



UNIVERSITE DE M'SILA
FACULTE DE TECHNOLOGIE
DEPARTEMENT DE GENIE ELECTRIQUE

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

SPECIALITE :
Ingénierie des Systèmes Electromécaniques

THEME

**Commande tolérante de la machine asynchrone en tenant compte
des défauts**

Proposé et dirigé par :

-Dr. KHODJA Djalal Eddine

Présenté par :

-DJAFAR Djamel Eddine

Année Universitaire : 2011 / 2012

N⁰ d'ordre : 033

Dédicace

Avant tous, je remercie ALLAH le tout puissant de m'avoir donné le courage et la patience pour réaliser ce travail malgré toutes les difficultés rencontrées.

Je dédie ce modeste travail
A mes très chers parents, que dieu les garde et les protège
pour leurs soutien moral et financier, pour leurs
encouragements et les sacrifices qu'ils ont endurés.

À mes grandes mères
A mes frères

A toute ma famille de près ou de loin
Aux chers frères, amis

A tous les amis d'études surtout ceux d'électromécanique
Promotion 2012

DIAFAR DJAMEL EDDINE

Sommaire

INTRODUCTION GENERALE	1
Chapitre I Etat de l'art sur la commande tolérante aux défauts	3
I.1 Introduction	3
I.2 Construction du moteur asynchrone à cage.....	3
I.2.1 Le stator	3
I.2.2 Le rotor	4
I.3 Définitions et concepts	5
I.3.1 Défauts	5
I.3.2 Panne ou défaillance.....	5
I.3.3 Dysfonctionnement.....	5
I.3.4 Sûreté de fonctionnement	5
I.4 Présentation des différentes défaillances du moteur asynchrone à cage d'écurueil	6
I.4.1 cause des défauts.....	6
I.4.2 L'étude statistique des défauts	6
I.4.3 Défaillances au rotor	6
I.4.3.1 Rupture de barres dans les machines asynchrones.....	7
I.4.3.2 Rupture d'une portion d'anneau.....	7
I.4.3.3 Excentricité statique et dynamique.....	7
I.4.4 Défaillances au stator.....	7
I.4.4.1 Défauts d'isolant dans un enroulement.....	8
I.4.4.2 Court-circuit entre spires	8
I.4.4.3 Court-circuit entre phases.....	8
I.4.4.4 Court-circuit phase/bâti.....	9
I.4.4.5 Défaillances des roulements à billes	9
I.5 Position du problème à résoudre.....	9
I.6 Systèmes tolérants aux défauts.....	9
I.6.1 Classification des approches de la commande tolérante	9
I.6.1.1 Approches passives de la commande FTC.....	11
I.6.1.2 Méthodes FTC actives.....	11
I.7 Conclusion.....	15
chapitre II modélisation de la machine asynchrone en vue d'étudier les défauts statoriques	16
II.1 Introduction	16
II.2.1 Hypothèse simplificatrices.....	16
II.2.2 Modèle triphasé équivalent d'une machine asynchrone.....	17
II.2.2.1 Définitions de la matrice de transformation	19
II.2.2.2 Transformation des équations du modèle triphasé.....	19

II.2.2.3 Equations électromagnétique et mécaniques	22
II.3 Simulation de la machine asynchrone dans le régime normal	22
II.3.1 Mise en équation d'état.....	22
II.3.2 Montage de simulation	23
II.3.3 Résultats de simulation	24
II.3.4 Interprétations des résultats	26
II.4 Modélisation de la machine en régime anormal	26
II.4.1 Equations mécaniques et électromagnétique	28
II.4.2 Simulation de la machine asynchrone dans les régimes anormaux de fonctionnement	28
II.4.3 Interprétations des résultats	32
II.5 Conclusion	32
Chapitre III La commande par Backstepping de la machine asynchrone.....	33
III.1 Introduction	33
III.2 Modélisation de la machine à induction	33
III.2.1 Hypothèses simplificatrices.....	33
III.2.2 Modélisation triphasée de la machine.	34
III.2.3 Equations électriques.....	34
III.2.4 Equations magnétiques.....	35
III.2.5 Transformation de Park appliquée a la machine asynchrone triphasée.....	36
III.2.5.1 principe de la transformation de Park.....	36
III.2.5.2 Equations électriques et magnétiques dans le repère biphasé	38
III.2.6 Choix du référentiel.....	39
III.2.6.1 Définitions des différents référentiels	39
III.2.7 Equation du couple électromagnétique mécanique.....	39
III.2.8 Mise en équation d'état	40
III.3 Commande par Backstepping de la machine asynchrone	41
III.3.1 Principe de la commande par backstepping	41
III.3.2 Méthodes de Lyapunov	42
III.3.2.1 Première méthode de Lyapunov	42
III.3.2.2 Deuxième méthode de Lyapunov	42
III.3.3 Méthode générale de synthèse récursive par backstepping	42
III.4 Structure générale de la commande par backstepping.....	45
III.5 Application du Backstepping à la commande de la MAS	46
III.5.1 Etape 1	48
III.5.2 Etape 2.....	49
III.6 simulation	50

III.6.1 Simulation pour l'application de la commande sur la machine (modèle biphasé).....	50
III.6.2 Simulation pour l'application de la commande sur la machine (modèle triphasé).....	51
III.6.3 Interprétations des résultats	57
III.7 Conclusion.....	57
Chapitre IV commande tolérante aux défauts	58
IV.1 Introduction.....	58
IV.2 objectifs de la commande tolérante aux défauts	58
IV.3 principe de la technique.....	59
IV.4 Modèle interne et commande additive	60
IV.4.1 Objectif de la technique.....	60
IV.4.2 Modèle interne	60
IV.4.3 Calcul de la commande U_{ad}	61
IV.4.4 Désavantage de cette approche.....	63
IV.5 Deuxième méthode	63
IV.5.1 Calcul de la commande additive.....	63
IV.5.2 Modèle interne	63
IV.5.3 Résultats de simulation de la commande FTC.....	65
IV.5.4 Interprétations des résultats	69
IV.6 Conclusion	69
Conclusion générale	70
ANNEXE	72
BIBLIOGRAPHIE	15

Les nomenclatures

a, b, c	Indice correspondent aux trois phases a, b, c
C_e	Couple électromagnétique
C_r	Couple résistant
f	Coefficient de frottement
g	Glissement
I_A Et I_B	Courants des phases (A, B) du moteur
i_{sa}, i_{sb}, i_{sc}	Courants statoriques
i_{ra}, i_{rb}, i_{rc}	Courants rotoriques
J	Moment d'inerties
$[L_{ss}]$	Matrice des inductances statorique.
$[L_{rr}]$	Matrice des inductances rotorique.
$\Phi_{ra}, \Phi_{rb}, \Phi_{rc}$	Les flux rotoriques
$\Phi_{sa}, \Phi_{sb}, \Phi_{sc}$	Les flux statorique.
Φ_d	Flux rotorique référence.
f_{sa}, f_{sb}, f_{sc}	Les coefficients de court-circuit
N_s	Nombre de spires statoriques par phase.
N_{cc}	Nombres de spires en court-circuit.
	Fréquence d'alimentation
B_s	Induction magnétique crée dans l'entrefer par le courant statorique
L_{sf}	Inductance de fuite statorique
L_{rf}	Inductance de fuite rotorique
I_a, I_b, I_c	Courants des phases statorique
V_{sa}, V_{sb}, V_{sc}	Tensions d'alimentation des phases statoriques.
V_{ra}, V_{rb}, V_{rc}	Tensions d'alimentation des phases rotoriques.
V_{sq}, V_{sd}	Loi de commande
R_s, l_s	Résistance et inductance propre d'une phase statorique.
R_r, l_r	Résistance et inductance propre d'une phase rotorique.
d, q	Indices pour les composantes de PARK directe et quadrature, respectivement
S	Vitesse de rotation mécanique
p	Nombre de paires de pôles.
\dagger	Coefficient de dispersion
M_{sr}	Inductances mutuelle entre une phase de stator et une phase de rotor.
M_s	Inductance mutuelle entre deux phases statoriques.
M_r	Inductance mutuelle entre deux phases rotoriques.
M_0	Maximum de l'inductance mutuelle entre une phase statorique et une phase rotorique.
i_{sdref}, i_{sqref}	Courant de référence.
$M_{1,2,3}$	L'inductance mutuelle instantanées entre une phase statorique et une phase rotorique.
$[P(\sigma_a)]$	Matrice de transformation de PARK.

s, r	Indices stator et rotor respectivement.
T_r	Constante de temps rotorique.
T_s	Constante de temps statorique.
u_c	Terme de compensation.
u_{ad}	Terme aditif.
u_{nom}	Commande nominale.
(u, v)	Axes fixes par rapport au champ tournant.
(r, s)	Axes fixes au stator.
\check{S}_a	Vitesse angulaire de rotation du système d'axes biphasé par rapport aux systèmes d'axes triphasé.
\check{S}_r	vitesse électrique de rotation du rotor par rapport stator.
\check{S}_{ref}	Vitesse électrique de référence.
"	Angle électrique.
" $_a$	Représente l'angle instantané entre la phase de l'axe S_a et l'axe d
" $_s$	Déphasage de l'axe direct par rapport au stator
Ω	Vitesse mécanique.
V_1	Erreur entre la vitesse électrique réelle et la vitesse de référence.
V_2	Erreur entre le module de flux rotorique et celui de référence.
V_3, V_4	Erreur entre les grandeurs réelles des courants et ces références.

II. Abréviations

MAS	machine asynchrone.
FTC	commande tolérante aux défauts.
FDD	détection et diagnostic des défauts.
FDI	détection et isolation des défauts.

INTRODUCTION GENERALE

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

Le moteur asynchrone ou moteur à induction est actuellement le moteur électrique dont l'usage est le plus répandu dans l'industrie. Son principal avantage réside dans l'absence de contacts électrique glissants, ce qui conduit à une structure simple et robuste à construire.

Vu sa grande solidité et son faible coût, le moteur asynchrone à cage reste l'élément réusit de la plupart des équipements industriels. Il est en effet, omniprésent dans les secteurs de pointes comme l'aéronautique, le nucléaire, la chimie,.... Malgré toutes ces aptitudes, un certains nombre de contraintes de différentes natures (thermiques, électriques, mécaniques et d'environnement) peuvent restreindre la durée de vie de celui-ci, en faisant apparaître des défauts dans le stator et le rotor, Ces défauts provoquent des pertes économiques considérables, il est donc primordial de mettre en œuvre des systèmes de surveillance afin d'éviter les arrêts inattendus, il est nécessaire d'associer au diagnostic une loi de commande tolérante aux défauts.

Un système de commande tolérant aux défauts classique permet de traiter des défauts imprévus mais nécessite une technique de détection et d'isolation de défauts (FDI) et une méthode de reconfiguration de la loi de commande afin de compenser les effets des défauts et de respecter les contraintes de performances. Il est intéressant que, la phase de reconfiguration soit décalée par rapport à la phase de détection et d'isolation. Ce qui nécessite souvent la restructuration du régulateur. Pour cela les solutions proposées sont couteuses en hardware et software [2].

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.

[3]

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

Le premier chapitre présente les notions générales sur les machines asynchrones, et présente les différents types de défaillances qui peuvent survenir sur les machines asynchrones à cage. Et présentera un état de l'art des principales commandes tolérantes aux défauts pour amener et justifier les choix et les orientations de ce mémoire. Il est question donc de rappeler les différentes notions théoriques, définitions et concepts relatifs à ce domaine.

Chaque méthode de commande tolérante aux défauts fait l'objet d'une discussion avec ses avantages et ses inconvénients.

Le deuxième chapitre, est consacrée à la modélisation triphasée de la machine asynchrone, une transformation mathématique est proposée et appliquée sur les équations du modèle triphasé équivalent de la machine, les modèles de comportement des machines asynchrones sont utilisés pour l'analyse de leur fonctionnement en présence des défauts statoriques (court-circuit entre spires d'une phase,.....) et à la recherche des signatures pertinentes des défauts considérés.

Le troisième chapitre sera consacré, en premier lieu, à la modélisation de la MAS donnée en modèle d'état, de la machine. Cette modélisation a pour objectif d'aboutir à un modèle adapté à la commande. Ensuite, il sera consacré à la présentation théorique de la technique du Backstepping Ensuite, il sera présenté l'application de cette commande à la machine asynchrone. Des résultats de simulation seront présentés en fin du chapitre illustrant la robustesse de la technique de commande et cela pour différents régimes de fonctionnement de la machine.

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

En supposant que l'effet du défaut sur la machine peut être modélisé dans le deuxième chapitre, Nous étudierons par la suite l'application des deux techniques de commande tolérante, en fin du chapitre nous simulons la deuxième approche de la commande tolérante.

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

Chapitre I

Etat de l'art sur la commande tolérante aux défauts

Chapitre I

Etat de l'art sur la commande tolérante aux défauts

I.1 Introduction

Depuis ces dernières décennies, le sujet de la détection et la localisation des défauts dans les procédés industriels a été largement développé. De nombreux chercheurs ont permis de développer des méthodes capables de résoudre ce problème. Cependant, dans certains systèmes complexes, comme dans l'aéronautique ou les installations nucléaires, la détection de l'existence d'un défaut, qui est évidemment nécessaire, risque de ne pas être suffisante pour garantir la sûreté de fonctionnement de l'installation et la sécurité des opérateurs. Dans le cas où l'arrêt immédiat du fonctionnement du système est impossible (par exemple, un avion), il est indispensable de modifier la loi de commande existante afin de maintenir la stabilité du système et dans le pire des scénarios de le ramener à fonctionner en mode dégradé. Pour pallier de tels inconvénients, de nouvelles lois de commande ont été développées ces dernières années dans le but précis de maintenir les performances du système ainsi que sa stabilité, lors d'un mauvais fonctionnement du système.

La commande tolérante aux défauts soit récente dans le domaine de la commande des systèmes, historiquement, les travaux précurseurs dans ce domaine étaient motivés par les applications aéronautiques, aux Etats Unis, au début des années 80, sous l'impulsion de projets financés par la NASA. Où la prise de décision concernant la reconfiguration du système ou de ces objectifs a une importance capitale. Les méthodes proposées étaient en général issues de technique classique de commande (commande linéaire quadratique, adaptative, ou robustes) et étaient intimement liées au type d'application considérées [2].

I.2 Construction du moteur asynchrone à cage [5]

I.2.1 Le stator

Le circuit magnétique est un empilement de tôles fines d'acier découpées, faisant apparaître les différentes encoches statoriques. On utilise des tôles minces dont l'épaisseur varie entre 0.35 et 0.50mm pour minimiser les pertes dans le circuit magnétique. De plus, afin de limiter l'effet des courants de Foucault, on isole les tôles d'une mince couche de vernis ou de silicate de soude. Le bobinage statoriques est constitué de deux parties (Fig. I.1) la partie des conducteurs logés dans les encoches statoriques et les têtes de bobines. Les conducteurs d'encoches permettent de créer dans l'entrefer le champ magnétique à l'origine de la conversion électromagnétique d'énergie. Les têtes de bobines permettent, quant à elles, la fermeture des courants en organisant leur circulation, l'objectif étant d'obtenir une répartition des forces magnétomotrices et du flux la plus sinusoïdal possible dans l'entrefer, pour limiter les pertes Joule notamment au rotor et réduire le taux d'ondulation du couple électromagnétique

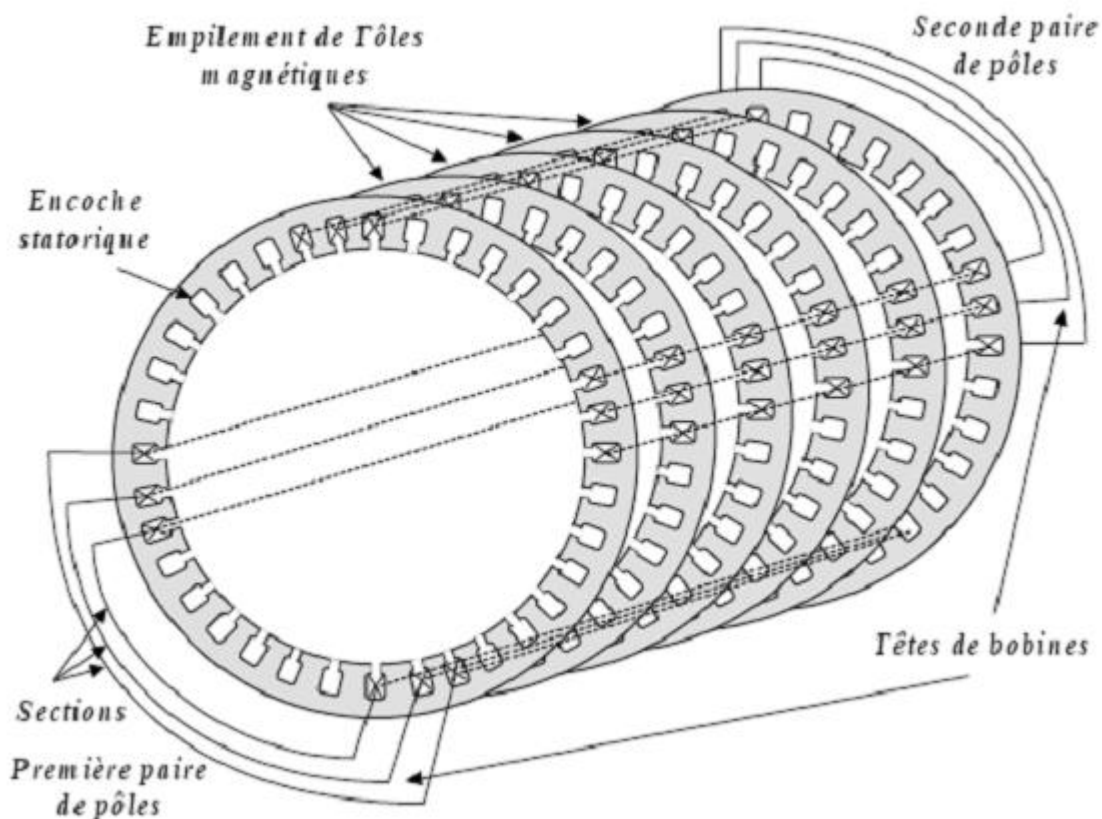


Figure I. 1 Enroulements statoriques d'une phase d'une machine [5]

Afin d'établir un modèle pertinent, nous devons avoir une information suffisante sur la constitution du bobinage de la machine. Physiquement, on peut réaliser le bobinage statorique de plusieurs façons, mais on utilise habituellement trois types d'enroulements : l'enroulement imbriqué, l'enroulement concentrique et l'enroulement ondulé. Chaque type présente des avantages dans certaines applications. Pour les petits moteurs, et particulièrement lorsque la réalisation du bobinage est mécanisée, on utilise généralement l'enroulement concentrique. De toute façon, les harmoniques d'espace du bobinage statorique, autrement dit les harmoniques de la répartition des courants totaux dans les encoches statoriques, doivent avoir de faibles amplitudes pour limiter notamment les pertes rotoriques. De ce fait, le nombre d'encoches par pôle et par phase des machines asynchrones est souvent supérieur à deux et le bobinage statorique est souvent réalisé en double couche.

I.2.2 Le rotor

Le rotor est constitué de tôles empilées et habituellement du même matériau. Dans les petits moteurs, les tôles sont découpées dans une seule pièce et assemblées sur un arbre. Dans les plus gros moteurs, chaque tôle est constituée de plusieurs sections montées sur un moyeu.

Dans le cas des rotors à cage d'écureuil, les encoches peuvent être semi-ouvertes ou fermées. Les enroulements sont constitués de barres court-circuitées par un anneau placé à chaque extrémité du rotor.

Les conducteurs sont généralement réalisés par coulage d'un alliage d'aluminium, ou par des barres massives de cuivre ou, à l'occasion, en laiton préformés et frettés dans les tôles du rotor.

Il n'y a généralement pas, ou très peu, d'isolation entre les barres rotoriques et les tôles magnétiques. Leur résistance est suffisamment faible pour que les courants ne circulent pas dans les tôles, sauf lorsqu'il y a une rupture de barre.

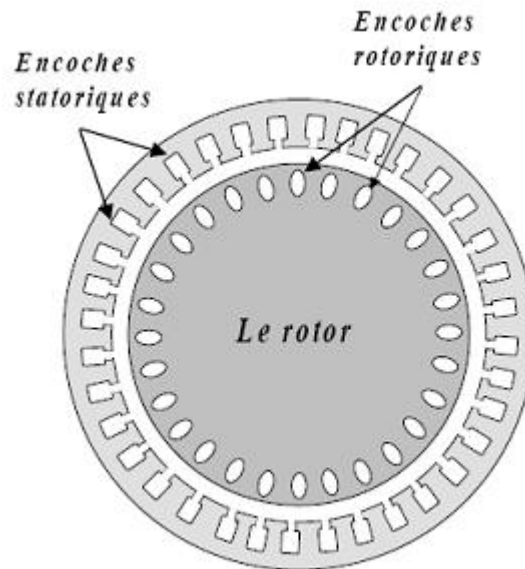


Figure I. 2 Rotor à cage d'écureuil [5]

I.3 Définitions et concepts

I.3.1 Défauts

Déviations non permises d'au moins d'une propriété ou d'un paramètre caractéristique du système par rapport aux conditions normales de fonctionnement. [6]

I.3.2 Panne ou défaillance

Interruption permanente de la capacité du système à remplir une fonction requise dans des conditions d'opérations spécifiées. [6]

I.3.3 Dysfonctionnement

Exécution d'une fonction du système au cours de laquelle le service rendu n'est pas délivré ou est délivré de manière incomplète. [6]

I.3.4 Sûreté de fonctionnement

L'objectif de la sûreté de fonctionnement est l'identification, l'analyse, l'évaluation et la hiérarchisation des défaillances matérielles, logicielles et humaines. [6]

I.3.5 Commande tolérante aux défauts

La Commande tolérante aux défauts a pour but de s'accommoder automatiquement de l'effet des défauts tout en étant capable de maintenir la stabilité et au mieux les performances nominales du système. Elle a pour but aussi d'éviter l'arrêt immédiat du système et de permettre son fonctionnement en mode dégradé. [2]

I.4 Présentation des différentes défaillances du moteur asynchrone à cage d'écureuil

On désigne par défaillance dans les machines électriques tout incident donnant lieu à un comportement anormal de la machine et qui peut à court ou long terme provoquer son endommagement. Les défaillances peuvent être d'origines diverses, électriques, mécaniques ou bien encore magnétiques.

