans le domaine industriel, ce type de problèmes a été souvent évité en se fondant sur la redondance matérielle à base d'actionneurs et de capteurs. Cette stratégie est non seulement chère mais elle requiert aussi un important dispositif de maintenance. Ainsi, la commande tolérante aux défauts traitée de manière analytique, permet d'éviter de tels coûts d'achat et d'entretien.

III.2 Différents types de défauts

Les défauts sont des événements qui apparaissent à différents endroits du système. Dans la littérature, les défauts sont classés en fonction de leur localisation, définissant alors des types de défauts [22].

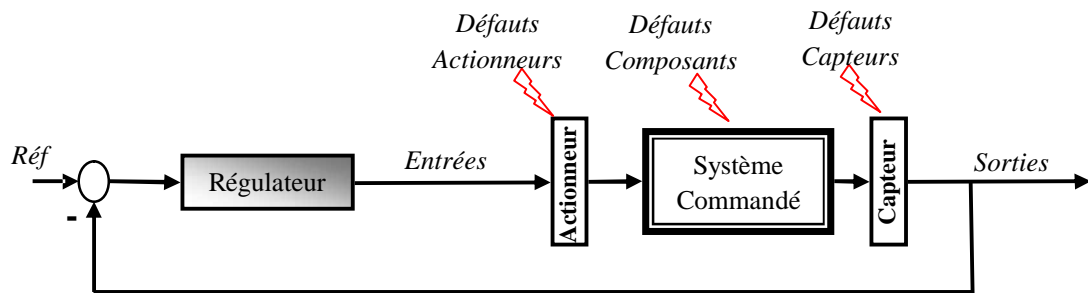


Fig.III.1 Différents types de défaut

III.2.1 Défauts actionneurs

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

III.2.2 Défauts capteurs

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

III.2.3 Défauts composants ou systèmes

Ce type de défaut provient du système lui-même ; bien souvent les défauts n'appartenant pas à un défaut capteur ou actionneur sont classés de manière arbitraire dans cette catégorie. Néanmoins, un défaut composant résulte de la casse ou de l'altération d'un composant du système réduisant les capacités de celui-ci à effectuer une tâche.

Les défauts sont classés également selon leurs caractéristiques temporelles comme brusque, progressif et intermittent. Les défauts brusques (biais) se produisent instantanément souvent à cause de dommages matériels. Habituellement ils sont très graves car ils affectent les performances et/ou la stabilité du système commandé, de tels défauts exigent une réaction rigoureuse du bloc FTC. Les défauts progressifs (dérives) représentent les changements lents des valeurs paramétriques. Souvent due au vieillissement, ils sont plus difficiles à détecter en raison de leur dynamique lente, mais sont également moins graves. Les défauts intermittents (valeurs aberrantes) sont des défauts qui apparaissent et disparaissent à plusieurs reprises, par exemple à cause d'un câblage partiellement endommagé [23].

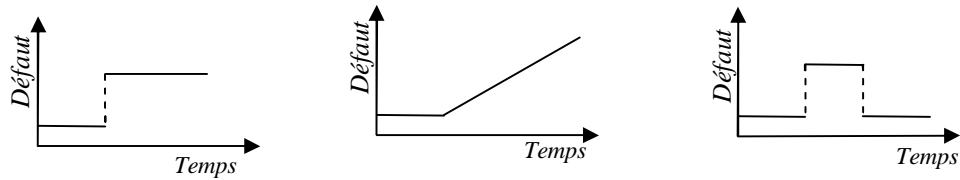


Fig.III.2 Représentation des défauts selon le comportement temporel

III.3 Modélisation des défauts

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

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

III.3.1 Défauts multiplicatifs

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

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

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

En remplaçant la commande nominale u par sa forme en cas de défaut u_f on obtient le modèle d'état [23] :

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

Les modèle de la forme (III.3) sont dits à défauts multiplicatifs et ont été largement utilisés dans la littérature *FTC* [23].

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

D'une manière similaire, les défauts de capteurs qui représentent des mesures différentes des valeurs réelles des variables de sortie peuvent être représentés comme suit :

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

Ainsi,

$$\sum_S = \text{diag}\{\sigma_1^S, \sigma_2^S, \dots, \sigma_m^S\}, \sigma_i^S \in \mathfrak{R}_0$$

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

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

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

$$\begin{cases} \bar{x} = A \cdot x + B \cdot \sum_A u + b(\sum_A, \bar{u}) \\ y = \sum_S C \cdot x + \sum_S D \cdot \sum_S u + d(\sum_S, \sum_A, \bar{u}, \bar{y}) \end{cases} \quad (\text{III.6})$$

Avec,

$$b(\sum_A) = B(I - \sum_A) \cdot \bar{u}$$

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

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

III.3.2 Défauts additifs

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

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

Où $f_f \in \mathfrak{R}^{n_f}$ est un signal décrivant les défauts. Cette méthode en principe peut être utilisée pour représenter une large classe de défauts y compris les capteurs, actionneur et composants système. Cependant, l'utilisation du modèle (III.7) induit un signal f_f dépendant de u , y et x . Par exemple, si on veut représenter additivement un défaut total dans tous les actionneurs

(mettre $\Sigma_A = 0$ et $\bar{u} = 0$ dans III.2) alors, pour avoir (III.7) équivalente (III.3) on doit avoir un signal f_f vérifiant :

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

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

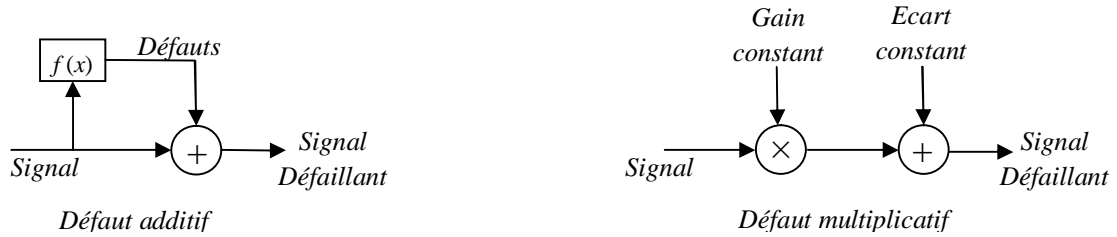


Fig.III.3 Représentation additive et multiplicative des défauts.

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

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

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

$$y(t) = (C(sI - A)^{-1} B + D) \cdot u + C(sI - A)^{-1} f_f^a + f_f^s \quad (III.10)$$

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

Un avantage des modèles additifs est que les défauts sont représentés par des signaux et non par des changements dans les matrices d'état du système, comme c'est le cas pour la représentation multiplicative. C'est pour cela que la majorité des méthodes *FDD* se basent sur la représentation additive [23].

III.3.3 Défauts de composants système

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

$$\begin{cases} \dot{x} = A(f) \cdot x + B(f) \cdot u \\ y = C(f) \cdot x + D(f) \cdot u \end{cases} \quad (III.11)$$

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

III.4 Diagnostic quantitatif

L'approche à base de modèles mathématique pour la détection et la localisation des défauts des systèmes industriels a fait l'objet de nombreux travaux durant ces trente dernières années. L'objectif est de fournir quelques outils pour la mise en œuvre d'un système de surveillance, destiné à la détection et la localisation des défauts d'un procédé industriel.

III.4.1 Principe du diagnostic quantitatif

Ce type d'approche, connu sous le nom plus général de redondance analytique, consiste à estimer, à l'aide d'un modèle mathématique du système, les grandeurs mesurées sur celui-ci. Si le modèle reflète bien le comportement du système sain, tout écart entre les grandeurs estimées et mesurées traduira l'apparition d'un ou plusieurs défauts. Les défauts sont alors détectés par comparaison des résidus à des seuils convenablement choisis [24].

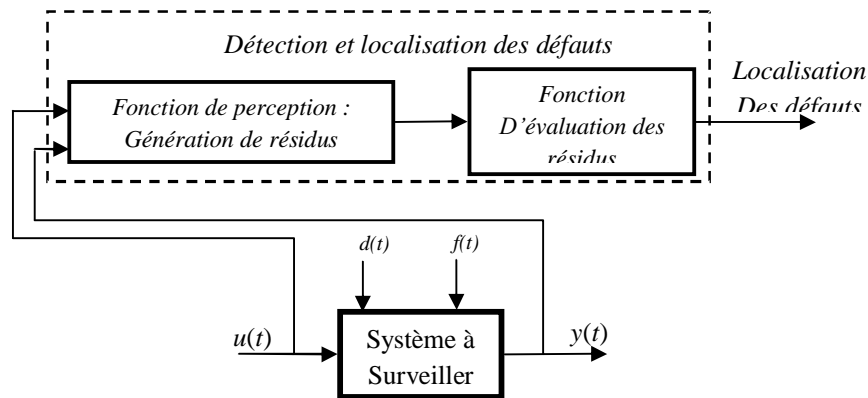


Fig. III.4 Détection et localisation des défauts

III.4.2 Modèle utilisé pour la synthèse d'un générateur de résidus

Considérons un système dynamique dont le modèle mathématique correspondant au fonctionnement nominal est supposé connu.

Le problème de la génération de résidus peut alors être posé de la manière suivante : Étant donné les entrées et les sorties du système, on suppose qu'il est possible de générer un ensemble de signaux, appelés résidus, permettant de mettre en évidence l'apparition d'un éventuel défaut sur le processus [24].

On adopte alors généralement le modèle suivant permettant la prise en compte des diverses incertitudes et des défauts sur le comportement du système nominal :

$$\begin{cases} \dot{\bar{x}}(t) = A \cdot x(t) + B \cdot u(t) + F_x \cdot f(t) + D_x \cdot d(t) \\ y(t) = Cx(t) + F_y \cdot f(t) \\ x(t) \in \mathfrak{R}^n, \quad u(t) \in \mathfrak{R}^m, \quad y(t) \in \mathfrak{R}^p, \quad d(t) \in \mathfrak{R}^{n_d} \end{cases} \quad (\text{III.12})$$

Où,

- $d(t)$: vecteur des perturbations ;
- D_x : matrice d'application des entrées inconnues sur l'état est supposée connue ;
- F_x, F_y : matrices d'action des défauts ;
- $f(t)$: vecteur des défauts à détecter.