I.4.1 cause des défauts

Les causes des défauts sont multiples. Ils Leurs causes sont multiples et peuvent être classées en trois groupes. [5, 7, 8]

- les générateurs de pannes ou initiateurs de défauts : surchauffe du moteur, défaut électrique (court-circuit), survoltage d'alimentation, problème d'isolation électrique, usure des éléments mécaniques (roulements à billes), rupture de fixations, etc.
- les amplificateurs de défauts : surcharge fréquente, vibrations mécaniques, environnement humide, échauffement permanent, mauvais graissage, vieillissement, etc.
- les vices de fabrication et les erreurs humaines : défauts de fabrication, composants défectueux, protections inadaptées, mauvais dimensionnement de la machine, etc.

I.4.2 L'étude statistique des défauts

Des études ont permis d'effectuer une répartition des défauts de la machine asynchrone. [9]

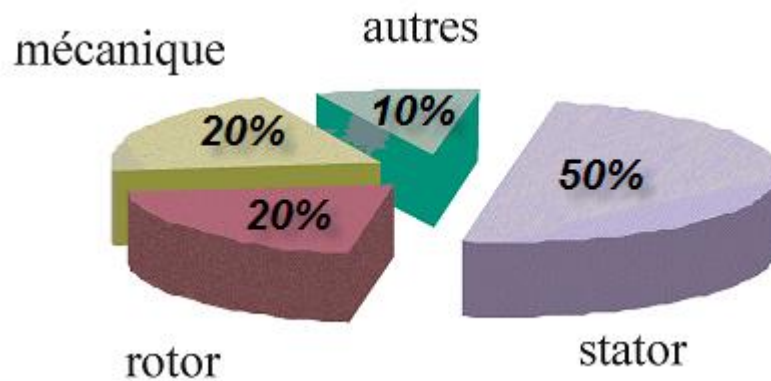


Figure I. 3 La répartition des pannes de la machine asynchrone.

I.4.3 Défaillances au rotor

Pour le rotor, les défaillances sont essentiellement dues à un problème [5, 7]

- thermique (surcharge,...)
- électromagnétique
- résiduel (déformation,...)
- dynamique (arbre de transmission,...)
- environnemental (agression,...)

Les défauts qui sont les plus récurrents, localisés au niveau du rotor, peuvent être définis comme suit :

I.4.3.1 Rupture de barres dans les machines asynchrones [7]

La cassure ou rupture de barre est un des défauts les plus fréquents au rotor. Elle peut se situer soit au niveau de son encoche soit à l'extrémité qui la relie à l'anneau rotorique. La détérioration des barres réduit la valeur moyenne du couple électromagnétique et augmente l'amplitude des oscillations, qui elles-mêmes provoquent des oscillations de la vitesse de rotation, ce qui engendre des vibrations mécaniques et donc, un fonctionnement anormal de la machine. La grande amplitude de ces oscillations accélère la détérioration de la machine.

Ainsi, le couple diminue sensiblement avec le nombre de barres cassées induisant un effet cumulatif de la défaillance. L'effet d'une cassure de barre croît rapidement avec le nombre de barres cassées.

I.4.3.2 Rupture d'une portion d'anneau

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

La rupture d'une portion d'anneau déséquilibre la répartition des courants dans les barres rotoriques. De ce fait, elle engendre un effet de modulation d'amplitude sur les courants statoriques similaires à celui provoqué par la cassure de barres. [10]

I.4.3.3 Excentricité statique et dynamique

Parfois, la machine électrique peut être soumise à un décentrement du rotor, se traduisant par des oscillations de couple (décalage entre le centre de rotation de l'arbre et le centre du rotor.

a) Excentricité statique

Le rotor est déplacé du centre de l'alésage stator mais tourne toujours autour de son axe.

b) Excentricité dynamique

Le rotor est positionné au centre de l'alésage mais ne tourne plus autour de son axe.

c) L'excentricité mixte

Il caractérise les 2 cas, précédemment, cités.

I.4.4 Défaillances au stator [5, 7]

L'armature statorique, munie de son bobinage est une partie de la machine qui subit beaucoup de contraintes et dont les effets sont plus importants à cause de la complexité de la structure et la fragilité de certaines parties telles que les isolants. Pour le stator, les défaillances sont principalement dues à un problème. [5]

Thermique (surcharge,...), électrique (diélectrique,...), mécanique bobinage,...) et environnemental (agression,...)

Les défauts qui sont les plus récurrents, localisés au niveau du stator, peuvent être définis comme suit :

Défaut d'isolant, court-circuit entre spires, court-circuit entre phases, court-circuit entre phase et bâti, déséquilibre d'alimentation, défaut de circuit magnétique.

I.4.4.1 Défauts d'isolant dans un enroulement

La dégradation des isolants dans les enroulements peut provoquer des courts-circuits. En effet, les différentes pertes (Joule, fer, mécanique,...) engendrent des phénomènes thermiques se traduisant par une augmentation de la température des différents constituants du moteur. Or les matériaux d'isolation ont une limite de température, de tension et mécanique. De ce fait, si l'environnement de travail d'un matériau d'isolation dépasse une de ces limites, ce matériau se dégrade de manière prématurée ou accélérée, puis finit par ne plus assurer sa fonction.

Dans ce cas, un court-circuit peut apparaître dans l'enroulement concerné. Les différentes causes pour ce type de défaut sont :

- dégradation de l'isolant à la fabrication.
- tension de l'enroulement supérieure à la limite du matériau d'isolation.
- courant élevé dans l'enroulement dû à un court-circuit, un défaut du convertisseur, une surcharge.

Ceci entraîne une élévation de la température dégradant prématurément le matériau d'isolation.

- vibrations mécaniques.
- vieillissement naturel des isolants. Tous les matériaux isolants ont une durée de vie limitée.

Même dans une utilisation 'normale', l'isolant finit naturellement par se dégrader.

- fonctionnement dans un environnement sévère.

I.4.4.2 Court-circuit entre spires

Un court-circuit entre spires de la même phase est un défaut assez fréquent. Ce défaut a pour origine un ou plusieurs défauts d'isolant dans l'enroulement concerné. Il entraîne une augmentation des courants statoriques dans la phase affectée, une légère variation de l'amplitude sur les autres phases, modifie le facteur de puissance et amplifie les courants dans le circuit rotorique dans le cas des machines asynchrones. Ceci a pour conséquence une augmentation de la température au niveau du bobinage et, de ce fait, une dégradation accélérée des isolants, pouvant provoquer ainsi, un défaut en chaîne (apparition d'un 2^{ème} court-circuit). Par contre, le couple électromagnétique moyen délivré par la machine reste sensiblement identique hormis une augmentation des oscillations de couple liées au déséquilibre des courants de phases engendré par le défaut.

I.4.4.3 Court-circuit entre phases

Ce type de défaillance peut arriver en tout point du bobinage, cependant les répercussions ne seront pas les mêmes selon la localisation. Cette caractéristique rend difficile une analyse de l'incidence de ce défaut sur le système.

L'apparition d'un court-circuit proche de l'alimentation entre phases, induirait des courants très élevés qui conduiraient à la fusion des conducteurs d'alimentation et/ou à la disjonction par les protections. D'autre part, un court-circuit proche du neutre entre deux phases a de moins graves conséquences ; il engendre un déséquilibre des courants de phases avec un risque moindre de la fusion des conducteurs.

Les courants statoriques sont totalement déséquilibrés et ce déséquilibre dépend de la localisation du défaut. Dans le cas des machines asynchrones, les courants dans les barres ainsi que dans les anneaux sont augmentés lors de l'apparition de ce type de défaut. La détection de ce type de défaut peut reposer sur le déséquilibre des courants de phases.

I.4.4.4 Court-circuit phase/bâti

Le bâti a généralement un potentiel flottant, mais pour des raisons de liaisons mécaniques, il est souvent relié à la masse. Si le potentiel est flottant, un court-circuit entre l'enroulement et le bâti n'a pas d'importance du point de vue matériel, excepté les effets capacitifs, le bâti prend alors le potentiel de l'enroulement à l'endroit du court-circuit. Par contre, au niveau de la sécurité des personnes, ce type de défaut peut être très dangereux et il est alors nécessaire de mettre en place des dispositifs de protection (disjoncteurs différentiels).

En présence de ce type de défaillance, la tension de la phase concernée ne change pas.

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

I.4.4.5 Défaillances des roulements à billes

Les roulements à billes jouent un rôle très important dans tout type de machines électriques tournantes. D'une manière générale, toute insertion en force des roulements à billes sur l'arbre, est susceptible de créer des indentations sur les surfaces de contact, voire une fracture directe. Le champ axial peut induire des courants électriques qui vont circuler au niveau des roulements à billes, ce qui accélère leur détérioration. En plus, la graisse qui permet la lubrification et la bonne rotation des roulements peut, dans certains cas, se rigidifier et causer une résistance à la rotation.

Par la suite, nous avons en train de faire un état de l'art des principales commandes tolérantes aux défauts, de présenter les principaux concepts de synthèse de lois de commande tolérantes aux défauts. Certains types de méthodes de synthèse étant parfois difficiles à classer, nous donnerons une classification non-exhaustive de ces dernières.

I.5 Position du problème à résoudre

Après le recensement des défauts de la machine asynchrone il a été constaté que certains défauts nécessitent l'art total de la machine, alors que certains d'autres peuvent être tolérables, notamment si on applique une certaine commande qui tient compte de ces défauts.

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

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.

I.6 Systèmes tolérants aux défauts

I.6.1 Classification des approches de la commande tolérante

la figure ci-dessous montre le diagramme de la classification des approches de la commande tolérante aux défauts qui sont groupés en deux catégories, les méthodes passives et les méthodes 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. [4]

L'accommodation de défauts implique l'utilisation des même entrées et sorties du système qui restent inchangables dans le cas d'un défaut. Cette approche est de sa part divisée en deux classes, une classe à base de projection qui est basée sur la sélection de la loi de commande à partir d'un ensemble de correcteurs pré-calculés hors ligne (hors fonctionnement).

L'autre classe est basée sur la reconception en ligne (en fonctionnement) de la loi commande dont les paramètres sont reconfigurables suivant la variation des paramètres du système.

Dans la 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.[4]

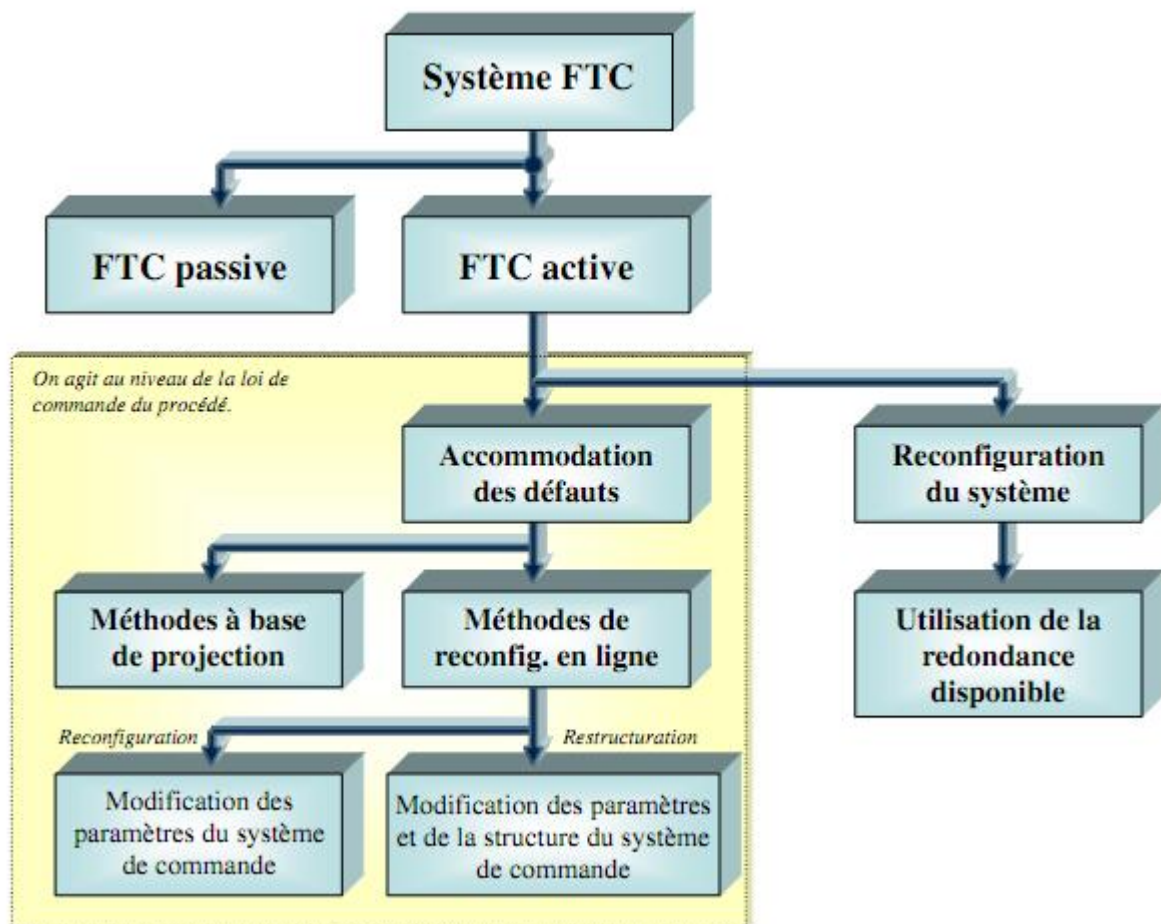


Figure I. 4 Classification des approches de la commande tolérante

I.6.1.1 Approches passives de la commande FTC

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

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

Pratiquement, ces techniques présentent donc un inconvénient majeur : si l'on considère que les défauts sont des événements qui ne se produisent que rarement, il n'est pas souhaitable de dégrader de manière significative et permanente les performances du système afin d'être insensible envers une classe restreinte de défauts qui ne se produirait qu'occasionnellement lors d'un cycle de fonctionnement. De plus, il apparaît évident que plus l'ensemble des défauts prédéfini sera grand et/ou plus l'impact de ces défauts est jugé important sur le niveau de performances pouvant être atteints, plus le comportement en situation normale sera dégradé. Ainsi, les systèmes FTC passifs garantissent de manière générale un faible niveau de performances. Cependant, dans certaines applications où la classe de défauts est connue et restreinte, ces techniques pourraient s'avérer suffisantes. [4]

a) Commande fiable

L'objectif de cette technique est de rendre le système en boucle fermée fiable, de manière à ce qu'il maintienne la stabilité et les performances pour tous les défauts préconfigurés. Le but est de chercher un régulateur qui optimise, les performances dans la situation la plus dégradée.

Cette approche suppose qu'un défaut total apparaît dans un ensemble précis des capteurs et actionneurs du système. [12]

b) Commande Robuste

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

I.6.1.2 Méthodes FTC actives

Grâce à leurs meilleures performances et leur capacité de traiter une large classe de défauts, les méthodes FTC actives sont plus développées dans la littérature que les méthodes passives.

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

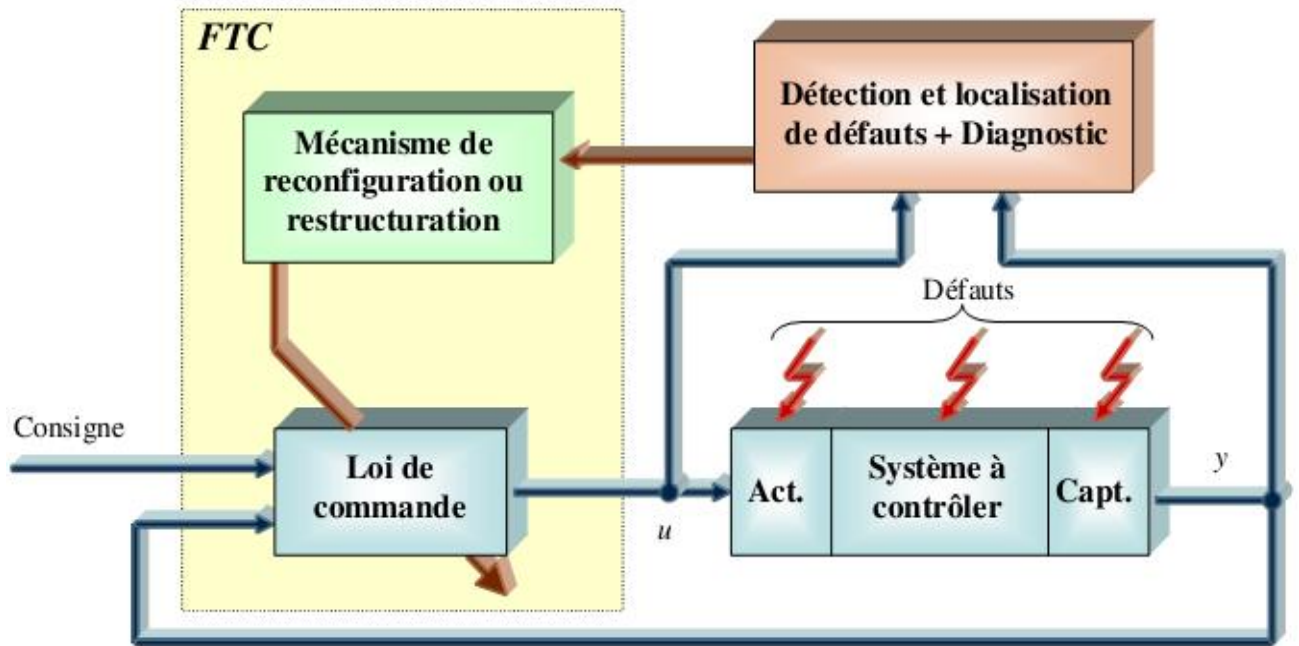


Figure I. 5 Schéma de principe d'une loi de commande FTC active

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

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

Une vue d'ensemble des techniques utilisées est donnée dans la suite

a) **Méthode de la pseudo-inverse**

Considérons le système nominal en boucle fermée suivant forme d'état suivante:

$$\dot{x} = Ax + Bu$$

$$y = Cx$$

$$u = -Kx$$

L'apparition d'un défaut conduit à une modification du modèle décrit maintenant par

$$\dot{x}_f = A_f x_f + B_f u_f$$

$$y_f = C_f x_f$$

Où l'indice f indique la situation en défaut du système. Cette méthode consiste à calculer une nouvelle matrice de gain K_f de telle sorte que la dynamique du système défaillant en boucle fermée soit approximativement égale à celle du système nominal.

$$u_f = -K_f x_f$$

$$A - BK = A_f - B_f K_f$$

Une approximation au sens des moindres carrés est donnée par:

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

Où B_f^+ est la matrice pseudo-inverse de B_f . L'avantage de cette méthode est la simplicité du calcul mais la solution n'est pas toujours satisfaisante car elle ne garantit pas la stabilité en mode défaillant. La méthode du pseudo-inverse modifié (MPIM) a été proposée par Gao et Antsaklis (1991) pour garantir cette stabilité. Un compromis doit alors être trouvé entre la stabilité et les performances du système reconfiguré. [13]

b) Commande multi-modèles (Multiple Model)

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

La clef dans la conception est d'élaborer une procédure (probabilistique) qui détermine l'action de commande globale au moyen d'une combinaison pondérée des différents régulateurs R_i .

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

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

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

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

À un instant donné, un seul modèle M_i est considéré comme actif et sa probabilité approche donc la valeur de un ($\mu_i = 1$), et toutes les autres pondérations se rapprochent de zéro. Ceci veut dire que seulement le régulateur correspondant au modèle M_i est actif en ce moment. L'inconvénient est que si le modèle présent ne figure pas parmi les modèles pré-calculés M_i (le système étant affecté par un défaut non prédéfini), alors, la commande globale n'est pas optimale pour ce modèle et on risque même de perdre la stabilité [14]. Un autre désavantage est que les incertitudes sont considérées absentes pour le modèle et pour les pondérations μ_i .

c) **Commande adaptative**

La commande adaptative représente une méthode très compatible avec la FTC active grâce à sa capacité d'adaptation aux changements des paramètres du système, cette est surnommées « Auto configurables ». Ceci est cependant vrai généralement pour des défauts de composants et des défauts d'actionneurs mais pas pour certains défauts de capteurs. Si on utilise par exemple une technique de commande adaptative basée sur le retour de sortie pour compenser les défauts au niveau des capteurs, celle-ci va forcer les mesures erronées (au lieu du signal réel) à suivre la référence ce qui peut déstabiliser le système. En effet, en cas de défaut total du capteur, un régulateur adaptatif augmente le signal de commande pour égaliser le signal mesuré au signal de référence et ce n'est pas possible à cause du défaut total du capteur. Dans des cas pareils, un bloc FDI est employé pour détecter les défauts capteurs et un mécanisme de reconfiguration prend en charge la mise à jour des paramètres du régulateur adaptatif. Notons ici que les méthodes à modèle de référence (l'approche directe) et les méthodes à modèle multiples appartiennent elles aussi à la classe des commandes FTC adaptatives. [2, 12, 14]

d) **La commande prédictive**

La commande prédictive à résoudre le problème de l'accommodation aux défauts à été montré par Maciejowski. [15] Elle consiste à déterminer l'action de commande qui minimise l'écart entre une prédiction de la sortie du système et la trajectoire de référence désirée. Elle offre aussi la possibilité de traiter explicitement les contraintes sur les entrées et l'état du système en les introduisant dans le problème d'optimisation.

consiste à résoudre, à chaque pas de temps, un problème de commande optimale, c'est-à-dire déterminer l'action de commande qui minimise le critère :

La commande prédictive est une technique de commande avancée largement étudiée aussi bien dans le milieu industriel que dans le milieu académique. [16]

La commande MPC repose sur un modèle explicite du procédé pour prévoir le comportement futur de la sortie. Cette technique de prédiction permet de résoudre des problèmes de commande optimale en ligne, où l'erreur de poursuite, à savoir la différence entre la sortie prévue et la référence désirée, est réduite au minimum sur un horizon futur. Les performances sont évaluées au moyen d'une fonction de coût et la technique permet de prendre en compte des contraintes imposées sur les variables du procédé. Elle diffère d'autres techniques de commande par le fait que le problème d'optimisation est résolu en ligne, tandis que les stratégies classiques sont conçues hors ligne.

e) **Modèle de référence**

Dans cette méthode, on considère un modèle de la forme :

$$\begin{cases} \dot{x}_M = A_M x_M + B_M r \\ y_M = x_M \end{cases}$$

Où r est une trajectoire de référence. L'objectif est de calculer les matrices K_r et K_x dans la commande qui prend l'expression $u = K_r r + K_x x$ de telle façon à ce que le modèle de référence et celui du système en boucle fermée seront écrit:

$$\begin{cases} \dot{y}_M = A_M x_M + B_M r \\ \dot{y} = (CA + CBK_x) x_M + CBK_r r \end{cases}$$

Tel que la poursuite parfaite du modèle de référence est assurée, en supposant que le système est carré et que la matrice CB n'est pas singulière - lorsque :

$$\begin{cases} K_x = (CB)^{-1} (A_M - CA) \\ K_r = (CB)^{-1} B_M \end{cases}$$

Lorsque les matrices A, B ne sont pas exactement connues, on peut les remplacer par des estimations (\hat{A}, \hat{B}) et on obtient la méthode dite indirecte (explicite). La méthode indirecte ne garantit pas la stabilité en boucle fermée, et la matrice CB peut ne pas être inversible. Pour éviter l'estimation des paramètres du système, on emploie la méthode directe (implicite) qui estime directement les matrices gains K_r et K_x d'une manière adaptative. Deux approches directes existent : l'une basée sur les erreurs en entrée et l'autre sur les erreurs en sortie. Les méthodes à base de modèle de référence ont l'avantage de ne pas nécessiter un bloc FDI. Un inconvénient majeur est cependant qu'elles ne sont pas applicables aux défauts de capteurs en plus au fait qu'elles ne prennent pas en compte les incertitudes du modèle. [12, 14]

I.7 Conclusion

Ce chapitre a été consacré à la présentation des différents types de défauts pouvant survenir dans un moteur asynchrone à cage. Ils peuvent être d'origine électrique, mécanique ou magnétique.

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

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

Chapitre II

MODÉLISATION DE LA MACHINE ASYNCHRONE EN VUE D'ÉTUDE DES DÉFAUTS STATORIQUES

Chapitre II

MODÉLISATION DE LA MACHINE ASYNCHRONE EN VUE D'ÉTUDE DES DÉFAUTS STATORIQUES

II.1 Introduction

La machine asynchrone occupe une grande place dans les applications industrielles. La croissance d'utilisation de cette machine électrique est essentiellement due à sa simplicité de construction, son faible coût, et robustesse mécanique. Cependant, ces machines sont utilisées de plus en plus dans les applications à vitesse variable nécessitant une alimentation par onduleurs de tension dont les composants commutent de plus en plus rapidement. De ce fait, on assiste à un vieillissement prématuré de leur isolant entraînant des défauts électriques. Par conséquent, pour des applications pour lesquelles la continuité de service est primordiale, la commande tolérante aux défauts de ce machine se développent afin d'améliorer la stabilité du system. L'établissement des modèles en présence des défauts est essentiel pour l'étude du comportement de la machine en présence des défauts et d'en déduire les méthodes de la commande tolérante.

Les méthodes actuelles de modélisation de défaut court-circuit entres spires sont basés soit sur l'établissement de circuits électriques équivalents, soit le circuit électrique couplé avec circuit magnétique soit méthode élément fini soit par réseaux de permeance. [5]

Dans ce chapitre nous allons présenter une autre méthode de modélisation de la machine asynchrone, Il est basé sur la théorie d'accouplement électromagnétique des circuits électriques, cette méthode prend en considération les défauts statoriques de la machine. Un système d'équations différentielles décrivant la machine asynchrone tel quel (système triphasé).

Cette modélisation nécessite une étude précise et rigoureuse des signatures des défauts de la machine asynchrone.

II.2 Modélisation de la machine asynchrone en régime normal (modèle triphasé)

II.2.1 Hypothèse simplificatrices

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

- L'entrefer constant.
- L'effet des encoches négligé.
- La distribution spatiale sinusoïdale des forces magnétomotrices d'entrefer.
- Le circuit magnétique non saturé et à perméabilité constante.
- Les pertes ferromagnétiques négligeables.
- L'influence de l'effet de peau et de l'échauffement sur les caractéristiques, ne sont pas pris en compte.
- La constante des inductances propres

➤ La structure principale de la machine asynchrone est représentée par la figure (II.1), elle est composée de six enroulements dans l'espace électrique, les axes statoriques sont décalés entre eux d'un angle $(2\pi/3)$, Ainsi que les axes rotoriques. L'angle θ représente l'angle entre l'axe de la phase rotorique de référence (Ra) et l'axe fixe de la phase statorique de référence (Sa). Les flux sont considérés positifs selon le sens des axes des enroulements de la machine asynchrone.

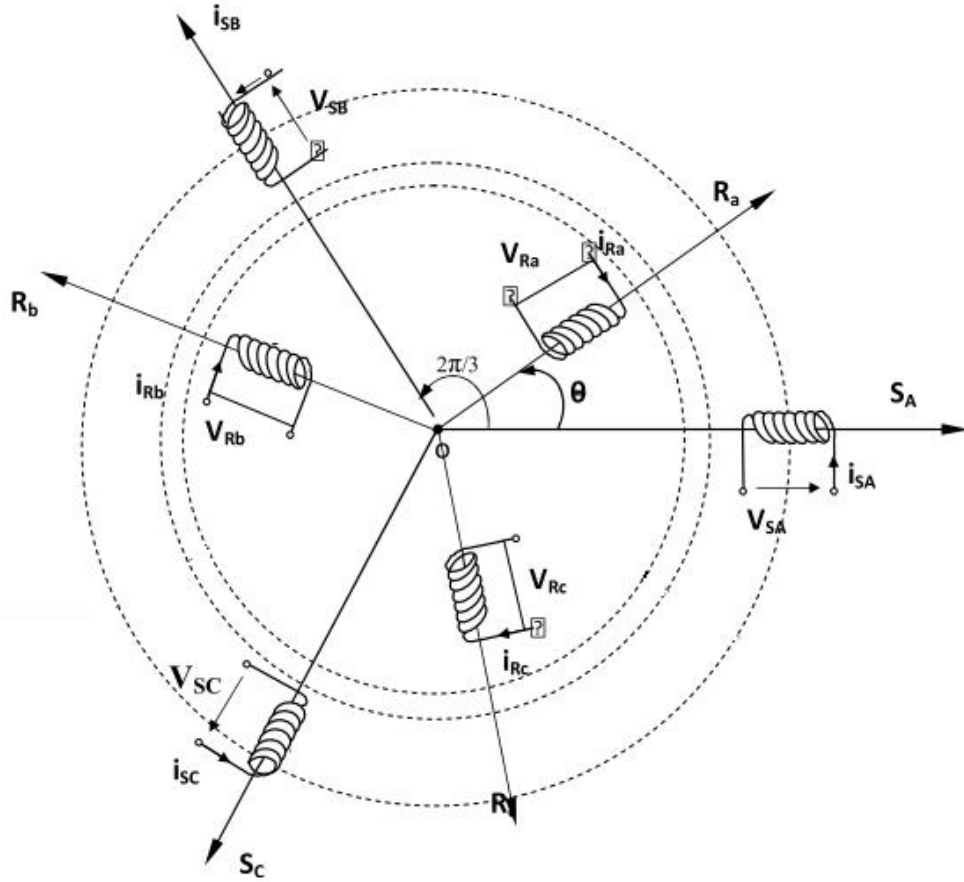


Figure II. 1 Représentation des enroulements de la machine asynchrone triphasée dans l'espace électrique

II.2.2 Modèle triphasé équivalent d'une machine asynchrone [17, 18]

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

$$V = RI + \frac{d\Phi}{dt} \quad (II.1)$$

La machine peut être modélisée par les équations suivantes :

$$[U_s] = [R_s][I_s] + [P_s] \quad (II.2)$$

Cette notation est l'écriture condensée de :

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

$$[0] = [R_r][I_r] + [P_r] \quad (II.4)$$

Cette notation est l'écriture condensée de :

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

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

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

Où

- P désigne opérateur différentiel

Les variables $[U_s] = \begin{bmatrix} u_{sa} \\ u_{sb} \\ u_{sc} \end{bmatrix}$, $[I_s] = \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \end{bmatrix}$, $[W_s] = \begin{bmatrix} \Phi_{sa} \\ \Phi_{sb} \\ \Phi_{sc} \end{bmatrix}$ représentent les tensions, les courants, et les flux au stator respectivement.

Les variables $[I_r] = \begin{bmatrix} i_{ra} \\ i_{rb} \\ i_{rc} \end{bmatrix}$, $[\Phi_r] = \begin{bmatrix} \Phi_{ra} \\ \Phi_{rb} \\ \Phi_{rc} \end{bmatrix}$ représentent les courants, et les flux au rotor respectivement.

Les inductances sont données par les expressions suivantes :

$$[L_{sf}] = \begin{bmatrix} l_{sf} & 0 & 0 \\ 0 & l_{sf} & 0 \\ 0 & 0 & l_{sf} \end{bmatrix} \quad (II.9)$$

$$[M_{ss}] = M_s \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ -1/2 & 1 & -1/2 \\ -1/2 & -1/2 & 1 \end{bmatrix} \quad (II.10)$$

$$[M_{sr}] = [M_{rs}]^t = M \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos\left(\theta + \frac{2f}{3}\right) & \cos\left(\theta - \frac{2f}{3}\right) \\ \cos\left(\theta - \frac{2f}{3}\right) & \cos(\theta) & \cos\left(\theta + \frac{2f}{3}\right) \\ \cos\left(\theta + \frac{2f}{3}\right) & \cos\left(\theta - \frac{2f}{3}\right) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \quad (II.11)$$

Avec :

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

$$[R_s] = R_s \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (II.12)$$

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

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

II.2.2.1 Définitions de la matrice de transformation

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

$$[T] = \begin{bmatrix} \cos(\theta) + \frac{1}{2} & \cos\left(\theta + \frac{2f}{3}\right) + \frac{1}{2} & \cos\left(\theta - \frac{2f}{3}\right) + \frac{1}{2} \\ \cos\left(\theta - \frac{2f}{3}\right) + \frac{1}{2} & \cos(\theta) + \frac{1}{2} & \cos\left(\theta + \frac{2f}{3}\right) + \frac{1}{2} \\ \cos\left(\theta + \frac{2f}{3}\right) + \frac{1}{2} & \cos\left(\theta - \frac{2f}{3}\right) + \frac{1}{2} & \cos(\theta) + \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad (II.13)$$

On montre facilement que cette matrice est orthogonale :

$$[T]^{-1} = [T]^T \quad (II.14)$$

II.2.2.2 Transformation des équations du modèle triphasé

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

$$[\Phi_s] = [M_s][I_s] + [M_{sr}][I_r] = [M_s][I_s] + [M_{sr}][T]^{-1}[T][I_r] \quad (II.15)$$

Ceci conduit à :

$$[\Phi_s] = [M_s][I_s] + [M_{sr}^s][I_r^s] \quad (II.16)$$

Où

$$[M_{rs}^s] = [M_{rs}][T]^{-1} \quad (II.17)$$

$$[I_r^s] = [I_r][T] \quad (II.18)$$

Avec

$$[M_{sr}^s] = \begin{bmatrix} M & -M/2 & -M/2 \\ -M/2 & M & -M/2 \\ -M/2 & -M/2 & M \end{bmatrix} \quad (II.19)$$

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

$$[\Phi_r^s] = [M_{rs}^s][I_s] + [M_r^s][I_r^s] \quad (II.20)$$

Où

$$\begin{cases} [M_{rs}^s] = [M_{rs}][T] \\ [M_r^s] = [T][M_r][T]^{-1} \\ [\Phi_r^s] = [\Phi_r][T] \\ [I_r^s] = [I_r][T] \end{cases} \quad (II.21)$$

On peut facilement montrer que les deux propriétés suivantes satisfaites

$$[M_{rs}^s] = [M_{sr}^s]^T \quad (II.22)$$

$$[M_r^s] = [M_r] \quad (II.23)$$

Considérant maintenant l'équation (II.4) :

$$[0] = [R_r][I_r] + P \begin{bmatrix} s \\ r \end{bmatrix}$$

De manière équivalent, on à

$$[0] = [T]^{-1} [R_r][I_r][T] + P([T] [T]^{-1} \begin{bmatrix} s \\ r \end{bmatrix}) \quad (II.24)$$

En multipliant à gauche par [T] on obtient

$$[0] = [T]^{-1} [R_r][I_r][T][T] + [T]P([T] [T]^{-1} \begin{bmatrix} s \\ r \end{bmatrix}) \quad (II.25)$$

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

Cette équation peut être écrite sous la forme

$$[0] = [R_r][I_r^s] + (1-S)W_N [K_{rs}^{sp}] P \begin{bmatrix} s \\ r \end{bmatrix} \quad (II.27)$$

Où

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

Les équations (II.2), (II.27), (II.16), (II.20) représentent un nouveau modèle triphasé dans lequel tous les paramètres peuvent être calculés en ligne.

$$[U_s] = [R_s][I_s] + [P_s]$$

$$[0] = [R_r][I_r^s] + (1-S)W_N [K_{rs}^{sp}] P \begin{bmatrix} s \\ r \end{bmatrix}$$

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

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

Puisque $[M_r^s]$ est une matrice de rang plein, elle est inversible. à partir de (II.20) nous obtenons

$$[I_r^s] = [M_r^s]^{-1} \left(\begin{bmatrix} s \\ r \end{bmatrix} - [M_{rs}^s][I_s] \right) \quad (II.29)$$

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

$$[0] = [R_r][M_r^s]^{-1} \left(\begin{bmatrix} s \\ r \end{bmatrix} - [M_{rs}^s][I_s] \right) + (1-S)W_N [K_{rs}^{sp}] \begin{bmatrix} s \\ r \end{bmatrix} + P \begin{bmatrix} s \\ r \end{bmatrix} \quad (II.30)$$

Ce qui est équivalent

$$[0] = ([R_r][M_r^s]^{-1} + (1-S)W_N [K_{rs}^{sp}]) \begin{bmatrix} s \\ r \end{bmatrix} - [R_r][M_r^s]^{-1} [M_{rs}^s][I_s] + P \begin{bmatrix} s \\ r \end{bmatrix} \quad (II.31)$$

En substituant l'expression de l'équation (II.29) dans l'équation (II.16) on obtient

$$[\Phi_r^s] = [M_s][I_s] + [M_r^s]^{-1} [M_{rs}^s] \left(\begin{bmatrix} s \\ r \end{bmatrix} - [M_{rs}^s][I_s] \right) \quad (II.32)$$

Qui est équivalent à

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

En utilisant (II.33) et (II.2) il vient:

$$[U_s] = [R_s][I_s] + P([M_s] - [M_r^s]^{-1} [M_{sr}^s]) \begin{bmatrix} s \\ r \end{bmatrix} [I_s] + [M_r^s]^{-1} [M_{sr}^s] \begin{bmatrix} s \\ r \end{bmatrix} \quad (II.34)$$

Ce qui donne

$$[U_s] = [R_s][I_s] + P([M_s] - [M_r^s]^{-1} [M_{sr}^s])[I_s] + [M_r^s]^{-1} [M_{sr}^s] \begin{bmatrix} s \\ r \end{bmatrix} \quad (II.35)$$

À partir d'(II.31) on obtient:

$$P \begin{bmatrix} s \\ r \end{bmatrix} = [R_r][M_r^s]^{-1}[M_{sr}^s][I_s] + ([R_r][M_r^s]^{-1}(1-S)W_N[K_{rs}^{sp}]) \begin{bmatrix} s \\ r \end{bmatrix} \quad (II.36)$$

Ce qui donne en utilisant(II.35) et (II.36)

$$\begin{aligned} [U_s] &= [R_s][I_s] + P([M_s] + [M_{rs}^s][M_r^s]^{-1}([R_r][M_r^s]^{-1}[M_{rs}^s][I_s] \\ &- [M_r^s]^{-1}[M_{rs}^s]([R_r][M_r^s]^{-1} + (1-S)W_N[K_{rs}^s]) \begin{bmatrix} s \\ r \end{bmatrix} - [M_r^s]^{-1}[M_{sr}^s][M_{rs}^s])P[I_s] \end{aligned} \quad (II.37)$$

Ce qui conduit à :

$$\begin{aligned} \Gamma P[I_s] &= ([U_s] - ([R_s] + [M_{sr}^s][M_r^s]^{-1}[R_r][M_r^s]^{-1}[M_{rs}^s])[I_s]) \\ &+ [M_{sr}^s][M_r^s]^{-1}([R_r][M_r^s]^{-1} + (1-S)W_N[K_{rs}^{sp}]) \begin{bmatrix} s \\ r \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (II.38)$$

Avec :

$$\Gamma = [M_s] - [M_{sr}^s][M_r^s]^{-1}[M_{rs}^s] \quad (II.39)$$

Finalement; nous obtenons

$$\begin{aligned} P[I_s] &= \Gamma^{-1}([U_s] - ([R_s] + [M_{sr}^s][M_r^s]^{-1}[R_r][M_r^s]^{-1}[M_{rs}^s])[I_s]) \\ &+ \Gamma^{-1}[M_{sr}^s][M_r^s]^{-1}([R_r][M_r^s]^{-1} + (1-S)W_N[K_{rs}^{sp}]) \begin{bmatrix} s \\ r \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (II.40)$$

Les équations (II.36) et (II.40) représentent le modèle triphasé de la machine asynchrone

II.2.2.3 Equations électromagnétique et mécaniques

L'équation de mouvement est donnée par:

$$J \frac{d}{dt} \Omega + f \Omega = C_e - C_r \quad (II.41)$$

Le couple est donné par l'expression suivante :

$$C_e = P \frac{M_{sr}}{L_r} [(i_{sb} \Phi_{rc} - i_{sc} \Phi_{rb}) - (i_{sa} \Phi_{rc} - i_{sc} \Phi_{ra}) + (i_{sa} \Phi_{rb} - i_{sb} \Phi_{rb})] \quad (II.42)$$

II.3 Simulation de la machine asynchrone dans le régime normal

II.3.1 Mise en équation d'état

Une caractéristique importante du modèle est la nature des variables d'état. Dans la plupart des modèles de machines électriques, les variables d'état sont généralement les courants circulant dans les divers enroulements de la machine ou les flux de ces mêmes enroulements. Le choix devrait être dicté par le système d'équations qui requiert le moins de calcul.

Pour une machine asynchrone triphasée alimentée en tension, les tensions statoriques u_{sa}, u_{sb}, u_{sc} représentent les variables de commande,

Et nous considérons les courants statoriques i_{sa}, i_{sb}, i_{sc} , les flux rotoriques $\Phi_{ra}, \Phi_{rb}, \Phi_{rc}$ et la pulsation mécanique Ω comme variables d'état, le couple résistant « C_r » étant comme perturbation.

On cherche à obtenir un système d'équation écrit sous forme :

$$\begin{cases} \dot{X} = AX + BU \\ Y = CX \end{cases} \quad (II.43)$$

$[A]$: Matrice d'évolution.

$[B]$: Matrice de commande.