III.4.3 Génération de résidus

La représentation du système (III.12) par matrices de transfert conduit alors aux relations suivantes [24]:

$$y(s) = G_u(s)u(s) + G_f(s)f(s) + G_d(s)d(s) \quad (III.13)$$

Avec,

$$\begin{cases} G_u(s) = C(sI - A)^{-1}B \\ G_f(s) = C(sI - A)^{-1}F_x + F_y \\ G_d(s) = C(sI - A)^{-1}D_x \end{cases}$$

Le problème est alors de construire un dispositif, appelé *générateur de résidus*, permettant d'élaborer, à partir des grandeurs d'entrées et de sorties mesurées sur le système, un vecteur d'indicateurs de défauts ou vecteur des résidus, noté $r(t) \in \mathfrak{R}^q$, tel que,

$$\begin{cases} r(t) \neq 0 & \text{si } f(t) \neq 0 \\ r(t) = 0 & \text{si } f(t) = 0 \end{cases} \quad (III.14)$$

La figure 5 montre la structure générale d'un générateur de résidus.

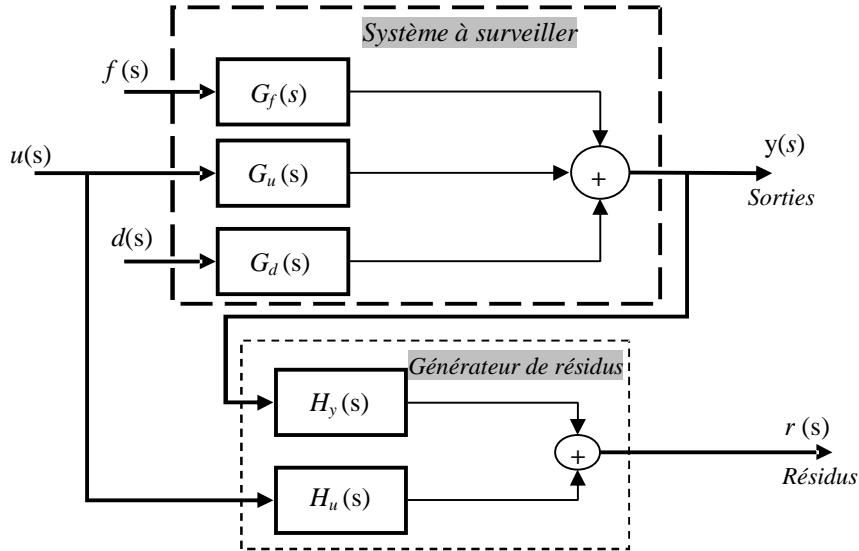


Fig.III.5 Structure générale d'un Générateur de Résidus

Les matrices de transfert $H_u(s), H_y(s)$ supposées stables et propres doivent être telles que les conditions (III.14) soient vérifiées. L'expression générale du générateur de résidus est la suivante :

$$r(s) = H_u(s)u(s) + H_y(s)(G_u(s)u(s) + G_f(s)f(s) + G_d(s)d(s)) \quad (III.15)$$

Afin que les conditions (III.14) soient vérifiées les matrices $H_u(s), H_y(s)$ doivent satisfaire :

$$\begin{cases} H_u(s) + H_y(s)G_u(s) = 0 \\ H_y(s)G_d(s) = 0, \quad H_y(s)G_f(s) \neq 0 \end{cases} \quad (III.16)$$

Notons que, $H_y(s)G_f$ représente la matrice de transfert entre le vecteur des défauts et le vecteur des résidus, elle permet de définir la table des signatures des défauts, qui sera exploité pour la localisation des défauts.

La synthèse du générateur de résidus consiste finalement en un choix correct des matrices $H_u(s), H_y(s)$ telles que les conditions (III.16) soient vérifiées.

III.4.4 Détection et localisation des défauts

L'étape de détection doit permettre de décider si le système se trouve ou non dans son état de fonctionnement normal. Considérons par exemple un système soumis à trois défauts f_1, f_2 et f_3 pour lequel on dispose d'un générateur de résidus à trois composantes r_1, r_2 et r_3 . Supposons, par exemple, que la matrice de transfert $H_y G_f$ entre le vecteur des résidus et le vecteur des défauts soit définie par :

$$r(s) = \begin{bmatrix} r_1(s) \\ r_2(s) \\ r_3(s) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} G_{11}(s) & 0 & G_{13}(s) \\ 0 & G_{22}(s) & 0 \\ 0 & G_{32}(s) & G_{33}(s) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} f_1(s) \\ f_2(s) \\ f_3(s) \end{bmatrix} \quad (\text{III.17})$$

Où $G_{11}, G_{13}, G_{22}, G_{32}$ et G_{33} sont des fonctions de transfert stables et propres. D'après cette relation, lorsque l'un des défauts est non nul, le vecteur des résidus est non nul. On peut alors penser qu'il suffit de tester la non nullité des résidus pour décider de l'apparition d'un défaut.

En réalité, les grandeurs mesurées étant toujours entachées de bruit et le modèle utilisé étant imparfait, les résidus sont généralement non nuls même en l'absence de défaut. En considérant ces différentes sources d'incertitudes comme des entrées perturbatrices notées e_r , agissant de manière additive sur le vecteur des résidus, la relation précédente devient:

$$r(s) = \begin{bmatrix} r_1(s) \\ r_2(s) \\ r_3(s) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} G_{11}(s) & 0 & G_{13}(s) \\ 0 & G_{22}(s) & 0 \\ 0 & G_{32}(s) & G_{33}(s) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} f_1(s) \\ f_2(s) \\ f_3(s) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_{r1}(s) \\ e_{r2}(s) \\ e_{r3}(s) \end{bmatrix} \quad (\text{III.18})$$

Cette relation montre bien que le résidu est non nul en l'absence de défaut. La détection d'un défaut peut tout fois être réalisée en comparant les résidus à un certain seuil de détection T dépendant de e_{r1}, e_{r2} et e_{r3} .

Ce seuil de détection doit être tel que $T \gg |e_{ri}(t)|$ pour $i=1, \dots, 3$. La détection de défauts s'opère alors de la façon suivante :

$$\begin{cases} |r(t)| \leq T \rightarrow f(t) = 0 \\ |r(t)| \gg T \rightarrow f(t) \neq 0 \end{cases} \quad (\text{III.19})$$

Les résidus sont nuls jusqu'à l'instant d'apparition de défaut t_f , seul le résidu r_1 est détecté non nul. Le résultat de la comparaison à un seuil est une grandeur booléenne, on écrira symboliquement que le résidu $r_i = 1$ si $|r_i(t)| \gg T$ sinon $r_i = 0$. Dans ce cas, on a $r(t \gg t_f) = [1 \ 0 \ 0]^T$, qui représente la signature du défaut.

Lorsqu'un défaut est détecté, il s'agit de la localisation, cette localisation est réalisée à partir de la table des signatures, définie par la matrice de transfert $H_y G_f$ entre les défauts et les résidus. Dans l'exemple considéré, la table des signatures est donnée à la fig.III.6.

$$r(s) = \begin{bmatrix} r_1(s) \\ r_2(s) \\ r_3(s) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} G_{11}(s) & 0 & G_{13}(s) \\ 0 & G_{22}(s) & 0 \\ 0 & G_{32}(s) & G_{33}(s) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} f_1(s) \\ f_2(s) \\ f_3(s) \end{bmatrix} \rightarrow \begin{array}{|c|c|c|c|} \hline & f_1 & f_2 & f_3 \\ \hline r_1 & 1 & 0 & 1 \\ \hline r_2 & 0 & 1 & 0 \\ \hline r_3 & 0 & 1 & 1 \\ \hline \end{array}$$

Fig.III.6 Table des signatures

D'après cette table, la signature $r = [1 \ 0 \ 0]^T$ est associée au défaut f_1 . D'une manière générale, la signature d'un défaut correspond à l'une des colonnes de la table des signatures.

C'est ainsi que l'identification de la signature à l'une des colonnes de la table permet de localiser le défaut

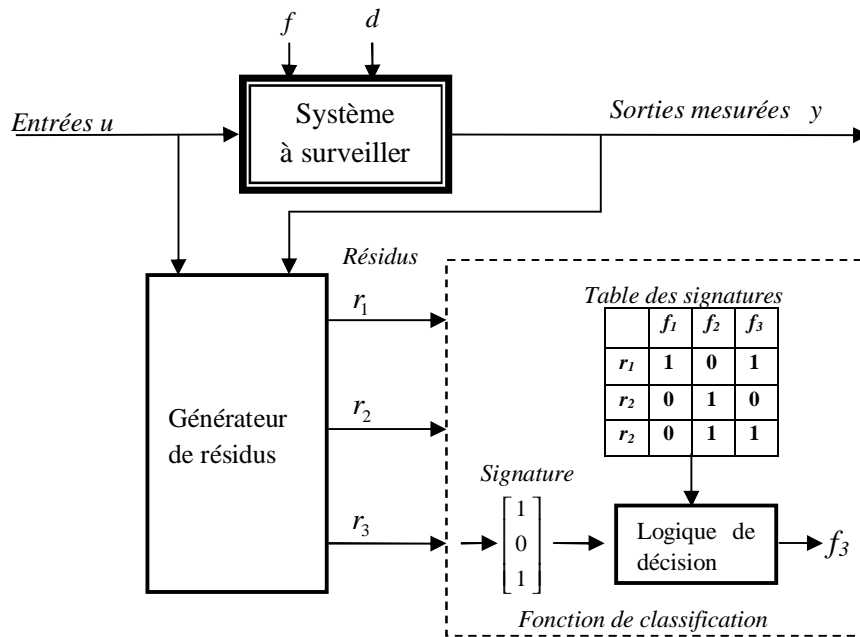


Fig.III.7 Détection et localisation des défauts

La figure III.7 résume des différentes étapes du diagnostique.