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

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

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

Après arrangement des équations, on obtient le système suivant :

$$\begin{cases} \frac{di_{sa}}{dt} = K_{A1}i_{sa} + K_{A2}i_{sb} + K_{A3}i_{sc} + G_{A1}\Phi_{ra} + G_{A2}\Phi_{rb} - G_{A3}\Phi_{rc} + V_{A1}U_{sa} + V_{A2}U_{sb} + V_{A3}U_{sc} \\ \frac{di_{sb}}{dt} = K_{B1}i_{sa} + K_{B2}i_{sb} + K_{B3}i_{sc} - G_{B1}\Phi_{ra} + G_{B2}\Phi_{rb} + G_{B3}\Phi_{rc} + V_{B1}U_{sa} + V_{B2}U_{sb} + V_{B3}U_{sc} \\ \frac{di_{sc}}{dt} = K_{C1}i_{sa} + K_{C2}i_{sb} + K_{C3}i_{sc} + G_{C1}\Phi_{ra} - G_{C2}\Phi_{rb} + G_{C3}\Phi_{rb} + V_{C1}U_{sa} + V_{C2}U_{sb} + V_{C3}U_{sc} \\ \frac{d\Phi_{ra}}{dt} = f_{A1}i_{sa} - f_{A2}i_{sb} - f_{A3}i_{sc} - H_{A1}\Phi_{ra} - H_{A2}\Phi_{rb} - H_{A3}\Phi_{rc} \\ \frac{d\Phi_{rb}}{dt} = f_{B1}i_{sa} + f_{B2}i_{sb} - f_{B3}i_{sc} - H_{B1}\Phi_{ra} - H_{B2}\Phi_{rb} - H_{B3}\Phi_{rc} \\ \frac{d\Phi_{rc}}{dt} = f_{C1}i_{sa} - f_{C2}i_{sb} + f_{C3}i_{sc} - H_{C1}\Phi_{ra} - H_{C2}\Phi_{rb} - H_{C3}\Phi_{rc} \end{cases} \quad (II.44)$$

Par identification :

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

II.3.2 Montage de simulation

La machine asynchrone est alimenté directement par le réseau triphasé 220/380V, de fréquence : 50Hz, cette machine démarre à vide, afin d'appliqué un couple résistant de

($Cr = 3.5 \text{ N.m}$) à ($t = 1 \text{ sec}$).

Nous illustrons la vitesse de rotation du moteur exprimé en (rad/s), le couple électromagnétique ainsi que le courant statorique et le flux rotorique.

Les tensions appliquées aux trois bobinages statoriques sont :

$$\begin{cases} v_1 = 311 \cdot \sin(\check{S}_s \cdot t) \\ v_2 = 311 \cdot \sin(\check{S}_s \cdot t - \frac{2f}{3}) \\ v_3 = 311 \cdot \sin(\check{S}_s \cdot t + \frac{2f}{3}) \end{cases}$$

Le schéma bloc de simulation du modèle de la machine asynchrone alimenté en tension est donné par la figure (II.2)

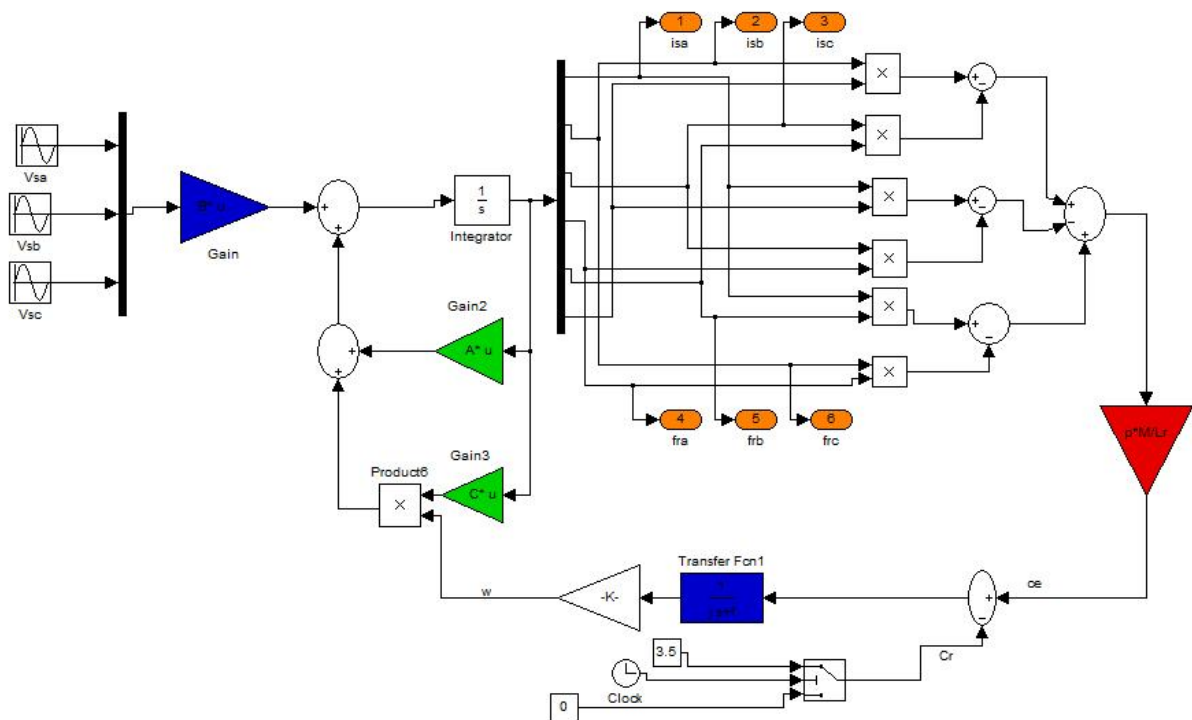


Figure II. 2 Le schéma bloc de simulation du modèle de la machine asynchrone

II.3.3 Résultats de simulation

A l'instant $t = 1$ s nous avons appliqué un couple résistant $C_r = 3.5$ N.m

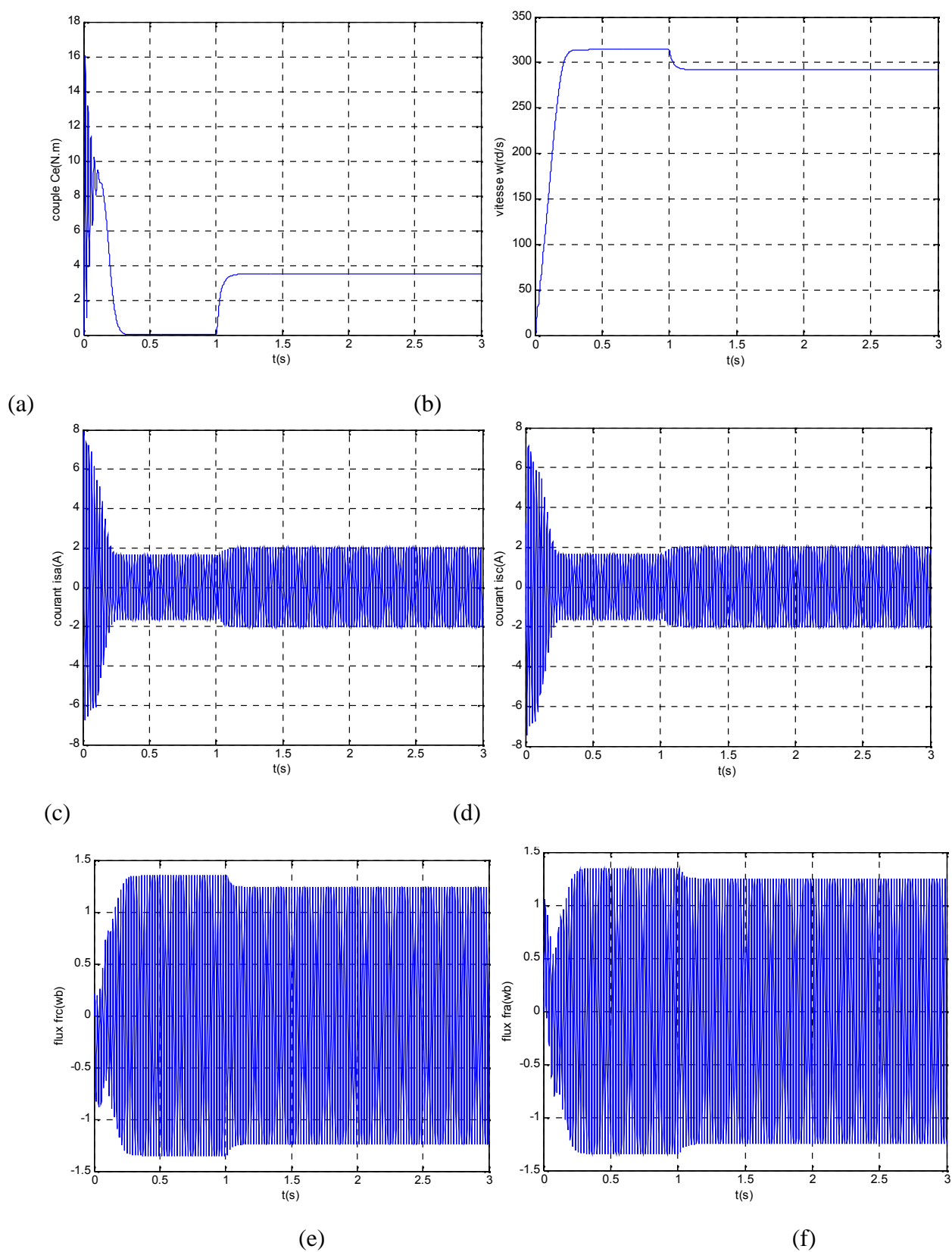


Figure II. 3 Résultats de simulation d'un démarrage direct de la machine MAS à vide alimentée en tension, suivie d'une application d'une perturbation de ($C_r=3.5$ N.m) à $t=1$ sec.

- (a) Réponse du couple électromagnétique C_{em} (N.m).
- (b) Réponse de la vitesse de rotation S (rad/sec).
- (c) Réponse du courant statorique i_{sa} (A).
- (d) Réponse du courant statorique i_{sc} (A).
- (e) Réponse du flux rotorique Φ_{ra} (Wb).
- (f) Réponse du flux rotorique Φ_{rc} (Wb).

II.3.4 Interprétations des résultats

Lors de démarrage, un fort appel de courant ou il présente des dépassements excessifs mais il disparaît rapidement au bout de quelques alternances pour donner lieu à une forme sinusoïdale d'amplitude constante, après l'application de la charge on constate une légère augmentation du courant. Ce dernier est nécessaire à développer un fort couple aux premiers instants de démarrage. Ce couple tend vers zéro, après l'application de la charge, il atteint la valeur de couple résistant. On constate qu'au démarrage, il y a un accroissement presque linéaire de l'allure de la vitesse, celle-ci tend vers un régime établi. L'application de la charge, ($C_r = 3.5\text{N.m}$) provoque une diminution de la vitesse de rotation de même pour le flux rotorique.

II.4 Modélisation de la machine en régime anormal

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

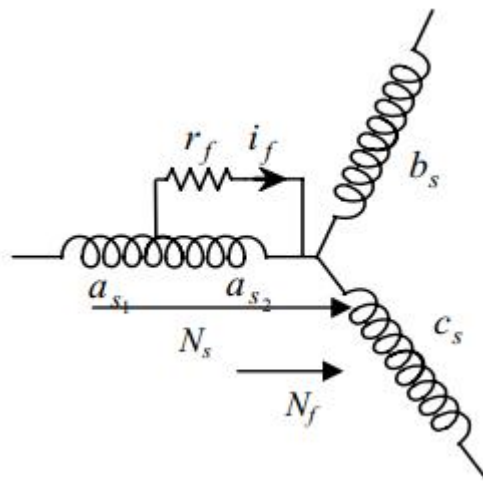


Figure II. 4 Schématisation d'un court-circuit dans une phase statorique

Soit N_s le nombre de spires en régime sain de la machine asynchrone. Un court-circuit statorique conduira à une diminution dans le nombre de spires de chaque phase statorique.

On définit les coefficients de court –circuit suivants :

$$\text{Coefficient de court –circuit relatif à la 1}^{\text{ère}} \text{ phase statorique : } k_{sa} = \frac{N_{cc1}}{N_s} \quad (II.45)$$

$$\text{Coefficient de court –circuit relatif à la 2}^{\text{ème}} \text{ phase statorique : } k_{sb} = \frac{N_{cc2}}{N_s} \quad (II.46)$$

$$\text{Coefficient de court –circuit relatif à la 3}^{\text{ème}} \text{ phase statorique : } k_{sc} = \frac{N_{cc3}}{N_s} \quad (II.47)$$

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

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

$$N_1 = N_s - N_{cc1} = (1 - k_{sa})N_s = f_{sa}N_s \quad (II.48)$$

$$N_2 = N_s - N_{cc2} = (1 - k_{sb})N_s = f_{sb}N_s \quad (II.49)$$

$$N_3 = N_s - N_{cc3} = (1 - k_{sc})N_s = f_{sc}N_s \quad (II.50)$$

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

Les inductances sont données par les expressions suivantes :

$$[L_{sf}] = \begin{bmatrix} f_{sa}^2 L_{sf} & 0 & 0 \\ 0 & f_{sb}^2 L_{sf} & 0 \\ 0 & 0 & f_{sc}^2 L_{sf} \end{bmatrix} \quad (II.51)$$

$$[M_{ss}] = M_s \begin{bmatrix} f_{sa}^2 & -f_{sa}f_{sb}/2 & -f_{sa}f_{sc}/2 \\ -f_{sa}f_{sb}/2 & f_{sb}^2 & -f_{sc}f_{sb}/2 \\ -f_{sa}f_{sc}/2 & -f_{sc}f_{sb}/2 & f_{sc}^2 \end{bmatrix} \quad (II.52)$$

$$[M_{sr}] = M \begin{bmatrix} f_{sa} \cos \alpha & -f_{sa} \cos(\alpha + 2f/3) & f_{sa} \cos(\alpha - 2f/3) \\ f_{sb} \cos(\alpha - 2f/3) & f_{sb} \cos \alpha & f_{sb} \cos(\alpha + 2f/3) \\ f_{sc} \cos(\alpha + 2f/3) & f_{sc} \cos(\alpha - 2f/3) & f_{sc} \cos \alpha \end{bmatrix} \quad (II.53)$$

$$\text{Avec : } [M_{sr}] = [M_{rs}]^T \quad (II.54)$$

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

$$[R_s] = R_s \begin{bmatrix} f_{sa} & 0 & 0 \\ 0 & f_{sb} & 0 \\ 0 & 0 & f_{sc} \end{bmatrix} \quad (II.55)$$

On remplace les matrices $[R_s]$, $[M_{ss}]$, $[M_{sr}]$, $[M_{rs}]$, $[L_{sf}]$ dans le modèle triphasé de la machines asynchrone (II.36), (II.40), (II.41) et (II.42) on obtient :

$$P \begin{bmatrix} s \\ r \end{bmatrix} = [R_s] [M_r^s]^{-1} [M_{sr}^s] [I_s] + \left([R_r] [M_r^s]^{-1} (1-S) W_N [K_{rs}^{sp}] \right) \begin{bmatrix} s \\ r \end{bmatrix} \quad (II.56)$$

$$P [I_s] = \Gamma^{-1} \left([U_s] - \left([R_s] + [M_{sr}^s] [M_r^s]^{-1} [R_r] [M_r^s]^{-1} [M_{rs}^s] \right) [I_s] \right) + \Gamma^{-1} [M_{sr}^s] [M_r^s]^{-1} \left([R_r] [M_r^s]^{-1} + (1-S) W_N [K_{rs}^{sp}] \right) \begin{bmatrix} s \\ r \end{bmatrix} \quad (II.57)$$

II.4.1 Equations mécaniques et électromagnétique

$$J \frac{d}{dt} \Omega + f \Omega = C_e - C_r \quad (II.58)$$

L'équation de le couple donnée par l'expression suivant :

$$C_e = \frac{pM_{sr}}{L_r} \left([i_s] \wedge [\Phi_r] \right) \quad (II.59)$$

$$C_e = \frac{pM_{sr}}{L_r} \left[(i_{sb} \Phi_{rc} - i_{sc} \Phi_{rb}) - (i_{sa} \Phi_{rc} - i_{sc} \Phi_{ra}) + (i_{sa} \Phi_{rb} - i_{sb} \Phi_{rb}) \right] \quad (II.60)$$

Les équations (II.56), (II.57), (II.58) et (II.60) représentent le modèle de la machine asynchrone en présence de défaillances au stator.

II.4.2 Simulation de la machine asynchrone dans les régimes anormaux de fonctionnement

Nous simulons en boucle ouverte tous les modèles (sain, avec défauts) que nous avons élaborés de la machine asynchrone.

Les figures (II.5) et (II.6) représentent les résultats de simulation en présence des défauts.

Nous avons étudié deux cas de court-circuit entre spires dans la même phase :

- court-circuit entre 20 spires (12.5 %).
- court-circuit entre 40 spires (25%).

A l'instant t=1s on a appliqué un couple résistant (3.5N.m), suivi par un défaut de court-circuit à t=2s.

a) Court-circuit entre spires (12.5%) de la première phase(A) :

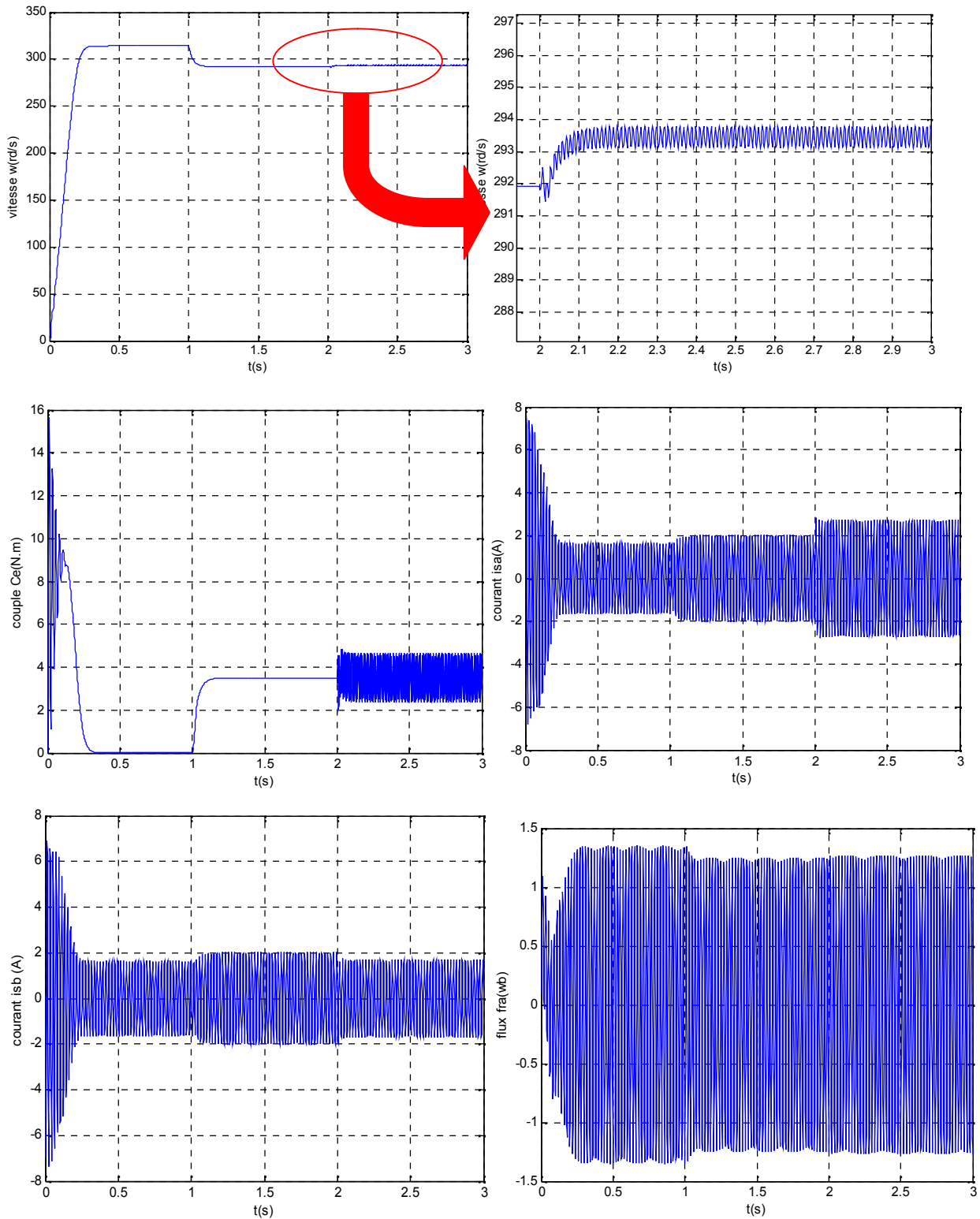


Figure II .5 Les résultats de la simulation de 12.5 % spires dans le court-circuit de la phase (A).

b) Court-circuit entre spires (25%) de la première phase .