Notons que la localisation des défauts nécessite la mise en œuvre d'une logique de décision capable d'interpréter correctement la signature issue de la comparaison des résidus à des seuils.

III.5 Systèmes tolérants aux défauts

III.5.1 Classification des approches FTC

La classification sur laquelle nous allons développer notre analyse est tout à fait classique et peut se trouver par exemple dans [22], Les approches *FTC* sont divisées en deux classes : les approches passives et les approches actives. Les méthodes passives sont équivalentes aux méthodes de synthèse de loi de commande robuste. Les méthodes actives sont généralement classifiées en deux sous classes : l'accommodation de défauts, et la reconfiguration du système [25].

III.5.1.1 Approches passives de la commande FTC

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

Pratiquement, ces techniques présentent donc un inconvénient majeur : si l'on considère que les défauts sont des événements qui ne se produisent que rarement (hypothèse raisonnable !), il n'est pas souhaitable de dégrader de manière significative et permanente les performances du système afin d'être insensible envers une classe restreinte de défauts qui ne se produirait qu'occasionnellement lors d'un cycle de fonctionnement. De plus, il apparaît évident que plus l'ensemble des défauts prédéfini sera grand et/ou plus l'impact de ces défauts est jugé important sur le niveau de performances pouvant être atteints, plus le comportement en situation normale sera dégradé. Ainsi, les systèmes *FTC* passifs garantissent de manière générale un faible niveau de performances. Cependant, dans certaines applications où la classe de défauts est connue et restreinte, ces techniques pourraient s'avérer suffisantes [26].

III.5.1.2 Approches actives de la commande FTC

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

a. Composantes principales d'un FTCS

L'AFTC est amenée à réagir aux diverses défaillances du système en reconfigurant les lois de commande tout en préservant la stabilité et les performances de celui-ci. La figure suivante présente un schéma typique des quatre principaux composants [3] :

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

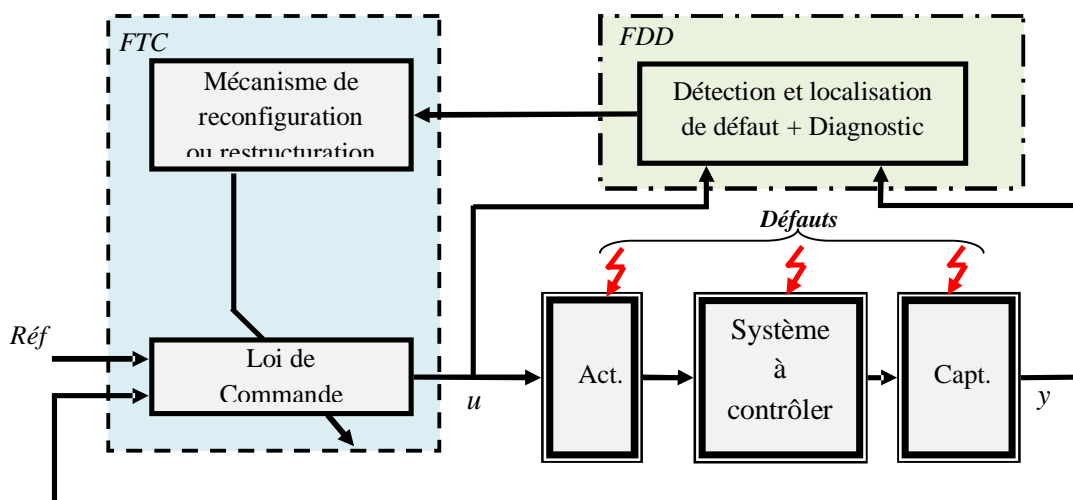


Fig.III.8 Schéma de principe d'une loi de commande FTC active

b. Méthodes de conception

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

b.1 reconfiguration du système

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

b.2 d'accommodation de défauts,

Les entrées/sorties entre la loi de commande et le système à contrôler restent inchangées. Dans le cadre de l'accommodation de défauts, on distingue deux méthodes :

1. les méthodes à base de projection : Dans les méthodes à base de projection, il s'agit de sélectionner la loi de commande adéquate à partir d'un ensemble de correcteurs précalculés hors ligne.
2. des méthodes de reconception en ligne : Les méthodes de reconception en ligne impliquent un calcul en ligne des paramètres du correcteur (commande reconfigurable) ou une nouvelle synthèse de la loi de commande modifiant ainsi la structure et les paramètres de cette dernière (commande restructurable).

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

Les approches dites de reconfiguration du système sont souvent fondées sur l'existence de redondance de chaînes de mesures et/ou d'actionneurs. L'idée consiste à détecter et à isoler convenablement les défauts, et à commuter ensuite sur une nouvelle chaîne d'actionneurs et/ou capteurs redondants sains. Dans ce contexte, la véritable problématique de la reconfiguration du système est donc une problématique de diagnostic [26].

III.6 Conclusion

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

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

Chapitre 4

Application de la Commande FTC à la Machine Asynchrone

Sommaire : - - - - -

Chapitre IV Application de la commande FTC à la machine asynchrone

IV.1 Introduction

IV.2 Principe de la technique

IV.3 Position du problème

IV.3.1 Vérification de l'hypothèse

IV.3.2 Objectif

IV.3.3 Commande robuste tolérante aux défauts par backstepping

IV.3.3.1 Commande augmentée

IV.3.3.2 Système d'erreurs

IV.3.4 Commande robuste tolérante aux défauts par mode glissant en cascade

IV.3.4.1 Commande augmentée

IV.3.4.2 Système d'erreurs

IV.4 Modèle interne et commande additive

IV.4.1 Modèle interne

IV.4.2 Calcul de la commande u_{ad}

IV.5 Deuxième méthode

IV.5.1 Modèle interne

IV.5.2 Calcul de la commande additive

IV.6 Résultats de simulation de la commande FTC

IV.7 Conclusion

IV.1 Introduction

Un système de commande tolérant aux défauts (*FTC*) est capable d'une part de détecter la présence de défauts dans les capteurs et/ou les actionneurs et d'autre part d'adapter ou reconfigurer adéquatement le signal de commande afin de maintenir les performances prédéfinies en termes de qualité de production, sécurité ...etc.

La façon la plus commune de concevoir un système *FTC* est de diviser le problème en deux phases distinctes. La première phase concerne le problème de détection et d'isolation des défauts (*FDI*: *Fault Detection and Isolation*) qui consiste en la conception d'un filtre capable; sur la base des entrées sorties mesurées; de détecter la présence d'un défaut ou éventuellement complètement l'isoler. Dans la seconde phase, on s'intéresse à la conception d'une unité de décision qui assure ; sur la base des informations fournies par l'unité *FDI* ; la reconfiguration de la commande afin de compenser les effets des défauts et de respecter les contraintes de performances [22].

L'objectif de ce chapitre est de présenter une technique de commande implicitement tolérante aux défauts en supposant que l'effet du défaut sur le système (machine asynchrone) peut être modélisé par un signal exogène issu d'un système autonome stable.

Nous commencerons par la description de la technique se basant sur le modèle interne et nous étudierons et simulerons par la suite l'application de cette technique par deux commandes à savoir la commande par backstepping et la commande par mode glissant en cascade.

IV.2 Principe de la technique

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

Cette technique de commande implicitement tolérante aux défauts repose sur la théorie de la régulation non linéaire de sortie en supposant que l'effet d'un défaut sur le système peut être modélisé par un signal exogène issu d'un système autonome stable appelé communément «exosystème » [15]. Un terme additif est ajouté à la *commande nominale* et sert à compenser l'effet du défaut (aspect *FTC*). Ce terme additif est issu du modèle interne dont le rôle est de reproduire le signal représentant l'effet du défaut (aspect *FDI*). Le régulateur *FTC* est schématisé dans la figure IV.1.

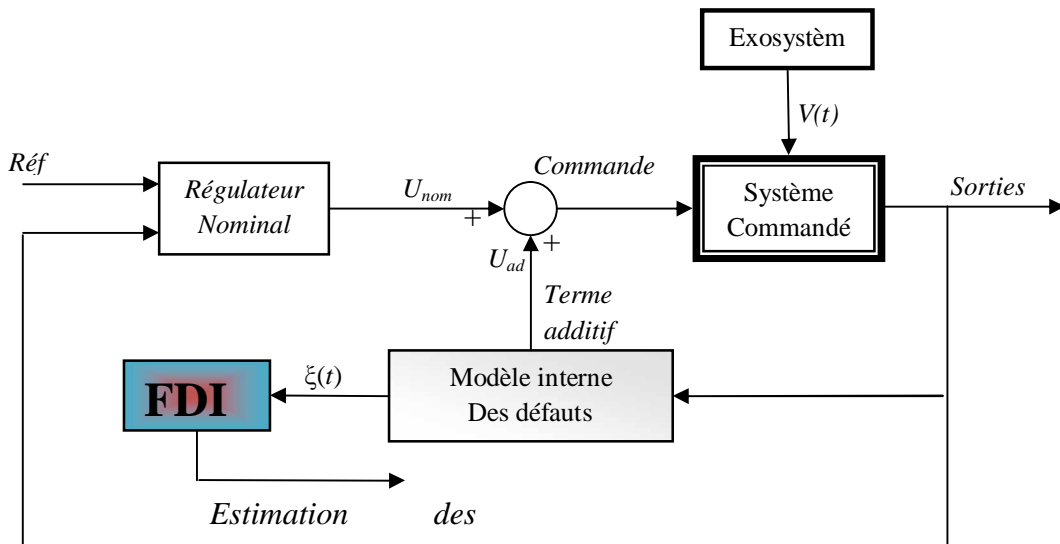


Fig. IV.1 Schéma du régulateur FTC

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

Cette technique est utilisée principalement pour le rejet de perturbations dans la régulation non linéaire de sortie et elle a été adaptée pour élaborer une commande *FTC* implicite de la machine asynchrone [15].

IV.3 Position du problème

La commande par backstepping (commande nominale) que nous avons calculée dans le chapitre II est robuste par rapport au couple de charge C_r et aux variations paramétriques $\Delta_i(x, \Delta a_i)$ mais présente une insuffisance quant au rejet de l'effet des défauts exprimé dans la perturbation V . Donc on peut écrire le modèle de la MAS sous la forme suivante :

$$\begin{cases} \dot{\omega} = \frac{\mu}{J} \phi_d i_{sq} - \frac{C_r}{J} \\ \dot{\phi}_d = -\alpha \phi_d + \alpha M i_{sd} \\ \dot{i}_{sq} = f_q + \frac{1}{\sigma L_s} u_q + V_q \\ \dot{i}_{sd} = f_d + \frac{1}{\sigma L_s} u_d + V_d \end{cases} \quad (\text{IV.9})$$

Avec,

$$\begin{aligned} f_d &= -\eta \cdot i_{sd} + \alpha \beta \cdot \phi_d + P \omega \cdot i_{sq} + \alpha M \frac{i_{sq}^2}{\phi_d} \\ f_q &= -\eta \cdot i_{sq} - \beta P \omega \cdot \phi_d - \omega \cdot i_{sd} - \alpha M \frac{i_{sd} \cdot i_{sq}}{\phi_d} \end{aligned}$$

IV.3.1 Vérification de l'hypothèse

Notons que le modèle que nous avons utilisé pour représenter les défauts rempli la condition exigé par cette technique, à savoir leur effet est généré par un système autonome stable.

$$\begin{cases} \dot{z} = S \cdot z \\ V = \Gamma \cdot z \end{cases} \quad (\text{IV.10})$$

$$\begin{cases} S = \text{diag}(S_i) \\ S_i = \begin{bmatrix} 0 & \omega_i \\ -\omega_i & 0 \end{bmatrix} \\ i = 1, \dots, n_f \end{cases} \quad (\text{IV.10}')$$

$$\begin{cases} V = \begin{bmatrix} -a_7 \cdot Q_d - \omega_s \cdot Q_q + Q_d \cdot S \\ -\omega_s \cdot Q_d + a_7 \cdot Q_q - Q_q \cdot S \end{bmatrix} \cdot z = \Gamma \cdot z \\ \Gamma = \begin{bmatrix} \Gamma_d \\ \Gamma_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -a_7 \cdot Q_d - \omega_s \cdot Q_q + Q_d \cdot S \\ -\omega_s \cdot Q_d + a_7 \cdot Q_q - Q_q \cdot S \end{bmatrix} \end{cases} \quad (\text{IV.10}'')$$

Le couple de charge et les perturbations paramétriques ne sont pas considérés pour le moment vu que leur effet est compensé par la commande nominale.

IV.3.2 Objectif de la commande FTC

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

IV.3.3 Commande robuste tolérante aux défauts par backstepping

IV.3.3.1 Commande augmentée

La nouvelle commande s'exprime alors par :

$$\begin{aligned} u &= u_{nom} + u_{ad} \\ u &= \begin{bmatrix} u_{dnom} \\ u_{qnom} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} u_{dad} \\ u_{qad} \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (\text{IV.11})$$

avec l'expression retenue de la commande nominale :

$$u_{dnom} = \sigma L_s (k_4 (i_{sdref} - i_{sd}) + \dot{i}_{sdref} - f_d) \quad (\text{IV.12})$$

$$u_{qnom} = \sigma L_s (k_3 (i_{sqref} - i_{sq}) + \dot{i}_{sqref} - f_q) \quad (\text{IV.13})$$

IV.3.3.2 Système d'erreurs

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

$$\bar{x} = x_{ref} - x = \begin{bmatrix} x_{1ref} \\ x_{2ef} \\ x_{3ref} \\ x_{4ref} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \\ x_4 \end{bmatrix} \quad (\text{IV.14})$$

tel que,

$$\begin{aligned} x_{ref} &= [x_{1ref} \quad x_{2ref} \quad x_{3ref} \quad x_{4ref}]^T = [w_{ref} \quad \phi_{dref} \quad i_{sqref} \quad i_{sdref}]^T \\ x &= [x_1 \quad x_2 \quad x_3 \quad x_4]^T = [\omega \quad \phi_d \quad i_{sq} \quad i_{sd}]^T \end{aligned}$$

Et sa dérivée par rapport au temps est,

$$\dot{\bar{x}} = \begin{bmatrix} \dot{\bar{x}}_1 \\ \dot{\bar{x}}_2 \\ \dot{\bar{x}}_3 \\ \dot{\bar{x}}_4 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \dot{\bar{x}}_{1ref} \\ \dot{\bar{x}}_{2ref} \\ \dot{\bar{x}}_{3ref} \\ \dot{\bar{x}}_{4ref} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} \dot{\bar{x}}_1 \\ \dot{\bar{x}}_2 \\ \dot{\bar{x}}_3 \\ \dot{\bar{x}}_4 \end{bmatrix} = \begin{cases} \dot{\bar{x}}_{1ref} - \frac{\mu}{J} \phi_d \cdot i_{sq} + \frac{C_r}{J} \\ \dot{\bar{x}}_{2ref} + \alpha \phi_d - \alpha M \cdot i_{sd} \\ \dot{\bar{x}}_{3ref} - f_q - \frac{1}{\sigma L_s} u_q - V_q \\ \dot{\bar{x}}_{4ref} - f_d - \frac{1}{\sigma L_s} u_d - V_d \end{cases} \quad (IV.15)$$

Qui devient en remplaçant l'expression de la commande et l'expression des termes V_d, V_q :

$$\dot{\bar{x}} = \begin{bmatrix} \dot{\bar{x}}_1 \\ \dot{\bar{x}}_2 \\ \dot{\bar{x}}_3 \\ \dot{\bar{x}}_4 \end{bmatrix} = \begin{cases} \dot{\bar{x}}_{1ref} - \frac{\mu}{J} \phi_d i_{sq} + \frac{C_r}{J} \\ \dot{\bar{x}}_{2ref} + \alpha \phi_d - \alpha M i_{sd} \\ \dot{\bar{x}}_{3ref} - f_q - \frac{1}{\sigma L_s} \left(\frac{\sigma L_s (k_3 (i_{sqref} - i_{sq}) + \dot{\bar{i}}_{sqref} - f_q)}{u_{qnom}} + u_{qad} \right) - \Gamma_q \cdot z \\ \dot{\bar{x}}_{4ref} - f_d - \frac{1}{\sigma L_s} \left(\frac{\sigma L_s (k_4 (i_{sdref} - i_{sd}) + \dot{\bar{i}}_{sdref} - f_d)}{u_{dnom}} + u_{dad} \right) - \Gamma_d \cdot z \end{cases} \quad (IV.16)$$

Après simplification on obtient,

$$\dot{\bar{x}} = \begin{bmatrix} \dot{\bar{x}}_1 \\ \dot{\bar{x}}_2 \\ \dot{\bar{x}}_3 \\ \dot{\bar{x}}_4 \end{bmatrix} = \begin{cases} \dot{\bar{x}}_{1ref} - \frac{\mu}{J} \phi_d i_{sq} + \frac{C_r}{J} \\ \dot{\bar{x}}_{2ref} + \alpha \phi_d - \alpha M i_{sd} \\ \dot{\bar{x}}_{3ref} - k_3 \bar{x}_3 - \dot{\bar{i}}_{sqref} - \frac{1}{\sigma L_s} u_{qad} - \Gamma_q \cdot z \\ \dot{\bar{x}}_{4ref} - k_4 \bar{x}_4 - \dot{\bar{i}}_{sdref} - \frac{1}{\sigma L_s} u_{dad} - \Gamma_d \cdot z \end{cases} \quad (IV.17)$$

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

$$\begin{aligned}
\dot{\bar{x}}_1 &= \bar{x}_{1ref} - \frac{\mu}{J} \phi_d \cdot i_{sq} + \frac{C_r}{J} \\
\dot{\bar{x}}_2 &= \bar{x}_{2ref} + \alpha \phi_d - \alpha M \cdot i_{sd} \\
\dot{\bar{x}}_3 &= -k_3 \bar{x}_3 - \frac{1}{\sigma L_s} u_{qad} - \Gamma_q \cdot z \\
\dot{\bar{x}}_4 &= -k_4 \bar{x}_4 - \frac{1}{\sigma L_s} u_{dad} - \Gamma_d \cdot z
\end{aligned} \tag{IV.18}$$

Dans la première équation on ajoute et on retranche $\frac{\mu}{J} \phi_d \cdot i_{sqref}$

Dans la deuxième on ajoute et on retranche $\alpha M \cdot i_{sdref}$

$$\begin{cases}
\dot{\bar{x}}_1 = -K_1 \cdot \bar{x}_1 + \frac{\mu}{J} \phi_d \cdot \bar{x}_3 \\
\dot{\bar{x}}_2 = -K_2 \cdot \bar{x}_2 + \alpha M \cdot \bar{x}_4 \\
\dot{\bar{x}}_3 = -k_3 \bar{x}_3 - \frac{1}{\sigma L_s} u_{qad} - \Gamma_q \cdot z \\
\dot{\bar{x}}_4 = -k_4 \bar{x}_4 - \frac{1}{\sigma L_s} u_{dad} - \Gamma_d \cdot z
\end{cases} \tag{IV.19}$$

Remarquons :

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

Ainsi, dans la suite, pour la détermination de u_{ad} on considère le système suivant :

$$\tilde{x} = \begin{bmatrix} \bar{x}_3 \\ \bar{x}_4 \end{bmatrix} \tag{IV.20}$$

Dont la dynamique se déduit facilement du système (IV.19)

$$\dot{\tilde{x}} = \begin{bmatrix} \dot{\bar{x}}_3 \\ \dot{\bar{x}}_4 \end{bmatrix} = \begin{cases} -k_3 \bar{x}_3 - \frac{1}{\sigma L_s} u_{qad} - \Gamma_q \cdot z \\ -k_4 \bar{x}_4 - \frac{1}{\sigma L_s} u_{dad} - \Gamma_d \cdot z \end{cases} \tag{IV.21}$$

On peut écrire alors ce qui suit :

$$\dot{\tilde{x}} = H(\tilde{x}) + \tilde{B} \cdot u_{ad} - \Gamma \cdot z \tag{IV.22}$$