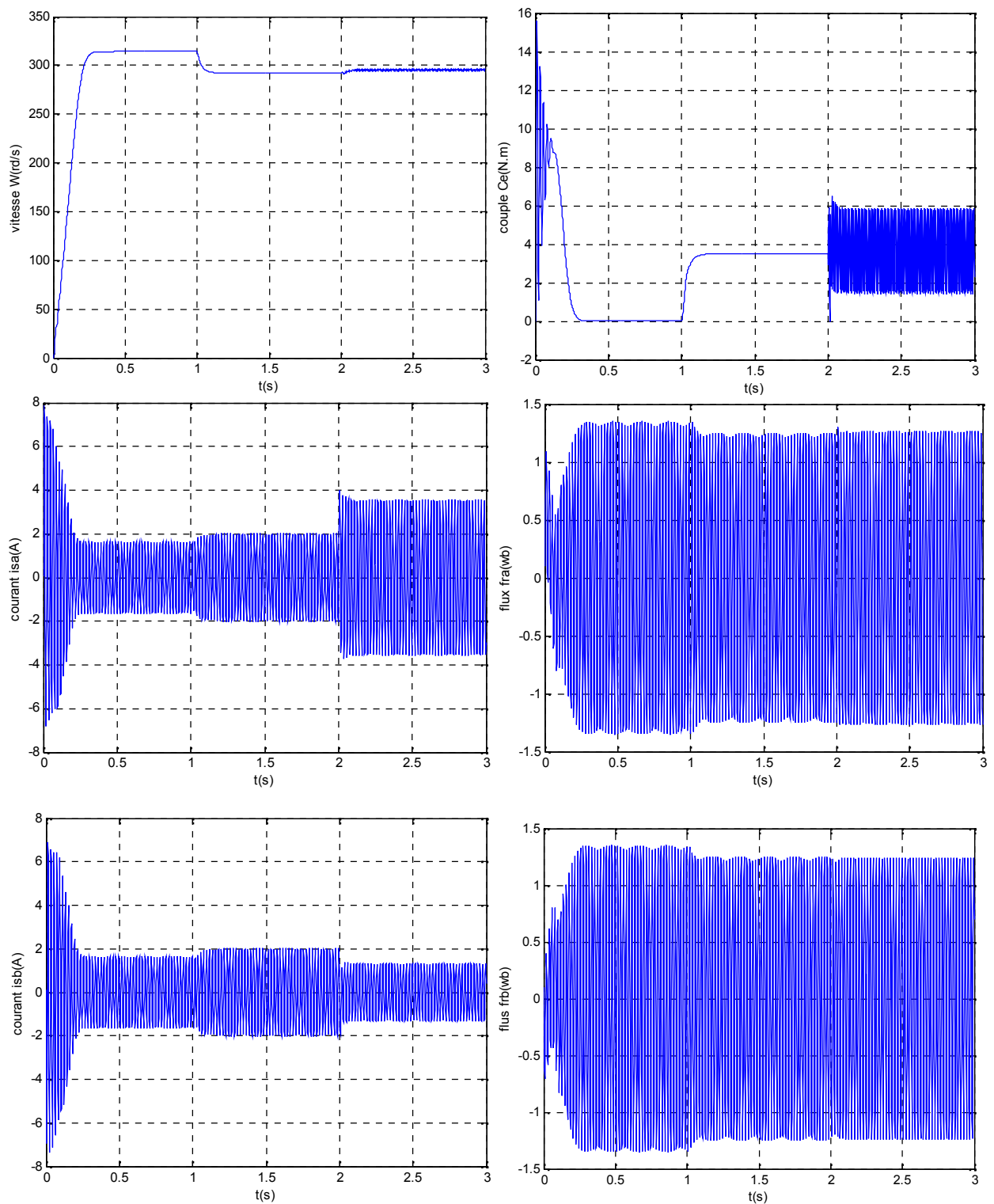
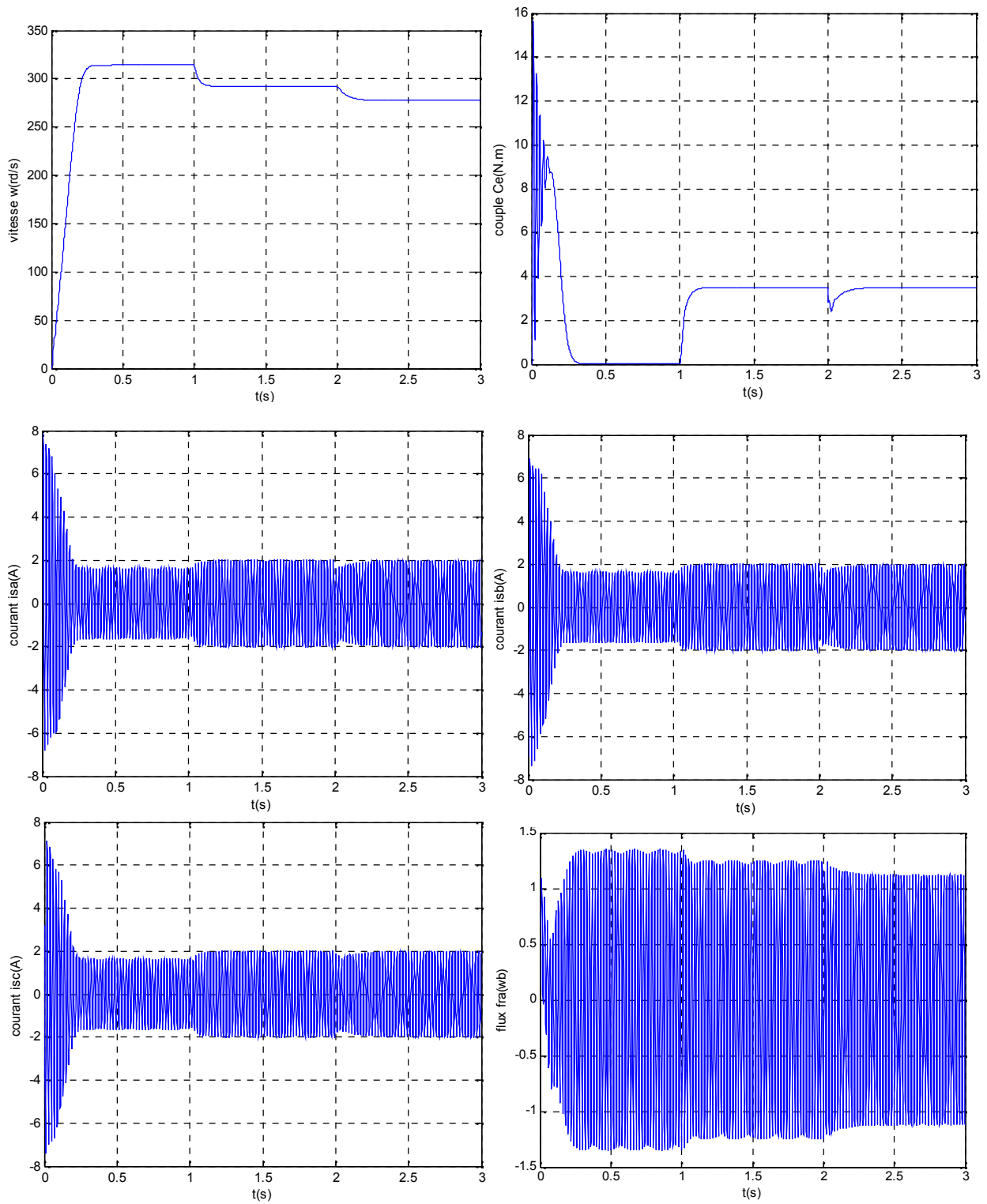


Figure II.6 Les résultats de la simulation de 25 % spires dans le court-circuit de la phase (A).

A l'instant $t=1s$ on a appliqué un couple résistant ($3.5N.m$), suivi par un effet d'une variation de R_s et R_r à $t=2s$.



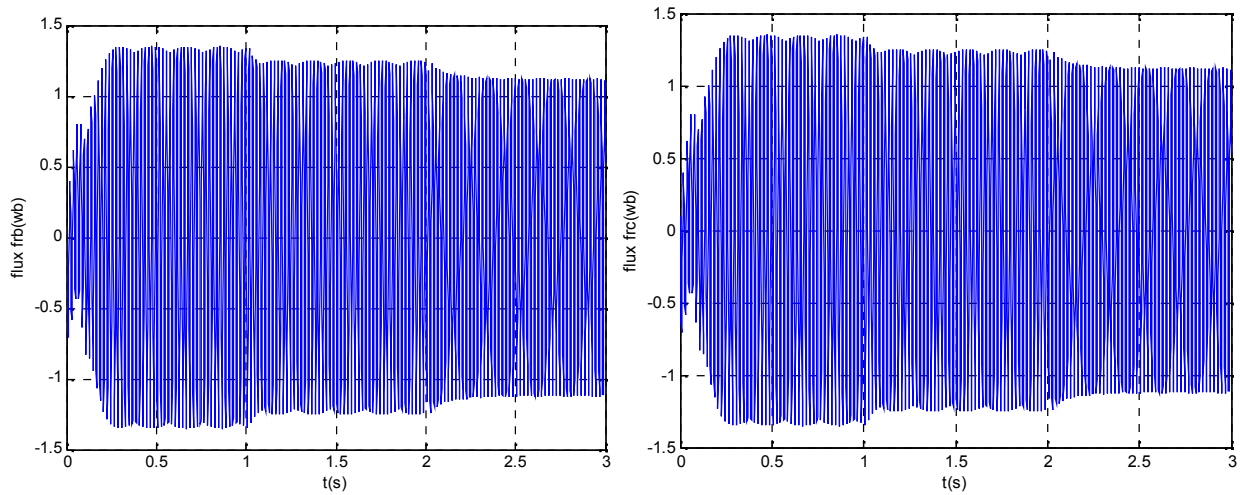


Figure II.7 Effet d'une variation de 50% de R_s et R_r

II.4.3 Interprétations des résultats

Pendant les régimes anormaux, les grandeurs électriques sont caractérisées par rapport au régime normal par une variation brusque au moment d'apparition du défaut, dans notre cas le défaut est créé à l'instant 2 s. On constate également que l'amplitude du courant dans la phase infectée est plus grande que celles des autres phases.

Le couple électromagnétique de la machine asynchrone en situation de défauts de court-circuit statoriques a une valeur sensiblement égale à celle en régime normal. Toutefois, on remarque que ce signal est bruité dès l'apparition du défaut. On constate aussi une diminution de la vitesse dès qu'on applique un défaut.

Quand il y a des spires en court-circuit, l'inductance propre d'une phase statorique infectée change, et par conséquent les autres courants de phases changent à cause du couplage magnétique. Plus le nombre de spires en court-circuit est important, plus l'augmentation du courant est plus significative. Ainsi la augmentation de la vitesse.

La figure (II.6) présente des résultats lors de la variation de la résistance rotorique et statorique de 50% dû à l'échauffement de la machine. A l'instant $t = 2$ s. Or on aura une augmentation de 50% de ces paramètres résistives jusqu'à l'instant $t = 3$ s. A ce moment prend sa valeur nominale.

Les résultats montrent qu'avant l'instant ($t = 2$ s) c'est-à-dire à l'instant de variation des paramètres résistives, aucune variation sur les courbes de vitesse, couple, courants et flux. A $t = 2$ s, les paramètres résistives deviennent 1.5 fois les paramètres nominaux.

II.5 Conclusion

Dans ce chapitre, le modèle triphasé sous sa forme classique de la machine asynchrone a été obtenu. Chose qui permet de représenter le comportement de la machine asynchrone que le stator soit équilibré ou pas et de simuler les défauts statoriques tels que la coupure d'une phase et les court-circuits entre spires d'une même phase. Par contre pour le modèle biphasé même s'il est plus rapide à cause de la simplicité de ses équations on ne peut pas simuler les défauts qui apparaissent dans le stator. Enfin, le chapitre suivant sera consacré à l'étude de la commande par backstepping qui sera appliquée à ce modèle triphasé de la machine.

Commande par backstepping

Chapitre III

La commande par Backstepping de la machine asynchrone

III.1 Introduction

Le contrôle à flux orienté (FOC) pour les machines asynchrones (MAS) a été très utilisé pour assurer un découplage entre le couple et le flux, pour obtenir un modèle similaire à celui d'une machine à courant continu. Dans ce cas, différents contrôleurs classiques peuvent être utilisés pour garantir les performances désirées

La commande par backstepping présente un grand intérêt pour la commande des systèmes non linéaires. [19]

Ce chapitre est organisé de la manière suivante :

Dans la première partie, nous présentons différentes modélisations de la machine asynchrone basées sur la transformation de Park. Par la suite, nous consacrons à la présentation de la commande backstepping. Il s'agit d'en présenter le principe. On traite d'abord quelques notions théoriques se reliant à cette technique, ensuite, il sera présenté l'application de l'approche du Backstepping à la commande de la machine à induction basée sur le principe de l'orientation du flux rotorique.

Enfin, la dernière partie de ce chapitre sera consacrée à la présentation des résultats de simulation et des résultats expérimentaux.

III.2 Modélisation de la machine à induction

La mise en œuvre d'une commande performante pour la machine à induction nécessite l'utilisation d'un modèle représentant fidèlement son comportement dynamique. En effet, les commandes modernes de la machine à induction nécessitent la connaissance à tout instant du module et de l'argument du flux rotorique, estimés à l'aide du modèle dynamique de la machine.

Cette machine devra fonctionner à flux constant pour assurer un bon rendement énergétique et un contrôle dynamique aisé du couple et de la vitesse.

III.2.1 Hypothèses simplificatrices

La modélisation d'une machine électrique permet la connaissance et l'étude de ses comportements statiques et dynamiques d'où un apport précieux pour l'étude de sa commande car elle permet d'une part de restituer une image de ce que l'on peut observer expérimentalement et d'autre part, de prévoir des comportements de la machine plus variés de ceux observés expérimentalement. La modélisation de la MAS triphasée réelle constitue en son remplacement par une machine biphasée fictive mais magnétiquement équivalente. L'étude de la modélisation sera faite dans le contexte habituel d'hypothèses simplificatrices mentionnées dans le deuxième chapitre.

III.2.2 Modélisation triphasée de la machine

Les enroulements des trois phases statoriques et rotoriques peuvent être représentés comme indiqué sur la figure (III.1). Les phases rotoriques sont court-circuitées sur elle-même.

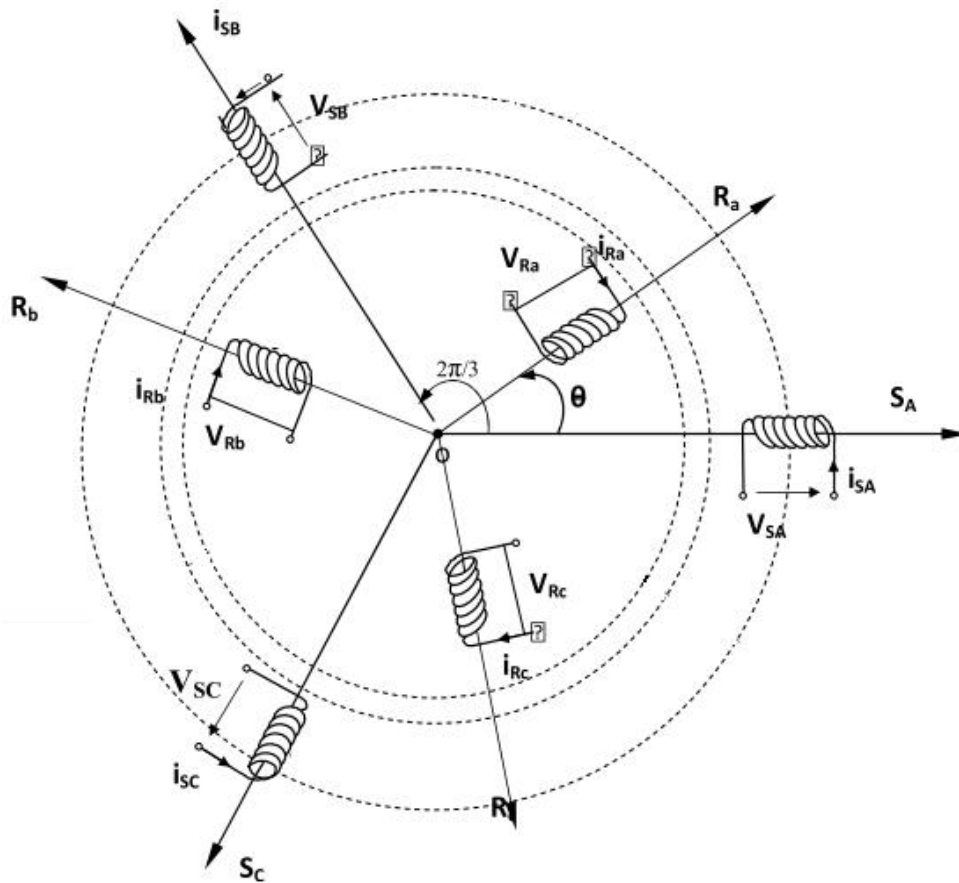


Figure III. 1 Représentation des enroulements d'une MAS triphasée

III.2.3 Equations électriques

En tenant compte des hypothèses simplificatrices précédentes, l'étude physique conduit aux équations de tensions suivantes données sous forme matricielle:

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

Le rotor étant en court-circuit, ses tensions sont nulles.

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

Avec V : la tension, i : le courant et Φ le flux

R_s : La résistance du stator et R_r : La résistance du rotor

III.2.4 Equations magnétiques

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

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

l_s : est l'inductance propre d'une phase statorique

l_r : est l'inductance propre d'une phase rotorique

M_s : est l'inductance mutuelle entre deux phases statoriques

M_r : est l'inductance mutuelle entre deux phases rotoriques

$$\begin{bmatrix} M_1 \\ M_2 \\ M_3 \end{bmatrix} = M_0 \begin{bmatrix} \cos(\alpha) \\ \cos\left(\alpha - \frac{2f}{3}\right) \\ \cos\left(\alpha + \frac{2f}{3}\right) \end{bmatrix} \quad (III.4)$$

M_0 : Est le Maximum de l'inductance mutuelle entre une phase statorique et une phase rotorique
La matrice des flux réels fait apparaître quatre sous matrices d'inductances.

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

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

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

Avec :

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

$$[M_{sr}] = [M_{rs}]^t = M_0 \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos\left(\theta + \frac{2f}{3}\right) & \cos\left(\theta - \frac{2f}{3}\right) \\ \cos\left(\theta - \frac{2f}{3}\right) & \cos(\theta) & \cos\left(\theta + \frac{2f}{3}\right) \\ \cos\left(\theta + \frac{2f}{3}\right) & \cos\left(\theta - \frac{2f}{3}\right) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \quad (III.8)$$

Cette modélisation triphasée présente un inconvénient majeur pour notre application. Les matrices $[M_{sr}]$ et $[M_{rs}]$ dépendent de l'angle de rotation mécanique, et nécessitent donc d'être recalculées à chaque pas d'échantillonnage.

III.2.5 Transformation de Park appliquée a la machine asynchrone triphasée

Les équations précédentes permettent la modélisation de la machine dans le plan " a b c". Par contre, vu la complexité de ces équations, il est très difficile d'en tirer des stratégies de commande. Pour cela on utilise la transformation de Park qui permettra de rendre simple à les étudier

III.2.5.1 principe de la transformation de Park

La transformation de Park permet de modéliser les systèmes triphasés (a,b,c) dans un repère orthogonal équivalents d'axes d et q. ce repère peut être fixe ou tournant par rapport aux armatures de la machine. Une grandeur vectorielle caractéristique du système triphasé peut ainsi être représentée par une grandeur vectorielle dans le repère orthogonal dq (figure III.2).en l'absence de composante homopolaire, ce qui est le cas des systèmes à armature et alimentation équilibrées, cette transformation triphasé-diphasé permet de représenter chaque grandeur par deux coordonnées au lieu de trois, ce qui amène également a une réduction du nombre d'équations nécessaire à la modélisation du système.

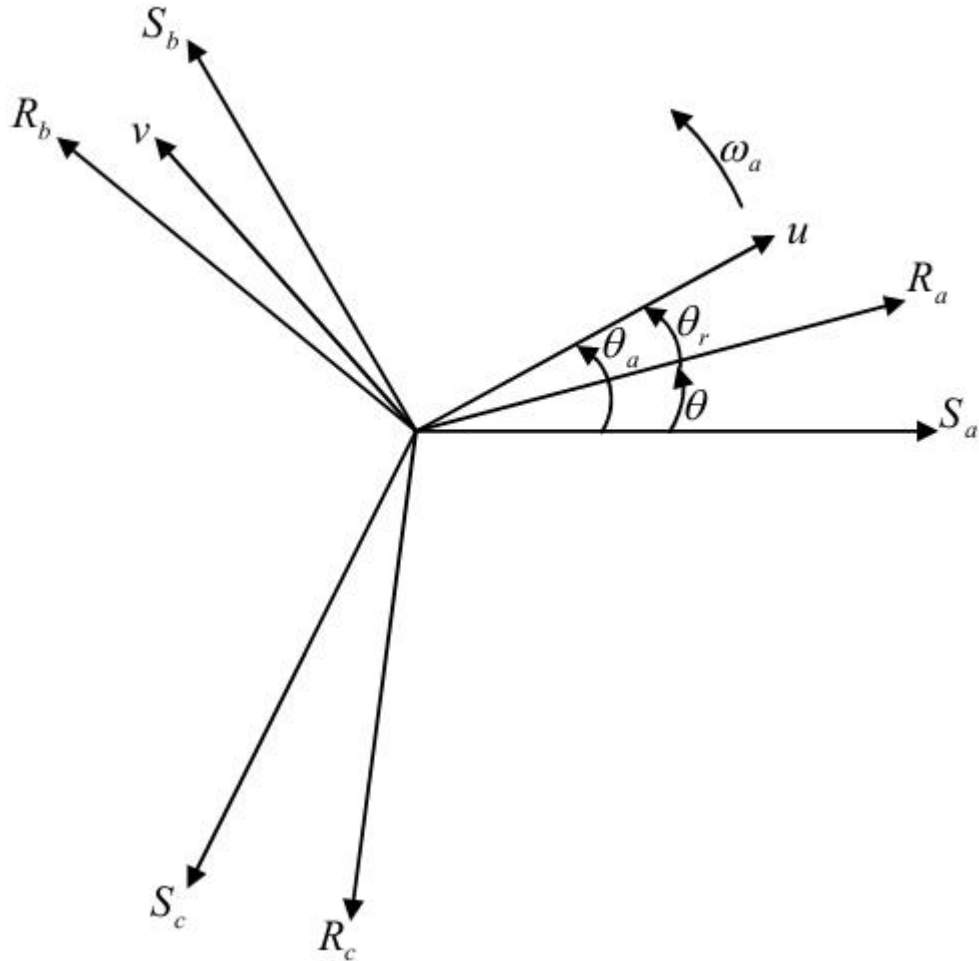


Figure III. 2 Passage du système triphasé au système biphasé et biphasé et inversement.