Avec,

$$H(\tilde{x}) = \tilde{A} \cdot \tilde{x}, \quad \tilde{A} = \begin{bmatrix} -k_3 & 0 \\ 0 & -k_4 \end{bmatrix} \text{ et } \tilde{B} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{\sigma L_s} & 0 \\ 0 & -\frac{1}{\sigma L_s} \end{bmatrix}$$

IV.3.4 Commande robuste tolérante aux défauts par mode glissant

La commande par mode glissant en cascade (commande nominale) que nous avons calculée dans le chapitre II est robuste par rapport au couple de charge C_r et aux variations paramétriques $\Delta_i(x, \Delta a_i)$ mais cette commande comme celle par backstepping présente une insuffisance quant au rejet de l'effet des défauts exprimé dans la perturbation V . Le modèle de la MAS peut être formulé comme suit :

$$\begin{cases} \dot{\omega} = \frac{\mu}{J} \phi_d i_{sq} - \frac{C_r}{J} \\ \dot{\phi}_d = -\alpha \phi_d + \alpha M i_{sd} \\ \dot{i}_{sd} = f_{d1} + \frac{1}{\sigma L_s} u_d + V_d \\ \dot{i}_{sq} = f_{q1} + \frac{1}{\sigma L_s} u_q + V_q \end{cases} \quad (\text{IV.23})$$

Avec,

$$f_{d1} = -\eta i_{sd} + \omega_s \cdot i_{sq} + \alpha K \cdot \phi_d$$

$$f_{q1} = -\omega_s i_{sd} - \eta \cdot i_q - pK\omega \cdot \phi_d$$

IV.3.4.1 Commande augmentée

La nouvelle commande s'exprime alors par :

$$\begin{aligned} u &= u_{nom} + u_c + u_{ad} \\ u &= \begin{bmatrix} u_{dnom} \\ u_{qnom} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} u_{dad} \\ u_{qad} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} u_{dc} \\ u_{qc} \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (\text{IV.24})$$

Le terme u_c sert à compenser des termes connus, ce qui permet de donner une forme adéquate à la dynamique du système d'erreur, sur la base de laquelle on calcule le terme inconnu u_{ad} .

IV.3.4.2 Système d'erreurs

La différence instantanée entre l'état du système et la consigne s'exprime par (IV.14), et sa dérivée par rapport au temps est,

$$\dot{\bar{x}} = \begin{bmatrix} \dot{\bar{x}}_1 \\ \dot{\bar{x}}_2 \\ \dot{\bar{x}}_3 \\ \dot{\bar{x}}_4 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \dot{\bar{x}}_{1ref} \\ \dot{\bar{x}}_{2ref} \\ \dot{\bar{x}}_{3ref} \\ \dot{\bar{x}}_{4ref} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} \dot{\bar{x}}_1 \\ \dot{\bar{x}}_2 \\ \dot{\bar{x}}_3 \\ \dot{\bar{x}}_4 \end{bmatrix} = \begin{cases} \dot{\bar{x}}_{1ref} - \frac{\mu}{J} \phi_d \cdot i_{sq} + \frac{C_r}{J} \\ \dot{\bar{x}}_{2ref} + \alpha \phi_d - \alpha M \cdot i_{sd} \\ \dot{\bar{x}}_{3ref} - f_q - \frac{1}{\sigma L_s} u_q - V_q \\ \dot{\bar{x}}_{4ref} - f_d - \frac{1}{\sigma L_s} u_d - V_d \end{cases} \quad (\text{IV.25})$$

Qui devient en remplaçant l'expression de la commande et des termes représentant les défauts V_d, V_q :

$$\bar{\vec{x}} = \begin{bmatrix} \bar{x}_1 \\ \bar{x}_2 \\ \bar{x}_3 \\ \bar{x}_4 \end{bmatrix} = \begin{cases} \bar{x}_{1ref} - \frac{\mu}{J} \phi_d i_{sq} + \frac{C_r}{J} \\ \bar{x}_{2ref} + \alpha \phi_d - \alpha M i_{sd} \\ \bar{x}_{3ref} - f_{q1} - \frac{1}{\sigma L_s} (u_{qnom} + u_{qad} + u_{qc}) - \Gamma_q \cdot z \\ \bar{x}_{4ref} - f_{d1} - \frac{1}{\sigma L_s} (u_{dnom} + u_{dad} + u_{dc}) - \Gamma_d \cdot z \end{cases} \quad (IV.26)$$

Avec,

$$u_{dnom} = u_{deq} + u_{dn}$$

$$u_{qnom} = u_{qe} + u_{qn}$$

Dans la troisième équation on ajoute et on retranche $\eta \cdot i_{sqref}$

Dans la quatrième on ajoute et on retranche $\eta \cdot i_{sdref}$

On choisit,

$$u_{qc} = \sigma L_s [i_{sqref} + \omega_s i_{sd} + \eta \cdot i_{sq} + pK\omega \cdot \phi_d] + u_{qnom}$$

$$u_{dc} = \sigma L_s [i_{sdref} + \eta i_{sd} - \omega_s \cdot i_{sq} - \alpha K \cdot \phi_d] + u_{dnom}$$

On arrive à une formulation semblable à (IV.21),

$$\bar{\vec{x}} = \begin{bmatrix} \bar{x}_3 \\ \bar{x}_4 \end{bmatrix} = \begin{cases} -\eta \cdot \bar{x}_3 - \frac{1}{\sigma L_s} u_{qad} - \Gamma_q \cdot z \\ -\eta \cdot \bar{x}_4 - \frac{1}{\sigma L_s} u_{dad} - \Gamma_d \cdot z \end{cases}$$

On peut écrire alors ce qui suit (IV.22) :

$$\bar{\vec{x}} = H(\tilde{x}) + \tilde{B} \cdot u_{ad} - \Gamma \cdot z$$

Avec,

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

Remarque : avec les deux méthodes, on aboutit à la même forme du système d'erreurs.

IV.4 Modèle interne et commande additive

Dans cette section, nous introduisons le modèle interne qui va être utilisé par le régulateur final. Ce dernier sert à reproduire asymptotiquement les variations du terme inconnu V qui montre l'effet des défauts dans notre cas. La conception de ce modèle interne est faite selon la procédure décrite dans la référence (*Canonical Internal Model*). Nous déterminons également l'expression du terme additif de la commande u_{ad} [13].

IV.4.1 Modèle interne

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

$$M \cdot S - F \cdot M = G \cdot \Gamma \quad (\text{IV.27})$$

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

$$\begin{cases} \dim(F) = 2n_f \times 2n_f \\ \dim(G) = 2n_f \times 2 \end{cases} \quad (\text{IV.28})$$

M est l'unique solution de l'équation (IV.27) et elle est non singulière. Le modèle interne prend alors la forme suivante [14] :

$$\dot{\xi} = S \cdot \xi + N(\tilde{x}) \quad (\text{IV.29})$$

Avec,

$$\dim(\xi) = \dim(z) = 2n_f \quad (\text{IV.30})$$

IV.4.2 Calcul de la commande u_{ad}

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

$$\dot{\chi} = M \cdot (\dot{\xi} - \dot{z}) - G \cdot \dot{\tilde{x}} \quad (\text{IV.31})$$

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

Ou encore

$$\begin{aligned} \dot{\chi} &= M \cdot S \cdot \xi - M \cdot S \cdot z + M \cdot N(\tilde{x}) - G \cdot [H(\tilde{x}) + \tilde{B} \cdot u_{ad} - \Gamma \cdot z] \\ \dot{\chi} &= M \cdot S \cdot (\xi - z) + M \cdot N(\tilde{x}) - G \cdot H(\tilde{x}) - G \cdot \tilde{B} \cdot u_{ad} + G \cdot \Gamma \cdot z \end{aligned} \quad (\text{IV.33})$$

On choisit alors u_{ad} de la forme :

$$u_{ad} = \tilde{B}^{-1} \cdot \Gamma \cdot \xi \quad (\text{IV.34})$$

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

$$\begin{aligned} \dot{\chi} &= M \cdot S \cdot (\xi - z) + M \cdot N(\tilde{x}) - G \cdot H(\tilde{x}) - G \cdot \Gamma \cdot \xi + G \cdot \Gamma \cdot z \\ \dot{\chi} &= M \cdot S \cdot (\xi - z) + M \cdot N(\tilde{x}) - G \cdot H(\tilde{x}) - G \cdot \Gamma \cdot (\xi - z) \\ \dot{\chi} &= [M \cdot S - G \cdot \Gamma] \cdot (\xi - z) + M \cdot N(\tilde{x}) - G \cdot H(\tilde{x}) \end{aligned} \quad (\text{IV.35})$$

Or d'après l'équation de Sylvester (IV.27)

$$[M \cdot S - G \cdot \Gamma] = F \cdot M \quad (\text{IV.36})$$

Ainsi (IV.35) devient

$$\dot{\chi} = F \cdot M \cdot (\xi - z) + M \cdot N(\tilde{x}) - G \cdot H(\tilde{x}) \quad (\text{IV.37})$$

Qui s'écrit en introduisant le terme χ ,

$$\dot{\chi} = F \cdot \chi + F \cdot G \cdot \tilde{x} + M \cdot N(\tilde{x}) - G \cdot H(\tilde{x}) \quad (\text{IV.38})$$

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

$$N(\tilde{x}) = M^{-1} [G \cdot H(\tilde{x}) - F \cdot G \cdot \tilde{x}] \quad (\text{IV.39})$$

On obtient

$$\dot{\chi} = F \cdot \chi \quad (\text{IV.40})$$

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

En tenant compte de l'expression de u_{ad} (IV.34), et des équations (IV.21), (IV.22), on peut écrire :

$$\begin{aligned} \dot{\tilde{x}} &= H(\tilde{x}) + \Gamma \cdot (\xi - z) \\ \dot{\tilde{x}} &= \tilde{A} \cdot \tilde{x} + \Gamma \cdot (\xi - z) \end{aligned} \quad (\text{IV.41})$$

Et d'après (IV.31)

$$(\xi - z) = M^{-1} \cdot [\chi + G \cdot \tilde{x}] \quad (\text{IV.42})$$

Et (IV.41) devient

$$\begin{aligned} \dot{\tilde{x}} &= \tilde{A} \cdot \tilde{x} + \Gamma \cdot M^{-1} \cdot [\chi + G \cdot \tilde{x}] \\ \dot{\tilde{x}} &= (\tilde{A} + \Gamma \cdot M^{-1} \cdot G) \cdot \tilde{x} + \Gamma \cdot M^{-1} \cdot \chi \end{aligned} \quad (\text{IV.43})$$

La variable χ tend vers zéro lorsque le terme t tend vers l'infini d'après (IV.40) et la matrice \tilde{A} donnée par (IV.22) est stable par construction car elle est constituée des gains de réglage. On choisit alors ces gains de manière à avoir la matrice dynamique $(\tilde{A} + \Gamma \cdot M^{-1} \cdot G)$ du système (IV.43) toujours stable ce qui assure la convergence de \tilde{x} vers zéro.