θ_a : L'angle de transformation de PARK entre la phase de l'axe S_a et l'axe u

$$\theta_a = \theta + \theta_r$$

ω_a : Vitesse angulaire de rotation du système (u, v) par rapport au système d'axes triphasé

La transformation du modèle d'un enroulement triphasé en un modèle d'un enroulement biphasé, en prenant en compte la conservation des puissances est permis par la matrice de Park donnée ci après.

$$[P(\theta_a)] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos \theta_a & \cos(\theta_a - 2\pi/3) & \cos(\theta_a + 2\pi/3) \\ -\sin \theta_a & -\sin(\theta_a - 2\pi/3) & -\sin(\theta_a + 2\pi/3) \\ 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \end{bmatrix} \quad (III.9)$$

Cette matrice est orthogonale, c'est-à-dire $[P(\theta_a)]^t = [P(\theta_a)]^{-1}$

La matrice de passage inverse, est donnée par :

$$[P(\theta_a)]^{-1} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos \theta_a & -\sin \theta_a & 1/\sqrt{2} \\ \cos(\theta_a - 2f/3) & -\sin(\theta_a - 2f/3) & 1/\sqrt{2} \\ \cos(\theta_a + 2f/3) & -\sin(\theta_a + 2f/3) & 1/\sqrt{2} \end{bmatrix} \quad (III.10)$$

Avec $\theta_a = \theta_s$ pour le stator, ou $\theta_a = \theta_r$ pour le rotor.

III.2.5.2 Equations électriques et magnétiques dans le repère biphasé

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

$$[x_{abc}] = [P(\theta_a)]^{-1} [x_{uvo}] \quad (III.11)$$

$$[x_{uvo}] = [P(\theta_a)] [x_{abc}] \quad (III.12)$$

Avec :

x : Grandeur statorique ou rotorique (représente la vecteur tension, courant ou flux).

x_0 : La composante homopolaire choisie nulle pour un système équilibré

Les équations (III.1), (III.2) et(III.3) dont alors lieu aux systèmes suivants :

$$\begin{bmatrix} V_{su} \\ V_{sv} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{su} \\ i_{sv} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{su} \\ \Phi_{sv} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -w_s \\ w_s & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Phi_{su} \\ \Phi_{sv} \end{bmatrix} \quad (III.13)$$

$$\begin{bmatrix} V_{ru} \\ V_{rv} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 \\ 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ru} \\ i_{rv} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{ru} \\ \Phi_{rv} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\check{S}_r \\ \check{S}_r & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Phi_{ru} \\ \Phi_{rv} \end{bmatrix} \quad (III.14)$$

$$\begin{bmatrix} \Phi_{su} \\ \Phi_{sv} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & 0 \\ 0 & L_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{su} \\ i_{sv} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} M & 0 \\ 0 & M \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ru} \\ i_{rv} \end{bmatrix} \quad (III.15)$$

$$\begin{bmatrix} \Phi_{ru} \\ \Phi_{rv} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_r & 0 \\ 0 & L_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ru} \\ i_{rv} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} M & 0 \\ 0 & M \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{su} \\ i_{sv} \end{bmatrix} \quad (III.16)$$

Avec :

$L_r = l_r - M_r$: Inductance cyclique propre de l'armature du rotor.

$L_s = l_s - M_s$: Inductance cyclique propre de l'armature du stator.

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

III.2.6 Choix du référentiel

III.2.6.1 Définitions des différents référentiels

Il y a trois transformations de référentiel qui sont couramment employées dans la simulation des machines électriques.

Il y en trois types de référentiels qui sont intéressants dans la pratique.

➤ Référentiel immobile par rapport au stator : (système d'axes (r, s)).

$$\frac{d_{n_a}}{dt} = 0, \frac{d_{n_r}}{dt} = -\check{\xi}$$

➤ Référentiel immobile par rapport au rotor : (système d'axes (x, y)).

$$\frac{d_{n_r}}{dt} = 0$$

➤ Référentiel lié au champ tournant : (systèmes d'axes (d, q)).

$$\frac{d_{n_s}}{dt} - \frac{d_{n_r}}{dt} = \check{\xi}$$

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

$$n_a = 0 \Leftrightarrow \begin{cases} U \rightarrow r \\ V \rightarrow r \end{cases} \text{ et } \frac{d_{n_a}}{dt} = \check{\xi}_a = 0$$

Les équations électriques prennent la forme suivante :

$$\begin{bmatrix} V_{sr} \\ V_{ss} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sr} \\ i_{ss} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{sr} \\ \Phi_{ss} \end{bmatrix} \quad (III.17)$$

$$\begin{bmatrix} V_{rr} \\ V_{rs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 \\ 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{rr} \\ i_{rs} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{rr} \\ \Phi_{rs} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\check{\xi}_r \\ \check{\xi}_r & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Phi_{rr} \\ \Phi_{rs} \end{bmatrix} \quad (III.18)$$

II.2.7 Equation du couple électromagnétique mécanique

$$C_{em} = \frac{pM}{L_r} (\Phi_{rr} i_{ss} - \Phi_{rs} i_{sr}) \quad (III.19)$$

L'évolution de la vitesse de rotation en fonction du couple électromagnétique et de la charge de la machine caractérisée par le couple résistant C_r , est décrite par l'expression suivante :

$$J \frac{d}{dt} \Omega + f \Omega = C_e - C_r \quad (III.20)$$

Avec :

J : Moment d'inertie.

f : Coefficient de frottement.

C_r : Couple résistant imposé par la charge mécanique.

Ω : Vitesse mécanique de rotation. Avec $\omega = p \Omega$

III.2.8 Mise en équation d'état

Une caractéristique importante du modèle est la nature des variables d'état. Dans la plupart des modèles des machines électriques, les variables d'état sont généralement les courants circulant dans les divers enroulements de la machine ou les flux de ces mêmes enroulements. Le choix devrait être dicté par le système d'équations qui requiert le moins de calcul. [3]

Pour une machine asynchrone alimentée en tension, les tensions statoriques « v_{sr} » et « v_{ss} » représentent les variables de commande, et nous considérons les courants statoriques (i_{sr}, i_{ss}), les flux rotoriques (Φ_{rr}, Φ_{rs}) et la pulsation mécanique « Ω » comme variables d'état, le couple résistant « C_r » étant comme perturbation. .

On cherche à obtenir un système d'équation écrit sous forme :

$$\begin{cases} \dot{X} = AX + BU \\ Y = CX \end{cases} \quad (III.21)$$

Avec :

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

Après arrangement des équations, on obtient le système suivant :

$$\begin{cases} \dot{i}_{sr} = -\chi i_{sr} + \frac{k}{T_r} \{ \Phi_{rr} + k\check{S} \{ \Phi_{rs} + \frac{1}{\dagger L_s} v_{sr} \\ \dot{i}_{ss} = -\chi i_{ss} + k\check{S} \{ \Phi_{rr} + \frac{k}{T_r} \{ \Phi_{rs} + \frac{1}{\dagger L_s} v_{ss} \\ \dot{\Phi}_{rr} = \frac{M}{T_r} i_{sr} - \frac{1}{T_r} \{ \Phi_{rr} - \check{S} \{ \Phi_{rs} \\ \dot{\Phi}_{rs} = \frac{M}{T_r} i_{ss} + \check{S} \{ \Phi_{rr} - \frac{1}{T_r} \{ \Phi_{rs} \end{cases} \quad (III.22)$$

Par identification :

$$A = \begin{bmatrix} -x & 0 & \frac{k}{T_r} & k \check{S} \\ 0 & -x & -k \check{S} & \frac{k}{T_r} \\ \frac{M}{T_r} & 0 & -\frac{1}{T_r} & -\check{S} \\ 0 & \frac{M}{T_r} & \check{S} & -\frac{1}{T_r} \end{bmatrix}, \quad B = \begin{bmatrix} \frac{1}{\dagger L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\dagger L_s} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}, \quad C = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

$$X = \begin{bmatrix} i_{sr} \\ i_{ss} \\ \{r_r\} \\ \{r_s\} \end{bmatrix}, \quad U = \begin{bmatrix} v_{sr} \\ v_{ss} \end{bmatrix}$$

Avec :

$$k = \frac{M}{\dagger L_r L_s} \quad \text{et} \quad x = \frac{1}{\dagger L_s} \left(R_s + \frac{M^2}{L_r T_r} \right),$$

$$\dagger = 1 - \frac{M^2}{L_s L_r} \quad : \text{Facteur de dispersion}$$

$$T_r = \frac{L_r}{R_r} \quad : \text{Constante du temps rotorique}$$

III.3 Commande par Backstepping de la machine asynchrone

La méthode de Backstepping est un processus récursif et systématique de commande des systèmes non linéaires.

La méthodologie de construction d'une fonction de Lyapunov pour un système par cette technique a été développée au début des années 90. [20]

III.3.1 Principe de la commande par backstepping

Depuis quelques années, beaucoup de progrès ont été faits dans le domaine de la commande des systèmes non linéaires. La technique du backstepping fait partie de ces nouvelles percées dans ce domaine. [21]

L'idée consiste à calculer une loi de commande afin de garantir que la dérivée d'une certaine fonction (de Lyapunov) définie positive, soit toujours négative. Pour cela, le système est décomposé en un ensemble de sous systèmes imbriqués. 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. La loi de commande à appliquer est synthétisée à la dernière étape. Elle doit garantir, à chaque instant, la stabilité globale du système compensé tout en travaillant en poursuite ou en régulation. [19]

III.3.2 Méthodes de Lyapunov

La commande des systèmes non linéaire s'appuie sur deux approches possibles. La première vise à linéariser le système à commander, afin de profiter des techniques consacrées aux systèmes linéaires. La deuxième approche consiste à trouver une Fonction de Commande de Lyapunov garantissant certaines performances pour le système en boucle fermée. De telles fonctions peuvent être très difficiles à trouver pour un système non linéaire d'ordre élevé. La technique du backstepping permet de réduire avantageusement cette complexité.

L'analyse de la stabilité dans le cadre de l'utilisation du Backstepping est basée sur les méthodes Lyapunov qui constituent un outil très puissant pour tester et trouver des conditions suffisantes à la stabilité des systèmes dynamiques, sans avoir à résoudre explicitement les équations différentielles les décrivant. [21]

III.3.2.1 Première méthode de Lyapunov

Cette méthode permet d'analyser la stabilité, d'un système à partir de l'étude de la stabilité locale par linéarisation de la dynamique autour d'un point d'équilibre. Cette méthode est d'une importance limitée, car elle ne permet d'étudier que la stabilité locale et ne donne pas d'information sur le domaine de stabilité global. De plus, dû aux approximations du premier degré (linéarisation), il n'est pas possible de tenir compte de tous les types de phénomènes non-linéaires. En fait, l'étude locale est surtout intéressante pour justifier ou non la poursuite de l'étude de la stabilité. Si on trouve que le système linéarisé est instable, le système non linéaire le sera nécessairement aussi.

III.3.2.2 Deuxième méthode de Lyapunov

Cette méthode est basée sur le concept d'énergie dans un système. Le principe de cette méthode consiste à analyser la stabilité du système, sans même résoudre les équations différentielles non linéaires qui le régissent. La stabilité dépend uniquement de l'étude des variations (signe de la dérivée) de l'énergie, ou d'une fonction qui lui est équivalente, le long de la trajectoire du système.

L'étude de la stabilité d'un système caractérisé par un vecteur d'état x consiste alors à chercher une fonction $V(x)$ (représentative de l'énergie) de signe défini, dont la dérivée dV/dt est semi-définie et de signe opposé dans le même domaine.

III.3.3 Méthode générale de synthèse récursive par backstepping

Cette méthode s'applique à des systèmes ayant une forme dite triangulaire, telle que l'indique la représentation suivante :

$$\begin{aligned}\dot{x}_1 &= f_1(x_1) + g_0(x_1)x_2, \\ \dot{x}_2 &= f_2(x_1, x_2) + g_1(x_1, x_2)x_3, \\ &\vdots \\ \dot{x}_n &= f_n(x_1, \dots, x_n) + g_n(x_1, \dots, x_n)u,\end{aligned}\tag{III.23}$$

Avec : $x = [x_1 x_2 \dots x_n]^t \in \mathfrak{R}^n, u \in \mathfrak{R}$.

Afin d'illustrer la procédure récursive de la méthode backstepping, on considère que la sortie du système $y = x_1$ désire suivre le signal de référence y_{ref} . Le système étant d'ordre n , la mise en œuvre s'effectue en n étapes.

III.3.3.1 Etape 1

On commence par la première équation du système (III.23), où x_2 sera considérée comme une commande virtuelle intermédiaire. La première référence désirée est notée :

$$(x_1)_d = r_0 = y_{ref} \quad (III.24)$$

Ce qui conduit à l'erreur de régulation suivante :

$$v_1 = x_1 - r_0 \quad (III.25)$$

Ainsi sa dérivée est :

$$\begin{aligned} \dot{v}_1 &= \dot{x}_1 - \dot{r}_0 \\ &= f_1(x_1) + g_0(x_1)x_2 - \dot{r}_0 \end{aligned} \quad (III.26)$$

Pour un tel système, nous construisons d'abord la fonction de Lyapunov V_1 sous une forme quadratique

$$V_1 = \frac{1}{2}v_1^2 \quad (III.27)$$

Sa dérivée temporelle est :

$$\begin{aligned} \dot{V}_1 &= v_1 \dot{v}_1 \\ &= v_1 [f_1(x_1) + g_0(x_1)x_2 - \dot{r}_0] \end{aligned} \quad (III.28)$$

Un choix judicieux de x_2 rendrait \dot{V}_1 négative et assurerait la stabilité pour la dynamique de (III.26). Pour cela, prenons : $x_2 = r_1$ telle que : $f_1(x_1) + g_0(x_1)x_2 - \dot{r}_0 = -k_1 v_1$

Où $k_1 > 0$ est une constante de conception.

Ainsi, la loi de commande pour le système (III.26) sera donnée par :

$$r_1 = \frac{1}{g_0(x_1)} [-k_1 v_1 + \dot{r}_0 - f_1(x_1)] \quad (III.29)$$

Ce qui implique

$$\dot{V}_1 = -k_1 v_1^2 \leq 0 \quad (III.30)$$

III.3.3.2 Etape 2

Maintenant, la nouvelle référence désirée sera la variable de commande pour le sous système précédent (III.26) :

$$(x_2)_d = r_1 \quad (III.31)$$

D'où l'erreur de régulation :

$$v_2 = x_2 - r_1 \quad (III.32)$$

Sa dérivée est :

$$\begin{aligned} \dot{v}_2 &= \dot{x}_2 - \dot{r}_1 \\ &= f_2(x_1, x_2) + g(x_1, x_2)x_3 - \dot{r}_1 \end{aligned} \quad (III.33)$$

Pour le système (III.33), la fonction de Lyapunov étendue est :

$$\begin{aligned} V_2 &= V_1 + \frac{1}{2}v_2^2 \\ &= \frac{1}{2}[v_1^2 + v_2^2] \end{aligned} \quad (III.34)$$

Dont la dérivée est :

$$\begin{aligned} \dot{V}_2 &= \dot{V}_1 + v_2\dot{v}_2 \\ &= -k_1v_1^2 + v_2[f_2(x_1, x_2) + g_1(x_1, x_2)x_3 - \dot{r}_1] \end{aligned} \quad (III.35)$$

Le choix de x_3 qui stabilisera la dynamique du système (III.33), et rendre \dot{V}_2 négative est $x_3 = r_2$ telle que :

$$f_2(x_1, x_2) + g_1(x_1, x_2)x_3 - \dot{r}_1 = -k_2v_2 \quad (III.36)$$

Où $k_2 \succ 0$ est une constante de conception.

Ainsi, la loi de commande pour le système (III.33) sera donnée par :

$$r_2 = \frac{1}{g_1(x_1, x_2)}[-k_2v_2 + \dot{r}_1 - f_2(x_1, x_2)] \quad (III.37)$$

Avec :

$$\dot{r}_1 = \frac{g_0(x_1)[-k_1\dot{v}_1 + \dot{r}_0 - \dot{f}_1(x_1)] - [-k_1v_1 + \dot{r}_0 - f_1(x_1)]\dot{g}_0(x_1)}{g_0^2(x_1)} \quad (III.38)$$

Un tel choix implique que :

$$\dot{V}_2 = -k_1v_1^2 - k_2v_2^2 \leq 0 \quad (III.39)$$

III.3.3.3 Etape n

De la même façon, pour cette étape la référence à suivre sera :

$$(x_n)_d = r_{n-1} \quad (III.40)$$

D'où l'erreur de régulation :

$$V_n = x_n - \Gamma_{n-1} \quad (III.41)$$

Sa dérivée est : $\dot{V}_n = \dot{x}_n - \dot{\Gamma}_{n-1}$

$$= f_n(x_1, \dots, x_n) + g_n(x_1, \dots, x_n)u - \dot{\Gamma}_{n-1} \quad (III.42)$$

Pour le système (III.42), la fonction de Lyapunov étendue est :

$$V_n = V_1 + V_2 + \dots + \frac{1}{2}V_n^2$$

$$= \frac{1}{2}[V_1^2 + \dots + V_n^2] \quad (III.43)$$

Sa dérivée est : $\dot{V}_n = \dot{V}_1 + \dots + V_n \dot{V}_n$

$$= -k_1 V_1^2 + \dots + V_n [f_n(x_1, \dots, x_n) + g_n(x_1, \dots, x_n)u - \dot{\Gamma}_{n-1}] \quad (III.44)$$

Dans cette dernière étape, on est arrivé à déduire la loi de commande pour le système entier. Un bon choix doit satisfaire :

$$f_n(x_1, \dots, x_n) + g_n(x_1, \dots, x_n)u - \dot{\Gamma}_{n-1} = -k_n V_n \quad (III.45)$$

Où $k_n > 0$ est une constante de conception.

Ainsi, la loi de commande pour le système entier sera donnée par :

$$u = \frac{1}{g_n(x_1, \dots, x_n)} [-k_n V_n + \dot{\Gamma}_{n-1} - f_n(x_1, \dots, x_n)] \quad (III.46)$$

Ce qui garanti la négativité de la dérivée de la fonction de Lyapunov étendue :

$$\dot{V}_n = -k_1 V_1^2 + \dots - k_n V_n^2 \leq 0$$

III.4 Structure générale de la commande par backstepping

La figure (III.3) représente le principe de la commande par backstepping de la machine asynchrone. La première étape de la commande par backstepping consiste à générer les courants de référence, l'erreur entre ces références et les grandeurs réelles des courants résulte de nouvelles erreurs. Enfin on adapte la loi de commande pour assurer la stabilité de la machine.

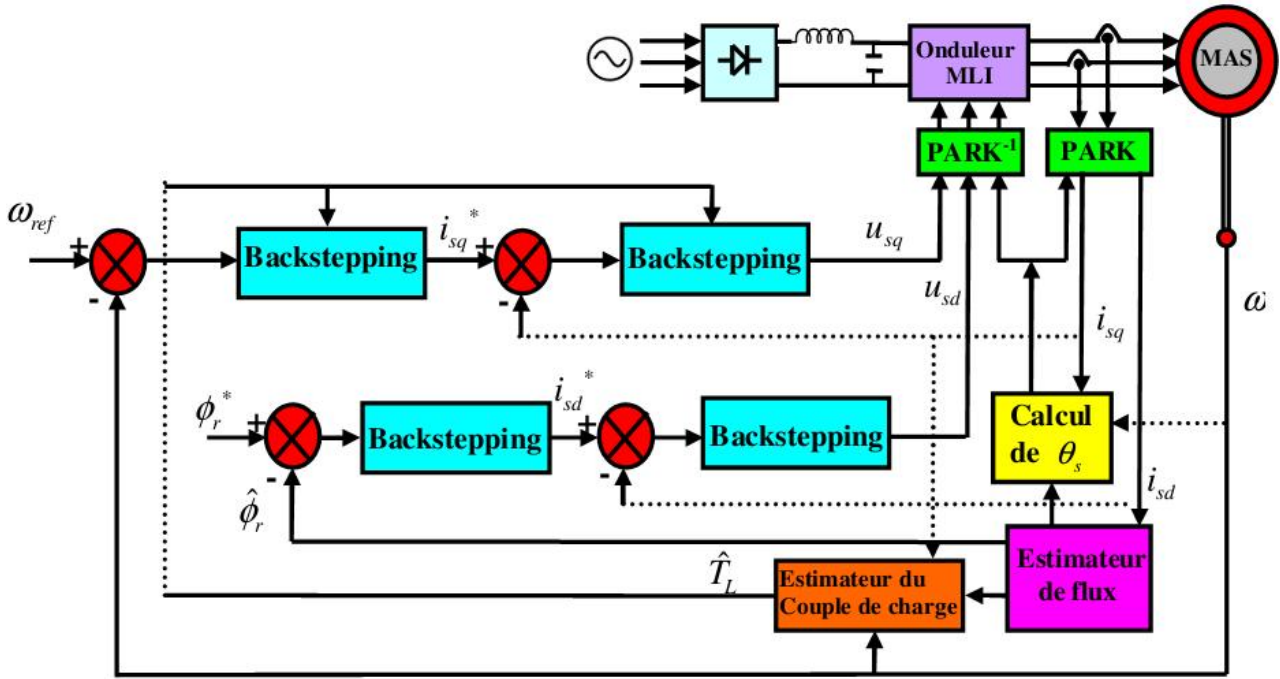


Figure III.3 Schéma bloc global de la commande [21]

III.5 Application du Backstepping à la commande de la MAS [22]

Sous les hypothèses de la linéarité du circuit magnétique, et en négligeant les pertes fer, le modèle non linéaire d'ordre cinq de la machine asynchrone, est exprimé dans le référentiel fixe (r, s) sous la forme :

$$\begin{cases} \frac{d\tilde{S}}{dt} = \frac{\tilde{S}}{J} (\Phi_{rr} i_{ss} - \Phi_{rs} i_{sr}) - \frac{f_r}{J} \tilde{S} - \frac{C_r}{J} \\ \frac{di_{sr}}{dt} = -\chi i_{sr} + \frac{k}{T_r} \Phi_{rr} + k\tilde{S} \left\{ r_s + \frac{1}{\dagger L_s} v_{sr} \right. \\ \left. \frac{di_{ss}}{dt} = -\chi i_{ss} + k\tilde{S} \Phi_{rr} + \frac{k}{T_r} \Phi_{rs} + \frac{1}{\dagger L_s} v_{ss} \right. \\ \left. \frac{d\Phi_{rr}}{dt} = \frac{M}{T_r} i_{sr} - \frac{1}{T_r} \Phi_{rr} - \tilde{S} \Phi_{rs} \right. \\ \left. \frac{d\Phi_{rs}}{dt} = \frac{M}{T_r} i_{ss} + \tilde{S} \Phi_{rr} - \frac{1}{T_r} \Phi_{rs} \right. \end{cases} \quad (III.47)$$

Le modèle (III.47) est un système fortement couplé, multivariables et non linéaire. Ces propriétés compliquent toujours la commande de la machine asynchrone. La transformation du flux orienté est toujours utilisée pour simplifier le modèle. Cette transformation change le modèle d'état $(i_{sr}, i_{ss}, \Phi_{rr}, \Phi_{rs})$ du repère statorique fixe (r, s) à un nouveau repère (d, q) qui tourne avec le flux rotorique (Φ_{rr}, Φ_{rs}) . Elle est décrite par :

$$i_{sd} = \frac{\Phi_{rr} i_{sr} + \Phi_{rs} i_{ss}}{\sqrt{\Phi_{rr}^2 + \Phi_{rs}^2}} \quad ; \quad i_{sq} = \frac{\Phi_{rr} i_{ss} + \Phi_{rs} i_{sr}}{\sqrt{\Phi_{rr}^2 + \Phi_{rs}^2}} \quad (III.48)$$

$$\Phi_{rd} = \sqrt{\Phi_{rr}^2 + \Phi_{rs}^2} \quad ; \quad \Phi_{rq} = 0 \quad (III.49)$$

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

$$\theta_s = \arctan\left(\frac{\Phi_{rs}}{\Phi_{rr}}\right) \quad (III.50)$$

La transformation entre les systèmes (r, s) et (d, q) se fait comme suit :

$$\begin{bmatrix} x_d \\ x_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta_s & \sin \theta_s \\ -\sin \theta_s & \cos \theta_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_r \\ x_s \end{bmatrix} \quad (III.51)$$

Où le paramètre x peut être courant i , flux Φ ou tension V .

L'application de cette transformation au système (III.22) conduit au nouveau modèle de la machine dans le repère (d, q) donné par :

$$\begin{cases} \frac{d\tilde{S}}{dt} = \frac{\tilde{r}}{J} \Phi_d i_{sq} - \frac{f_r}{J} \tilde{S} - \frac{PC_r}{J} \\ \frac{d\Phi_d}{dt} = -r\Phi_d + rMi_{sd} \\ \frac{di_{sd}}{dt} = -\chi i_{sd} + rs\Phi_d + \tilde{S}i_{sq} + rM \frac{i_{sq}^2}{\Phi_d} + \frac{1}{\dagger L_s} v_{sd} \\ \frac{di_{sq}}{dt} = -\chi i_{sq} - s\tilde{S}\Phi_d - \tilde{S}i_{sd} - rM \frac{i_{sq}i_{sd}}{\Phi_d} + \frac{1}{\dagger L_s} v_{sq} \end{cases} \quad (III.52)$$

Avec :

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

$$\tilde{r} = \frac{P^2 M}{L_r}, r = \frac{R_r}{L_r}, \chi = \frac{M^2 R_r + L_r^2 R_s}{\dagger L_s L_r^2} \quad \text{Et} \quad s = \frac{M}{\dagger L_s L_r}$$

Le modèle (III.52) est plus adapté à l'application de la commande backstepping. L'idée de base de la technique backstepping est de choisir récursivement quelques fonctions appropriées d'état comme des entrées virtuelles de commande pour des sous systèmes du premier ordre du système global. Ce qui implique, que l'application du backstepping est divisée en plusieurs étapes.

Dans chaque étape, une fonction Lyapunov étendue est associée afin de garantir la stabilité du système entier.

III.5.1 Etape 1

Comme la vitesse rotorique et l'amplitude du flux rotorique sont nos grandeurs de régulation, on va commencer par définir les erreurs de régulation par :

$$v_1 = \check{S}_{ref} - \check{S} \quad (III.53)$$

$$v_2 = \check{\Phi}_{ref} - \check{\Phi}_d \quad (III.54)$$

Ainsi, les équations dynamiques de l'erreur sont :

$$\dot{v}_1 = \check{S}_{ref} - \check{S} \quad (III.55)$$

$$\dot{v}_2 = \dot{\check{\Phi}}_{ref} - \dot{\check{\Phi}}_d \quad (III.56)$$

$$\dot{v}_1 = \check{S}_{ref} - \frac{\tilde{r}}{J} \check{\Phi}_d i_{sq} + \frac{f_r}{J} \check{S} + \frac{C_r}{J} \quad (III.57)$$

$$\dot{v}_2 = \dot{\check{\Phi}}_{ref} + r \dot{\check{\Phi}}_d - r M i_{sd} \quad (III.58)$$

La première fonction de Lyapunov est choisi tel que :

$$\epsilon_1 = \frac{1}{2} (v_1^2 + v_2^2) \quad (III.59)$$

Sa dérivée est :

$$\begin{aligned} \dot{\epsilon}_1 &= v_1 \dot{v}_1 + v_2 \dot{v}_2 \\ &= v_1 \left(\check{S}_{ref} - \frac{\tilde{r}}{J} \check{\Phi}_d i_{sq} + \frac{f_r}{J} \check{S} + \frac{PC_r}{J} \right) + v_2 \left(\dot{\check{\Phi}}_{ref} + r \dot{\check{\Phi}}_d - r M i_{sd} \right) \end{aligned} \quad (III.60)$$

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

$$i_{sqref} = \frac{J}{\check{\Phi}_d \tilde{r}} \left[k_1 e_1 + \check{S}_{ref} + \frac{f_r}{J} \check{S} + \frac{C_r}{J} \right]$$

$$i_{sdref} = \frac{1}{r M} \left[k_2 e_2 + \dot{\check{\Phi}}_{ref} + r \dot{\check{\Phi}}_d \right]$$

Où k_1, k_2 des constantes positives.

La dérivée de la fonction de Lyapunov devient :

$$\dot{\epsilon}_1 = -k_1 e_1^2 + k_2 e_2^2 < 0$$

III.5.2 Etape 2

$$\begin{aligned} v_3 &= (i_{sq})_{ref} - i_{sq} \\ &= \frac{1J}{\Phi_d} \left[k_1 e_1 + \check{S}_{ref} + \frac{f_r}{J} \check{S} + \frac{C_r}{J} \right] - i_{sq} \end{aligned} \quad (III.61)$$

$$\begin{aligned} v_4 &= (i_{sd})_{ref} - i_{sd} \\ &= \frac{1}{rM} (k_2 e_2 + \dot{\Phi}_{ref} + r\dot{\Phi}_d) - i_{sd} \end{aligned} \quad (III.62)$$

Avec cette définition et en tenant compte du système (III.58), les dynamiques de

$$v_1 \text{ et } v_2 \text{ s'écrivent : } \dot{v}_1 = -k_1 v_1 + \tilde{W}_d v_3 \quad (III.63)$$

$$\dot{v}_2 = -k_2 v_2 + rM v_4 \quad (III.64)$$

La dynamique du système (III.61) et (III.62) est donnée par :

$$\begin{aligned} \dot{v}_3 &= \dot{i}_{sqref} - \dot{i}_{sq} \\ &= \dot{i}_{sqref} - \mathbb{E}_1 - \frac{1}{\dagger L_s} v_{sq} \end{aligned} \quad (III.65)$$

$$\begin{aligned} \dot{v}_4 &= \frac{1}{rM} (k v_2 + \ddot{\Phi}_{ref} + r\ddot{\Phi}_d) - \dot{i}_{sd} \\ &= \dot{i}_{sdref} - \mathbb{E}_1 - \frac{1}{\dagger L_s} v_{sd} \end{aligned} \quad (III.66)$$

Où :

$$\mathbb{E}_1 = -y i_{sq} - s \check{S} \Phi_d - \check{S} i_{sd} - rM \frac{i_{sq} i_{sd}}{\Phi_d} \quad (III.67)$$

$$\mathbb{E}_2 = -y i_{sd} - sr \Phi_d - \check{S} i_{sq} - rM \frac{i_{sq}^2}{W_d} \quad (III.68)$$

La fonction de Lyapunov finale est donnée par:

$$v_2 = \frac{1}{2} (v_1^2 + v_2^2 + v_3^2 + v_4^2) \quad (III.69)$$

$$\dot{v}_2 = v_1 \dot{v}_1 + v_2 \dot{v}_2 + v_3 \dot{v}_3 + v_4 \dot{v}_4 \quad (III.70)$$

Où :

$$\dot{v}_2 = -k_1 v_1^2 - k_2 v_2^2 - k_3 v_3^2 - k_4 v_4^2 + v_3 (k_3 v_3 + \dot{i}_{sqref} - \mathbb{E}_1 - \frac{1}{\dagger L_s} V_{sq}) + v_4 (k_4 v_4 + \dot{i}_{sdref} - \mathbb{E}_2 - \frac{1}{\dagger L_s} V_{sd}) \quad (III.71)$$

k_3, k_4 Des constantes positives

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

$$V_{sd} = \dagger L_s (k_4 v_4 + \dot{i}_{sdref} - \mathbb{E}_2) \quad (III.72)$$

$$V_{sq} = \dagger L_s (k_3 v_3 + \dot{i}_{sqref} - \mathbb{E}_1) \quad (III.73)$$

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

Donc (III.71) peut être exprimé par :

$$\dot{v}_3 = -k_3 v_3 - \frac{\tilde{w}}{J} v_1 \quad (III.74)$$

$$\dot{v}_4 = -r M v_2 - k_4 v_4 \quad (III.75)$$

Et à partir des équations (III.63), (III.64), (III.74) et (II.75), on peut écrire :

$$\dot{v} = Av$$

$$A = \begin{bmatrix} -k_1 & 0 & \frac{\tilde{w}}{J} w_d & 0 \\ 0 & -k_2 & 0 & r M \\ -\frac{\tilde{w}}{J} & 0 & -k_3 & 0 \\ 0 & -r M & 0 & -k_4 \end{bmatrix}, v = \begin{bmatrix} v_1 \\ v_2 \\ v_3 \\ v_4 \end{bmatrix}$$

III.6 simulation

Dans ce qui suit, nous présentons la validation par simulation de la commande par backstepping appliquée à une machine asynchrone, Pour montrer les performances de cette commande est soumise à des tests de robustesse pour des conditions de fonctionnement variables. ceci est vérifiée par les simulations représentées ci-après.

III.6.1 Simulation pour l'application de la commande sur la machine (modèle biphasé)

Figure III.4

A t=1 sec on introduit un couple de charge égale au couple nominale Cr=5(N.m)

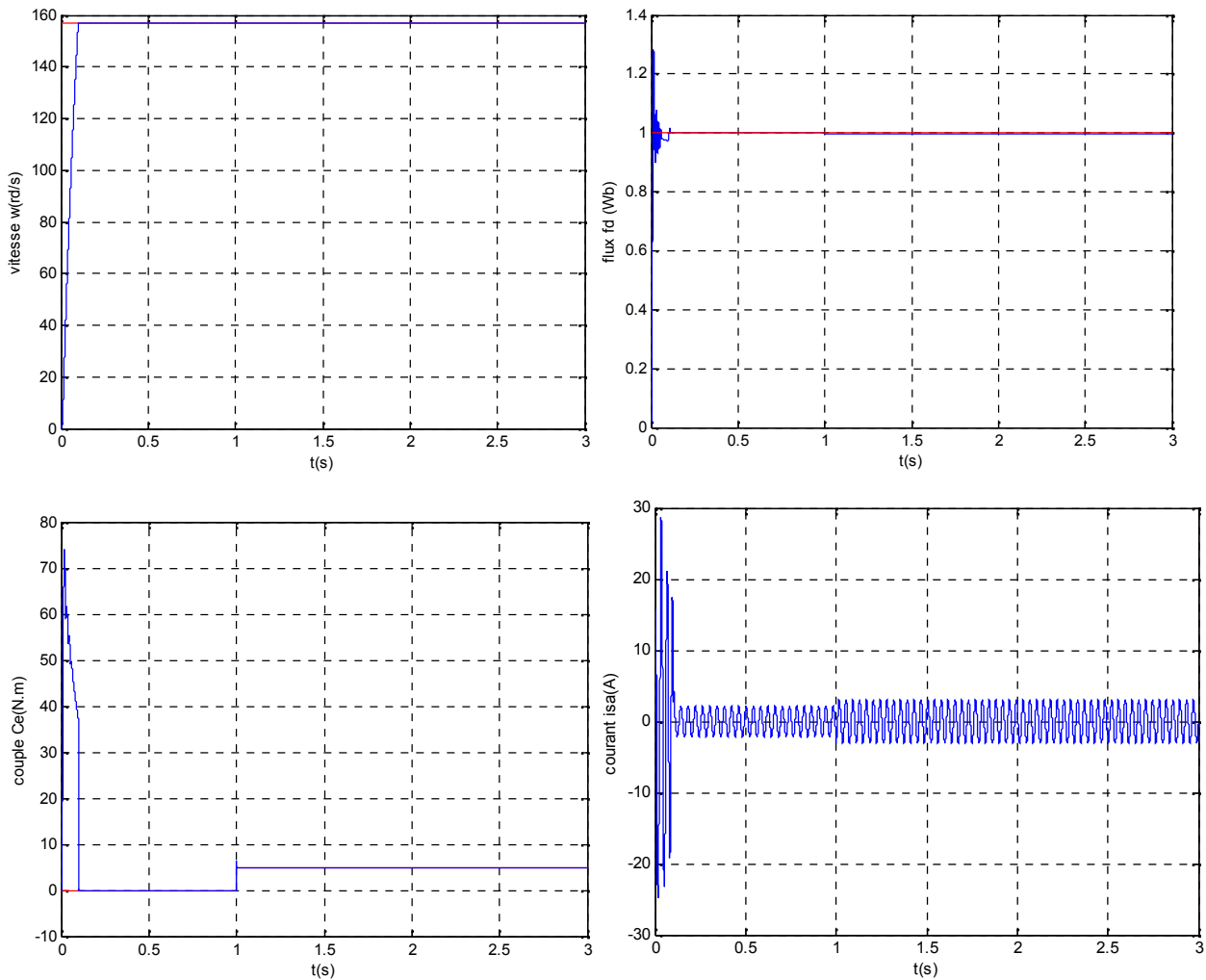


Figure III. 4 Résultats de simulation de la commande backstepping sur la machine (modèle biphasé)

III.6.2 Simulation pour l'application de la commande sur la machine (modèle triphasé)

Figure III.5

A $t=1$ sec on introduit un couple de charge égale au couple nominale $C_r=3.5(N.m)$

Figure III.6

A $t=1$ sec on introduit un couple de charge égale au couple nominale $C_r=3.5(N.m)$ puis à $t=2$ sec une inverse la sens de la vitesse w ($-300rd/s$).

Figure III.7

A $t=1$ sec on introduit un couple de charge égale au couple nominale $C_r=3.5(N.m)$ puis à $t=2$ sec une variation de 100% dans les paramètres résistives de la machine.

Figure III.8

A $t=1$ sec on introduit un couple de charge égale au couple nominale $C_r=3.5(N.m)$ puis à $t=2$ sec un défaut de court-circuit entre spire (12.5%) dans le stator.

Figure III.9

A $t=1$ sec on introduit un couple de charge égale au couple nominale $C_r=3.5(N.m)$ puis à $t=2$ sec un défaut de court-circuit entre spire (25%) dans le stator.

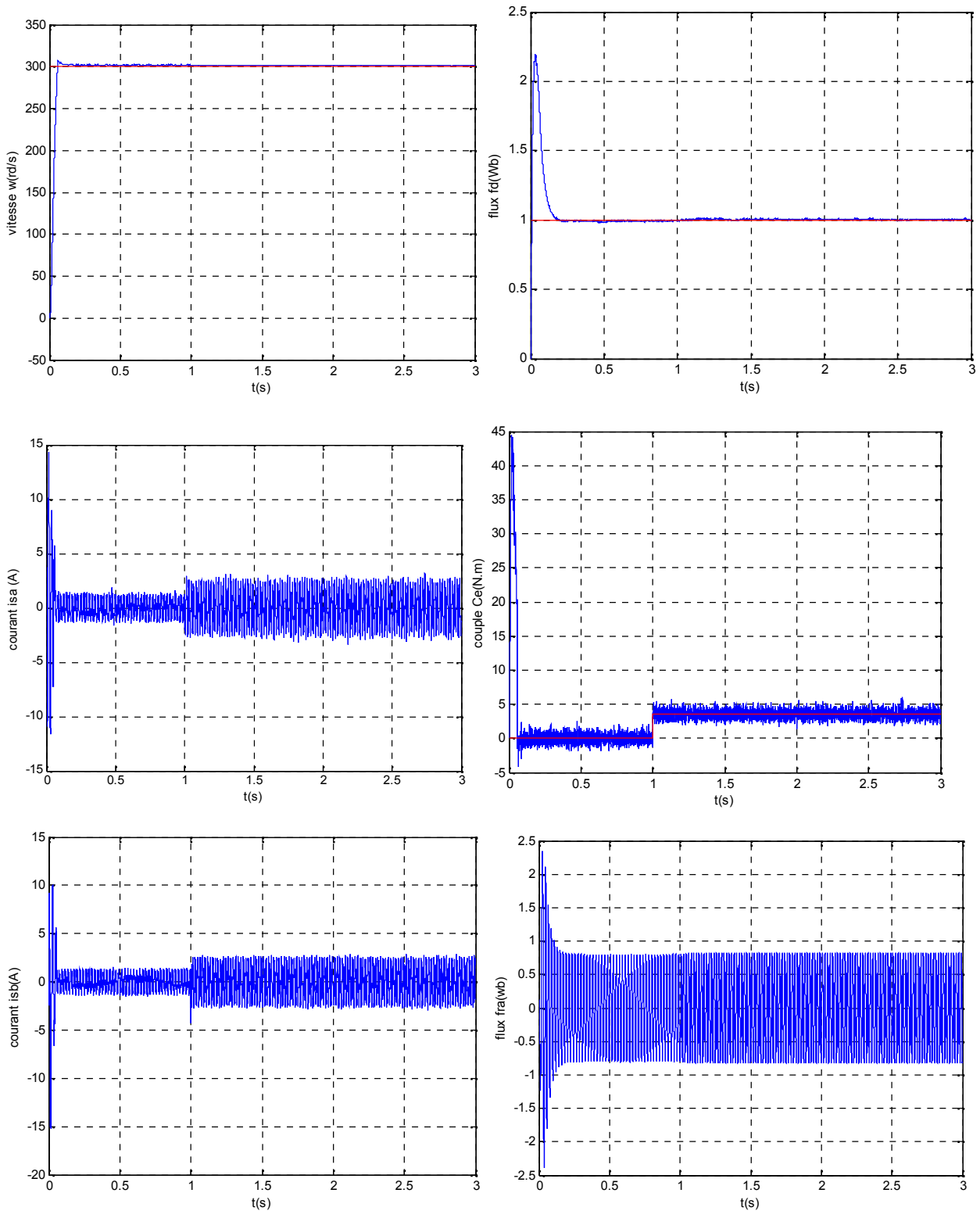


Figure III. 5 Résultats de simulation de la commande backstepping sur la machine (modèle triphasé)

(Absence de défauts)