Nous aurons donc d'après (IV.20) :

$$[\tilde{x} \rightarrow 0 \Leftrightarrow (\bar{x}_3 \rightarrow 0 \text{ et } \bar{x}_4 \rightarrow 0)] \Rightarrow (\bar{x}_1 \rightarrow 0 \text{ et } \bar{x}_2 \rightarrow 0) \quad (\text{IV.44})$$

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

D'autre part, de (IV.40) et (IV.44) il découle directement que,

$$(\xi - z) = M^{-1} \cdot [\chi + G \cdot \tilde{x}] \rightarrow 0 \quad (\text{IV.45})$$

Autrement dit, l'état du modèle interne reproduit exactement l'état inconnu à priori du système exogène simulant les défauts. Nous avons donc une idée claire sur la nature des défauts et leur sévérité. C'est l'aspect *FDI* de cette commande.

IV.5 Deuxième méthode

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

IV.5.1 Modèle interne

On garde la même forme du modèle interne et on suppose toujours vérifiée l'hypothèse sur ω_i . Celui-ci est donné par (IV.29),

$$\bar{\xi} = S \cdot \xi + N(\tilde{x})$$

IV.5.2 Calcul de la commande additive

On considère le système (IV.22) $\dot{\bar{x}} = H(\tilde{x}) + \tilde{B} \cdot u_{ad} - \Gamma \cdot z$ avec le même choix de la forme de la commande additive $u_{ad} = \tilde{B}^{-1} \cdot \Gamma \cdot \xi$ ce qui revient à écrire :

$$\begin{aligned} \dot{\bar{x}} &= H(\tilde{x}) + \Gamma \cdot (\xi - z) \\ \dot{\bar{x}} &= \tilde{A}(\tilde{x}) + \Gamma \cdot e \end{aligned} \quad (IV.46)$$

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

$$\begin{aligned} \dot{\bar{d}} &= \dot{\bar{\xi}} - \dot{\bar{x}} = S \cdot \xi + N(\tilde{x}) - S \cdot z \\ \dot{\bar{d}} &= S \cdot e + N(\tilde{x}) \end{aligned} \quad (IV.47)$$

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

$$\begin{cases} \dot{\bar{x}} = \tilde{A} \cdot \tilde{x} + \Gamma \cdot e \\ \dot{\bar{d}} = S \cdot e + N(\tilde{x}) \end{cases} \quad (IV.48)$$

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

Soit la fonction de Lyapunov du système (IV.48)

$$V = \frac{1}{2} \tilde{x}^T \cdot \tilde{x} + \frac{1}{2} e^T \cdot e \quad (IV.49)$$

Sa dérivée par rapport au temps est :

$$\begin{aligned} \dot{V} &= \tilde{x}^T \cdot \dot{\bar{x}} + e^T \cdot \dot{\bar{d}} = \tilde{x}^T \cdot [\tilde{A} \cdot \tilde{x} + \Gamma \cdot e] + e^T [S \cdot e + N(\tilde{x})] \\ \dot{V} &= \tilde{x}^T \cdot \tilde{A} \cdot \tilde{x} + e^T \cdot S \cdot e + \tilde{x}^T \cdot \Gamma \cdot e + e^T \cdot N(\tilde{x}) \end{aligned} \quad (IV.50)$$

- ♣ Le terme $e^T \cdot S \cdot e$ est nul car la matrice S est antisymétrique par construction.
- ♣ Le terme $\tilde{x}^T \cdot \tilde{A} \cdot \tilde{x}$ vérifie $\tilde{x}^T \cdot \tilde{A} \cdot \tilde{x} \leq 0$ car \tilde{A} est définie négative.
- ♣ Le terme $\tilde{x}^T \cdot \Gamma \cdot e$ est un scalaire qui est égal à son transposé :

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

Et nous exprimons à nouveau \dot{V}

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

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

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

Enfin, la dérivée de la fonction de Lyapunov est négative

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

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

Et le système (IV.48) devient :

$$\begin{cases} \Gamma \cdot e = 0 \\ \dot{e} = S \cdot e \end{cases} \quad (\text{IV.55})$$

Il en découle immédiatement $e \rightarrow 0$

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

IV.6 Résultats de simulation de la commande FTC

Démarrage à vide, à 0.5 sec application de la charge nominale. Puis, à t=0.7 sec apparition de deux défauts un au stator et l'autre au rotor générant trois harmoniques de phases $\pi/4$, de fréquences 50,80 et 20 Hz et amplitudes 15, 20 et 20 respectivement.

a. 1^{ème} méthode FTC par backstepping

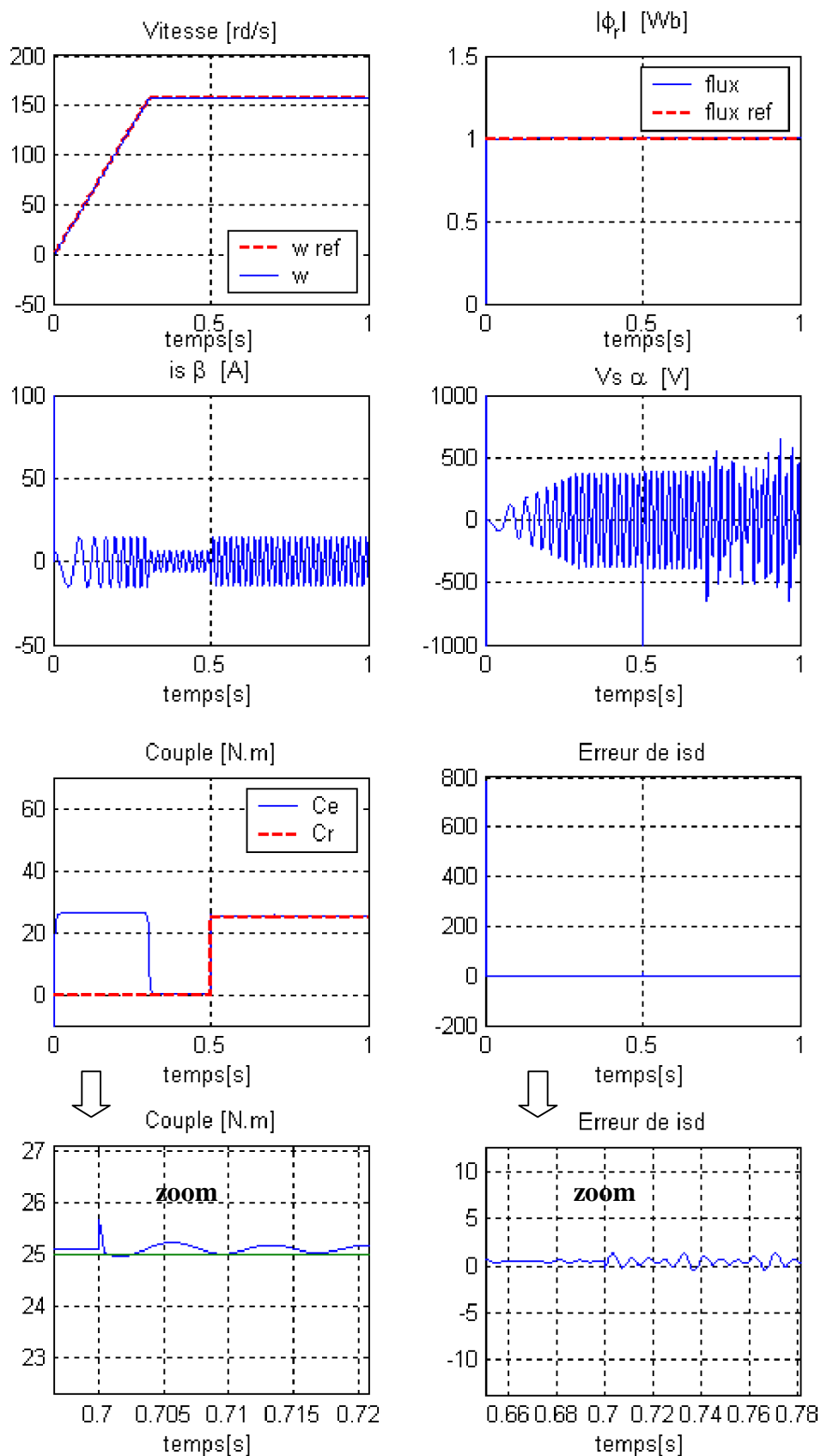


Fig. IV.2 Résultats de simulation de la 1^{ème} méthode FTC par backstepping

b. 2^{ème} méthode FTC par backstepping

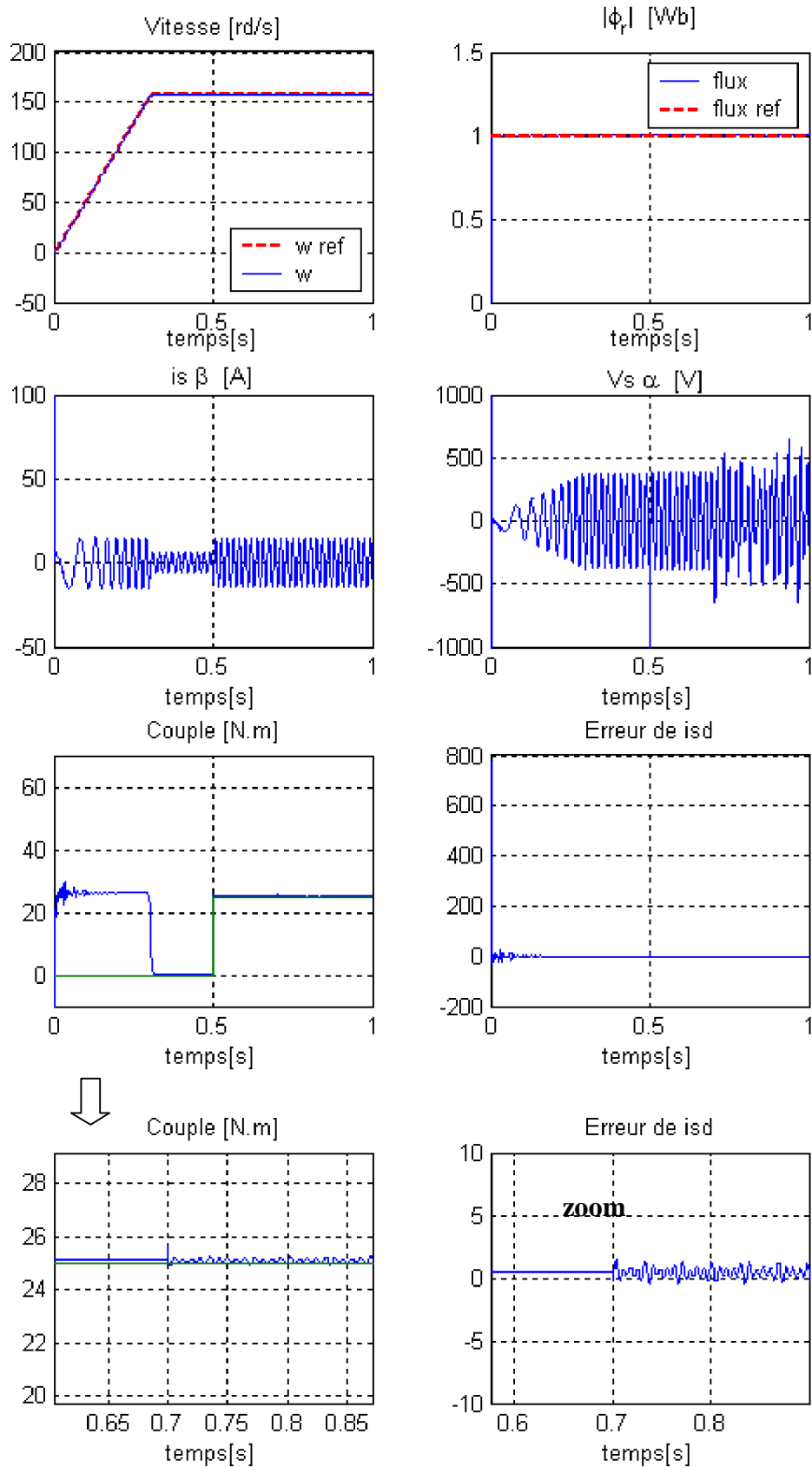


Fig. IV.3 Résultats de simulation de la 2^{ème} méthode FTC par backstepping

c. 1^{ère} méthode FTC par mode glissant

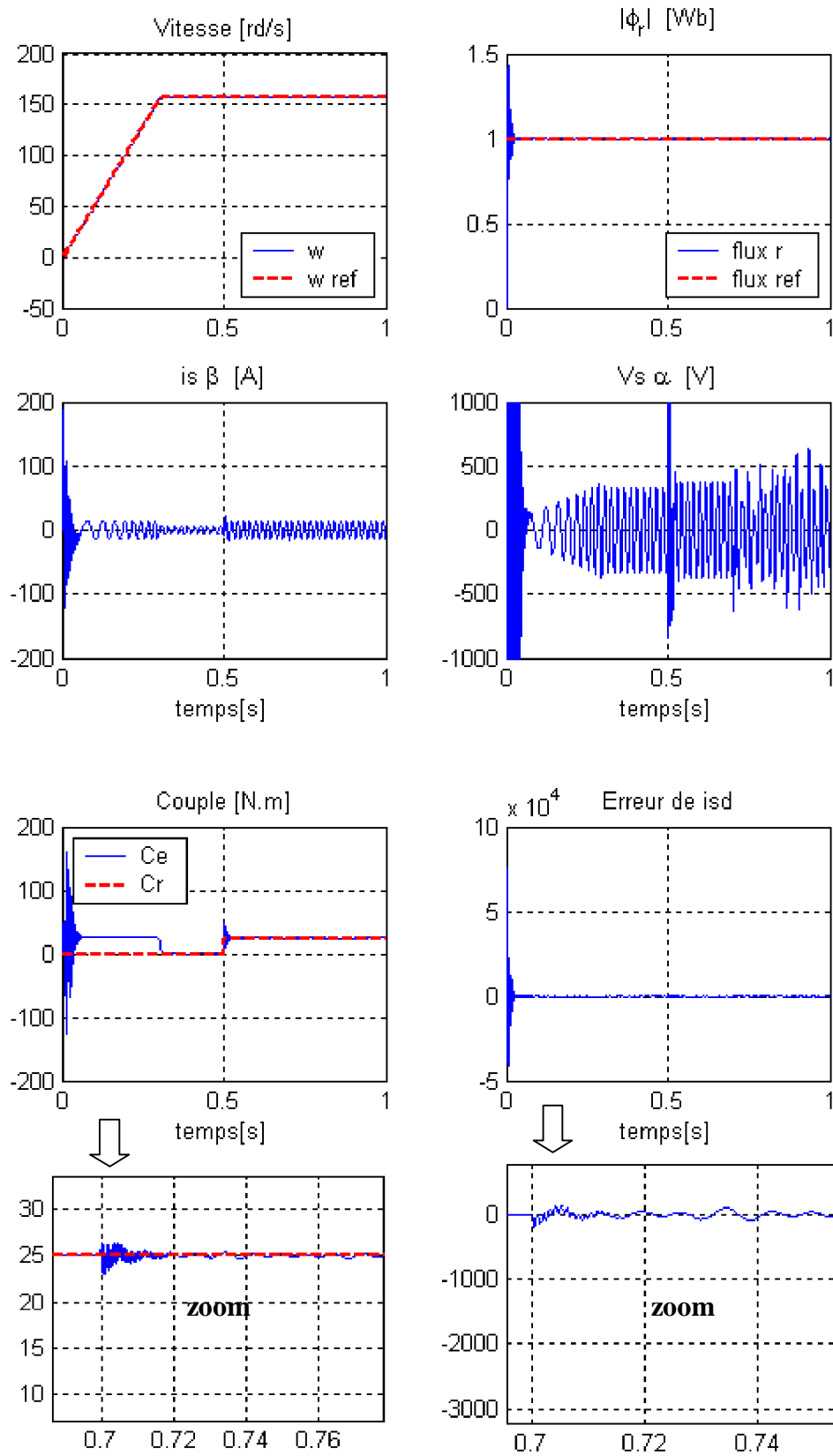


Fig. IV.4 Résultats de simulation de la 1^{ère} méthode FTC par mode glissant en cascade

d. 2^{ème} méthode FTC par mode glissant

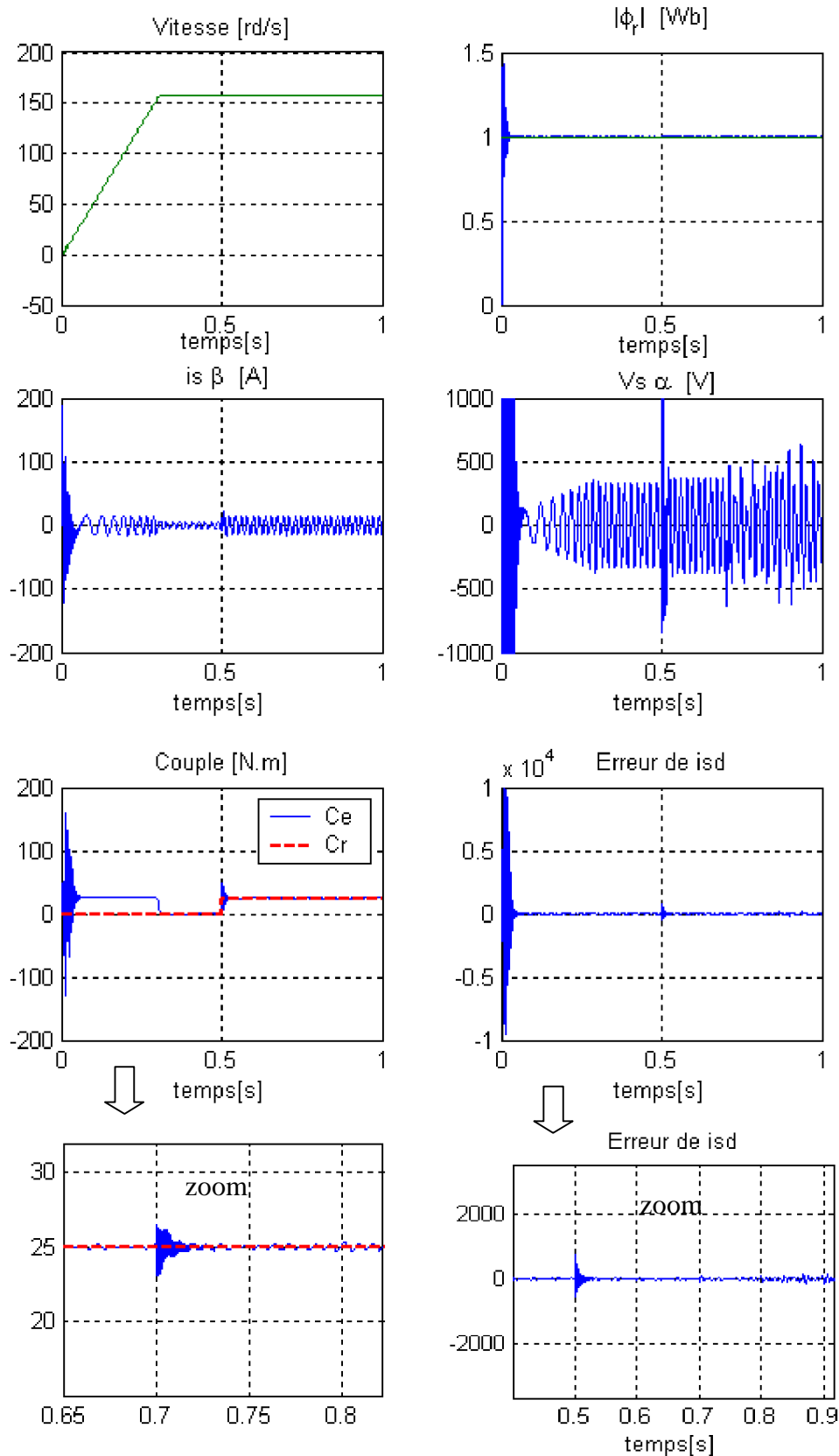


Fig. IV.5 Résultats de simulation de la 2^{ème} méthode FTC par mode glissant en cascade.

IV.7 Conclusion

Dans ce chapitre, l'objectif était de voir l'apport de la commande tolérante aux défauts à la compensation des effets des défauts sur les performances de la *MAS*. Deux approches basées sur le modèle interne associées à la commande nominale ont été étudiées et simulées.

La première repose sur la résolution d'une équation de Sylvester qui est à l'origine de ses inconvénients.

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

Conclusion générale

La modélisation est un passage obligatoire pour concevoir des systèmes de commande performants et adaptés aux variateurs de vitesse, elle nous permet de simuler la machine et d'en déduire les lois de commande en manipulant les équations décrivant le comportement de la machine.

Afin de représenter le comportement de la machine asynchrone lors d'un fonctionnement normal (sans défauts) et dégradé (avec défauts), nous avons donné une représentation mathématique de la machine asynchrone dans le plan biphasé (modèle de Park), nous avons commencé par un modèle simple où on a supposé un cas idéal (sans variation paramétrique). Ainsi, et afin de se rapprocher de la réalité, on a introduit des variations paramétriques, et également les effets des défauts pouvant surgir en supposant que ces défauts peuvent être modélisés (donc connus).

Deux commandes robustes ont été étudiées et simulées. La première basée sur technique de mode glissant tout en garantissant la robustesse par la commande discontinue u_n . Afin de remédier au problème des broutements (chattering), la fonction *sign* est remplacée par une fonction continue *smooth*. La deuxième combine la technique de Lyapunov et la procédure récursive, donc, elle est robuste par nature.

Pour ces stratégies de commande, nous avons obtenu des résultats intéressants à savoir :

- Poursuite de la consigne parfaite.
- Erreur statique pratiquement nulle en régime permanent.
- Rejet de la perturbation.
- Insensibilité aux variations paramétriques de la machine asynchrone.

Cependant, elles restent sensibles aux défauts.

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

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

Pour assurer la continuité de fonctionnement même en présence des défauts, durant la période d'apparition des défauts composant, deux objectifs ont été assurés dans notre travail. Le premier objectif est la non perte du contrôle du moteur, le deuxième est compenser l'effet des défauts sans trop perturber le système. Donc l'idée réalisée est basée sur l'étude d'un problème de continuité de service qui rime avec le concept de la robustesse d'un système de commande.

Ceci nous a conduit à utiliser la technique qui suppose que les défauts se manifestent par des harmoniques qu'on peut modéliser par un système externe stable et autonome. Cette hypothèse convient bien aux machines électriques en observant les harmoniques qu'elles génèrent au niveau des enroulements statoriques. La seconde hypothèse que nous avons

supposée, est la connaissance parfaite des fréquences des harmoniques générées par les défauts en question.

Dans ce but, deux approches basées sur le modèle interne associées à la commande nominale ont été étudiées et simulées. La première repose sur la résolution d'une équation de Sylvester qui est à l'origine de ses inconvénients. La deuxième approche de calcul du modèle interne exploitant les caractéristiques des différentes matrices intervenant dans le problème, et qui élimine les inconvénients de la première approche et présente de meilleures performances pour les mêmes hypothèses.

Nous avons constaté les améliorations qu'apporte la commande *FTC*, notamment en terme de réduction des harmoniques de couple et les fluctuations dans les courants statoriques. Les résultats obtenus montrent une nette amélioration des performances de la MAS même en présence des défauts au stator ou au rotor.

Comme perspective, la suite logique de ce travail est :

- Implantation expérimentale sur DSP. Ceci permettra notamment la validation des commandes simulées.
- Utilisation des analyses fréquentielles des signatures des courants statoriques afin de prévoir les fréquences des défauts surgissant au niveau de la MAS.

Annexe

Paramètres de la MAS utilisée [7] :

Symboles	Description	Valeurs	Unités
R_s	Résistance statorique	1.2	Ω
R_r	Résistance rotorique	1.8	Ω
L_s	Inductance statorique	0.1564	H
L_r	Inductance rotorique	0.1564	H
J	Inertie du moteur	0.024	KG.m ²
M	Inductance mutuelle	0.15	H
f	Coefficient de frottement	0	N.m/rad/sec
P	Nombre de paires de pôles	2	
P_n	Puissance nominale	4	KW
W_n	Vitesse nominale	150	rad/sec
C_{en}	Couple nominale	25	N.m

Références

- [1] Astrom K., Albertos P., Blanke M., Isidori A., Schaufelberger W., Sanz R., **2000**. Control of Complex Systems. Springer Verlag.
 - [2] Blanke M., Kinnaert M., Lunze M. and Staroswiecki M. **2003**. Diagnosis and fault tolerant control. Springer, New York.
 - [3] Zhang Y., Jiang J., **2003**. Bibliographical review on reconfigurable fault tolerant control system. In: Proceedings of the 5th Symposium on Fault Detection, Supervision and Safety for Technical Processes (SAFEPROCESS'2003). Washington D.C., USA, pp. 265-276.
 - [4] 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, J. of Guidance, Control, and Dynamics, 12(3):325-333.
 - [5] Yang G.H., Wang J.L., Soh Y.C., **2001**. Reliable H_∞ controller design for linear systems. Automatica, Vol.37, pp. 717-725.
 - [6] Niemann H., Stoustrup J., **2005**. Passive fault tolerant control of a double inverted pendulum - a case study. Control Engineering Practice 13 (2005) 1047-1059.
 - [7] A. Makouf, **2003**. Commande robuste d'un variateur de vitesse pour la machine asynchrone, Thèse de doctorat, université de Batna.
 - [8] J.P Caron, J.P. Hautier, **1995**. Modélisation et commande de la machine asynchrone. Edition Technip, Paris.
 - [9] J. Penman, H. G. Sedding, B. A. Lloyf, W. T. Fink, **1994**. Detection and location of interturns short circuits in the stator windings of operating motors. IEEE Trans. Energy Conversion, vol.9, n°4.
 - [10] P. Vas., **1993**. Parameter estimation, condition monitoring and diagnostic of electrical machines. Clarendon Press, Oxford.
 - [11] Zanardelli. W.G..**2005**. Methods to identify intermittent Electrical and Mechanical Faults in Permanent Magnet AC drives Based on Time-Frequency Analysis. Ph.D thesis, Michigan State University.
 - [12] W. T. Thomson, M. Fenger,**2001**. Current signature analysis to detect induction motor faults. IEEE Industry Application Magazine.
 - [13] Andrea Paoli, **2003**. Fault Detection and Fault Tolerant Control for Distributed Systems. A general framework, Ph.D. Thesis University of Bologna.
 - [14] Paoli, A., L., Bonivento, C., A fault-tolerant strategy for induction Motors. 40th IEEE Conference on decision and control, USA
 - [15] C. Bonivento, A. Isidori, L. Marconi, and A. Paoli, **2004**. Implicit fault tolerant control: Application to induction motors. Automatica, 40(3):355–371.
 - [16] H. Buhler, **1986**. Réglage par mode de glissement, Presses Polytechniques Romandes, Lausanne, Suisse,
 - [17] Krstic, M., Kanellakopoulos, I., Kokotovic, P., **1995**. Nonlinear and Adaptive control design, wiley Inter-science Publication.
 - [18] Utkin, V. **1993**. Sliding mode control design principles and applications to electric drives. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 40, 26-36.
 - [19] Slotine, J. J., and Li, W. **1991**. Applied nonlinear control. Englewood Cliffs, N: Prentice Hall. New York.
 - [20] M.S. Nait-Said, A. Makouf, S. Chaouch and L. Cherifi, **2008**. Backstepping Control based on Lyapunov Theory for Sensorless Induction Motor with Sliding Mode Observer, ARISER Vol. 4 No.1 (2008) 19-27.
 - [21] Wu, N. E. **2001**. Reliability of fault tolerant control systems. Part I and II. In : Proc. of the 40th IEEE Conf. on Decision and Control, Orlando, USA. pp. 1460–1471.
 - [22] Mickaël Rodrigues, **2005**. Diagnostic et commande active tolérante aux défauts appliqués aux systèmes décrits par des multi-modèles linéaires, Thèse de doctorat, université Henri Poincaré, Nancy 1.
 - [23] Kanev, S., **2004**. Robuste Fault-Tolerant Control. Phd Thesis, University of Twente, The Netherlands.
 - [24] Rosario T. **2005**. Commande et diagnostic des systèmes dynamiques : modélisation, analyse, commande par PID et par retour d'état, diagnostic, édition Ellipses.
 - [25] Yen G. & Ho L.W., **2003**. Online Multiple-Model-Based Fault Diagnosis and Accommodation. IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol 50, no 2.
 - [26] Jerome C., **2007**. Analyse et synthèse d'une architecture coopérative pour la commande tolérante aux défauts application à un système aéronautique, Thèse de doctorat, université Bordeaux I.
-