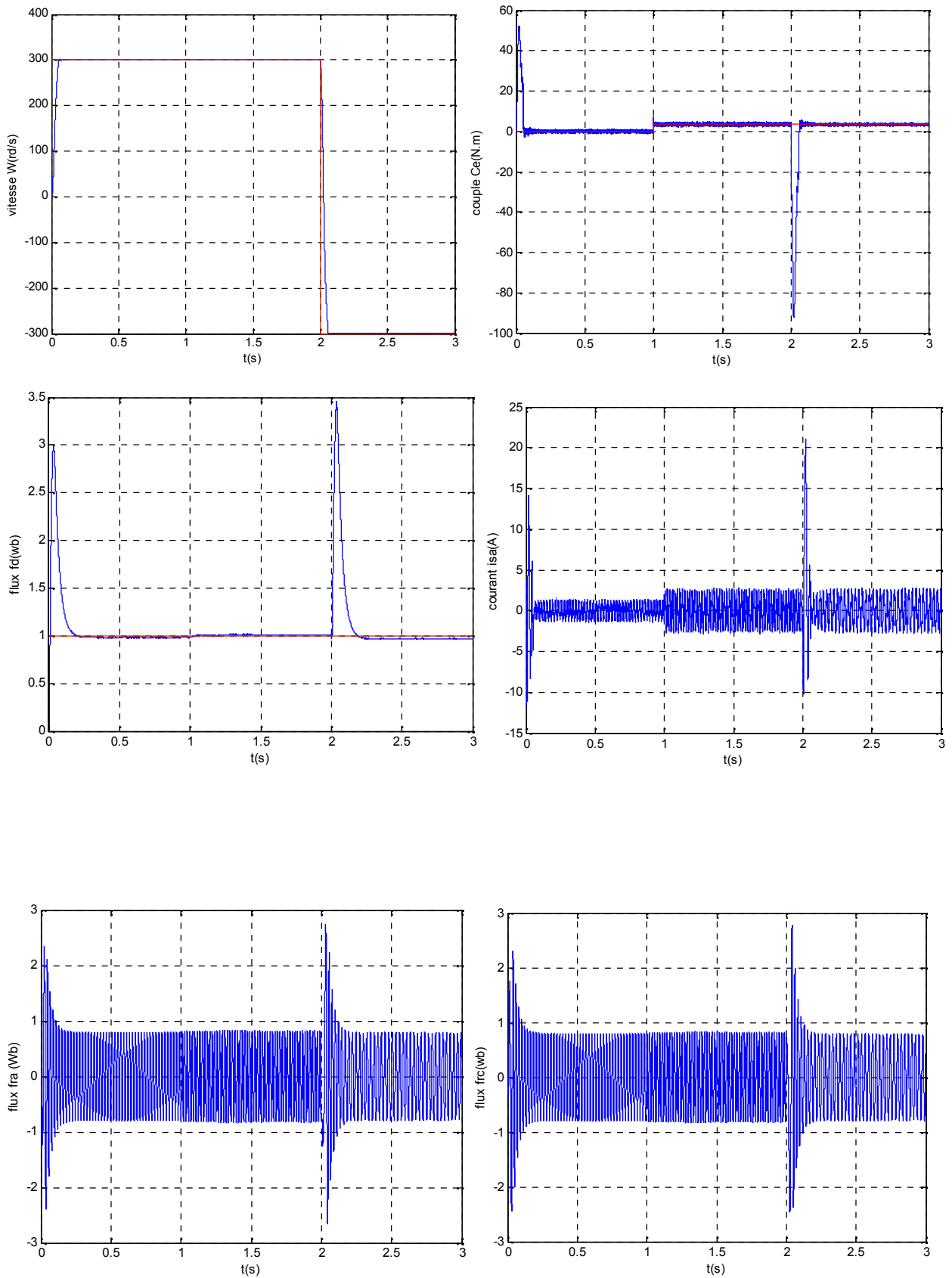


Figure III. 6 Résultats de simulation de la commande backstepping sur la machine (modèle triphasé)

(Une inverse le sens de la vitesse)

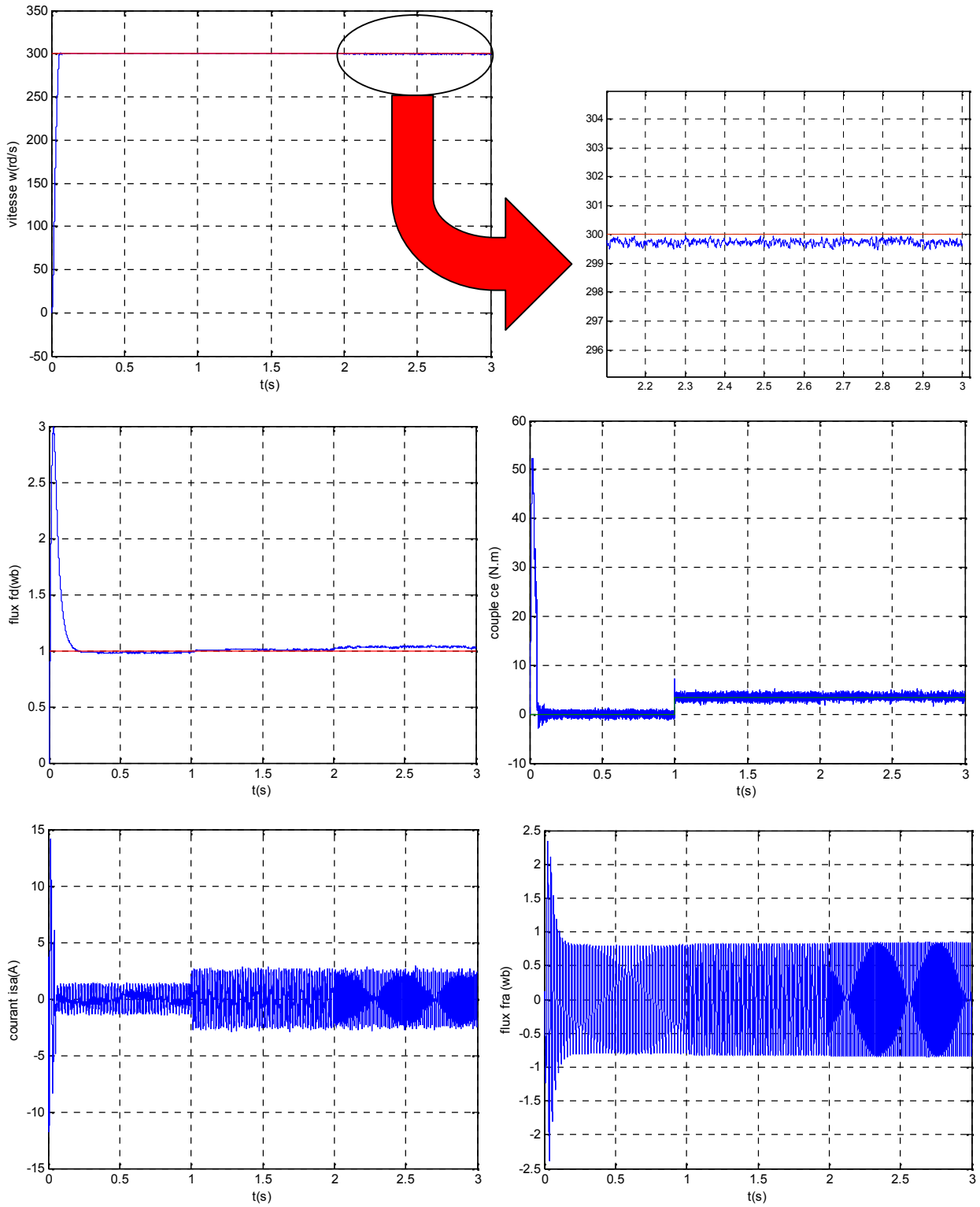


Figure III. 7 Résultats de simulation de la commande backstepping sur la machine (modèle triphasé)

(Variation de 100% dans les paramètres résistives de la machine)



Figure III. 8 Résultats de simulation de la commande backstepping sur la machine (modèle triphasé)

(Défaut de court-circuit entre spire (12.5%) dans le stator)

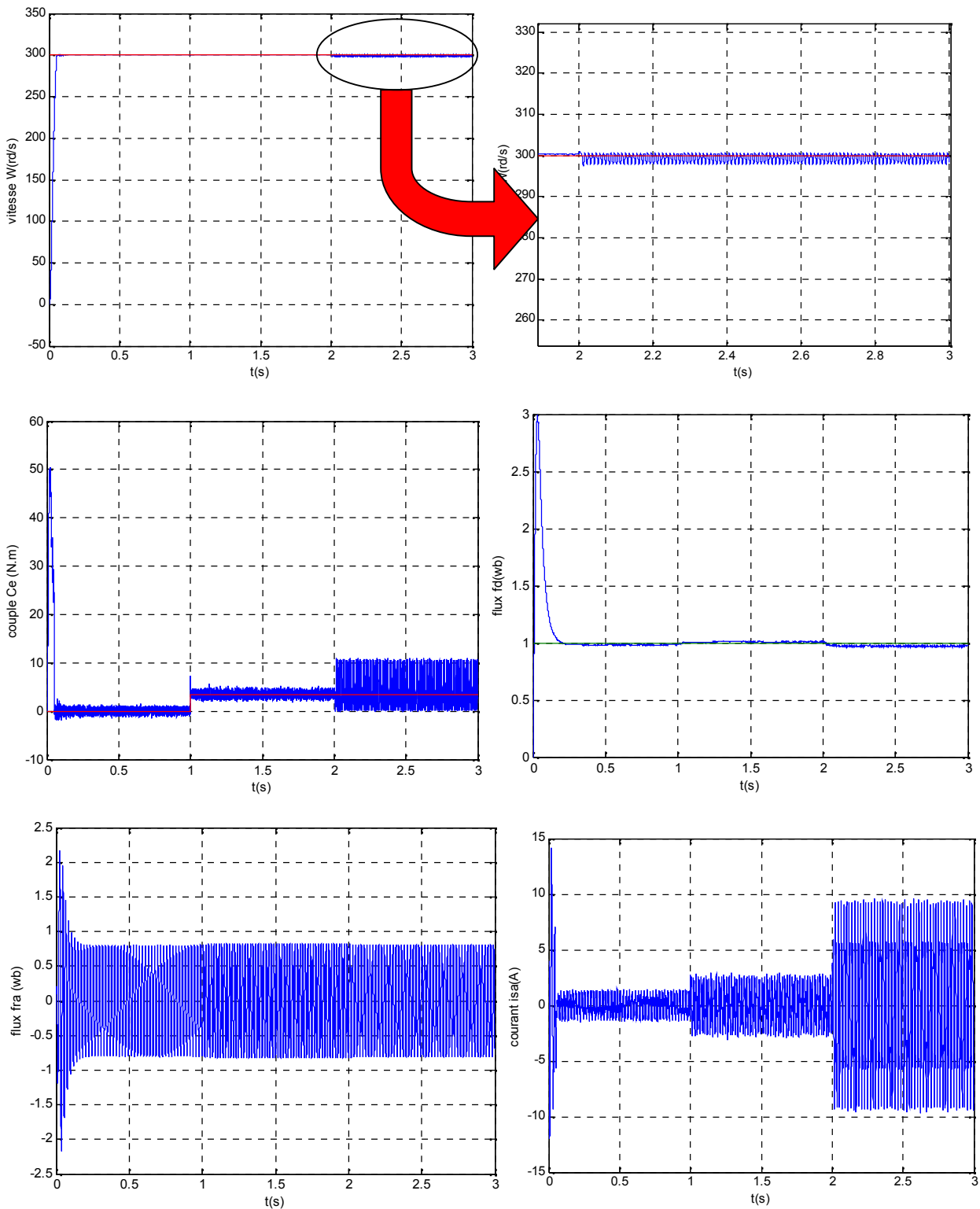


Figure III. 9 Résultats de simulation de la commande backstepping sur la machine (modèle triphasé)
 (Défaut de court-circuit entre spire (25%) dans le stator)

III.6.3 Interprétations des résultats

On remarque que l'effet des défauts (le défaut de court-circuit, et effet d'une variation résistive) provoque une chute de la vitesse. aussi une augmentation de l'amplitude de courants i_{sa} et le couple électromagnétique de la machine asynchrone. La commande nominale par backstepping malgré sa robustesse n'assure pas la convergence, donc ne compense pas l'effet de ces défauts.

III.7 Conclusion

A partir des simulations effectuées dans ce chapitre nous pouvons remarquer que la loi de commande force le système à rejoindre rapidement les trajectoires de référence (Fig III.4, III.5, III.6) malgré la présence de perturbations externes (couple de charge et le sens de la vitesse). Néanmoins cette commande présente une insuffisance quant à l'application des défauts de court-circuit entre spires et la variation paramétrique des résistances rotorique et statorique (fig III.7, III.8) malgré l'augmentation de la robustesse.

Ce problème est réglé par l'ajout d'un terme de compensation que nous déterminons dans la suite dans le cadre de la commande tolérante aux défauts.

Chapitre IV

Commande tolérante aux défauts

Chapitre IV

Commande tolérante aux défauts

IV.1 INTRODUCTION

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

La façon la plus commune de concevoir un système FTC est de diviser le problème en deux phases distinctes. La première phase concerne le problème de détection et d'isolation des défauts (FDI : Fault Detection and Isolation) qui consiste en la conception d'un filtre capable; sur la base des entrées sorties mesurées; de détecter la présence d'un défaut ou éventuellement complètement l'isoler. Dans la 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. [23]

L'objectif de ce chapitre est de présenter une approche de conception de commande tolérante aux défauts autres que l'approche classique. [14] Nous commençons par la description de la technique et nous étudions en suite l'application à la machine asynchrone dans diverses situations de défaillances.

IV.2 OBJECTIFS DE LA COMMANDE TOLERANTE AUX DEFAUTS

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 tels phénomènes indésirables, 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. Dans le domaine industriel ou en aéronautique, ce type de problèmes a été souvent évité en se fondant sur de la redondance matérielle à base d'actionneurs et de capteurs. Cette stratégie est non seulement onéreuse 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.

La tâche principale qui incombe à la commande tolérante aux défauts est de synthétiser des commandes avec une structure permettant de garantir la stabilité et les performances du système, non seulement lorsque tous les composants de la commande sont opérationnels, mais aussi lorsque des capteurs ou des actionneurs sont défaillants [23].

IV.3 PRINCIPE DE LA TECHNIQUE

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

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

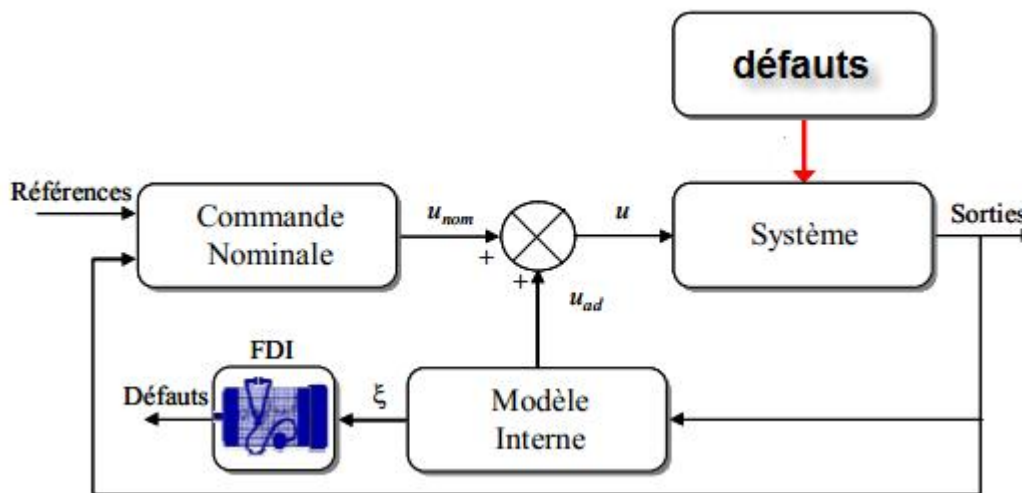


Figure IV. 1 Structure d'une commande implicitement tolérante aux défauts.

Il est intéressant de noter que dans cette technique, la phase de détection et d'isolation du défaut qui constitue le point de départ dans l'approche classique est décalée par rapport à la phase de reconfiguration de la commande. Celle-ci est réalisée en testant l'état du modèle interne qui s'active automatiquement pour compenser l'effet du défaut. [14].

La nouvelle commande s'exprime alors par :

$$u = u_{nom} + u_{ad} \tag{IV.1}$$

$$u = \begin{bmatrix} u_{dnom} \\ u_{qnom} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} u_{dad} \\ u_{qad} \end{bmatrix} \tag{IV.2}$$

Avec l'expression retenue de la commande nominale :

$$u_{dnom} = \dagger L_s (k_4 ((i_{sd})_{ref} - i_{sd}) + \dot{i}_{sdref} - \mathbb{E}_2) \quad (IV.3)$$

$$u_{qnom} = \dagger L_s (k_3 ((i_{sd})_{ref} - i_{sd}) + \dot{i}_{sqref} - \mathbb{E}_1) \quad (IV.4)$$

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. [3]

IV.4.1 Objectif de la technique 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.

IV.4.2 Modèle interne

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

$$M.S - F.M = G.\Gamma \quad (IV.5)$$

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 :

$$\begin{cases} \dim(F) = 2n_f \times 2n_f \\ \dim(G) = 2n_f \times 2 \end{cases} \quad (IV.6)$$

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

$$\dot{\langle} = S.\langle + N(\tilde{x}) \quad (IV.7)$$

Avec :

$$\dim(\langle) = \dim(z) = 2n_f \quad (IV.8)$$

IV.3 calcul de la commande additive

Introduisons une nouvelle variable

$$\mathfrak{t} = M.(< - z) - G.\tilde{x} \quad (IV.9)$$

$$\dot{\mathfrak{t}} = M.(\dot{<} - \dot{z}) - G.\dot{\tilde{x}} \quad (IV.10)$$

Ou encore

$$\mathfrak{t} = M.S.< - M.S.z + M.N(\tilde{x}) - G.[H(\tilde{x}) + \tilde{B}.u_{ad} - \Gamma.z] \quad (IV.11)$$

$$\mathfrak{t} = M.S.(< - z) + M.N(\tilde{x}) - G.H(\tilde{x}) + G.\tilde{B}.u_{ad} + G.\Gamma.z \quad (IV.12)$$

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

$$\tilde{S}_i = 2 * f(f_a + f_i) \Gamma = \begin{bmatrix} \Gamma_1 \\ \Gamma_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} [y.Q_d + Q_d.S] \\ [y.Q_q + Q_q.S] \end{bmatrix} \text{ et } \begin{cases} Q_d = [1010\dots 10] \\ Q_q = [0101\dots 01] \end{cases}$$

On choisit alors u_{ad} de la forme :

$$u_{ad} = \tilde{B}^{-1}.\Gamma.< \quad (IV.13)$$

Et l'expression de \mathfrak{t} devient :

$$\mathfrak{t} = M.S.(< - z) + M.N(\tilde{x}) - G.H(\tilde{x}) + G.\Gamma.< + G.\Gamma.z \quad (IV.14)$$

$$\mathfrak{t} = M.S.(< - z) + M.N(\tilde{x}) - G.H(\tilde{x}) + G.\Gamma.(< - z) \quad (IV.15)$$

$$\mathfrak{t} = [M.S - G.\Gamma](< - z) + M.N(\tilde{x}) - G.H(\tilde{x}) \quad (IV.16)$$

Or d'après l'équation de Sylvester (IV.5)

$$[M.S - G.\Gamma] = F.M \quad (IV.17)$$

Ainsi (IV.16) devient

$$\mathfrak{t} = F.M.(< - z) + M.N(\tilde{x}) - G.H(\tilde{x}) \quad (IV.18)$$

Qui s'écrit en introduisant le terme \mathbf{t}

$$\dot{\mathbf{t}} = F.\mathbf{t} + F.G.\tilde{\mathbf{x}} + M.N(\tilde{\mathbf{x}}) - G.H(\tilde{\mathbf{x}}) \quad (IV.19)$$

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

$$N(\tilde{\mathbf{x}}) = M^{-1}[G.H(\tilde{\mathbf{x}}) - F.G.\tilde{\mathbf{x}}] \quad (IV.20)$$

$$\text{On obtient } \dot{\mathbf{t}} = F.\mathbf{t} \quad (IV.21)$$

Cette dernière équation assure que l'erreur globale \mathbf{t} tend asymptotiquement vers zéro car F est une matrice de Hurwitz par construction.

En tenant compte de l'expression de u_{ad} (IV.13), on peut écrire :

$$\dot{\tilde{\mathbf{x}}} = H(\tilde{\mathbf{x}}) + \Gamma.(s - z) \quad (IV.22)$$

$$\dot{\tilde{\mathbf{x}}} = A.\tilde{\mathbf{x}} + \Gamma.(s - z) \quad (IV.23)$$

Et d'après (IV.9)

$$(s - z) = M^{-1}[\mathbf{t} + G.\tilde{\mathbf{x}}] \quad (IV.24)$$

Et (IV.22)(IV.23) devient

$$\dot{\tilde{\mathbf{x}}} = A.\tilde{\mathbf{x}} + \Gamma.M^{-1}[\mathbf{t} + G.\tilde{\mathbf{x}}] \quad (IV.25)$$

$$\dot{\tilde{\mathbf{x}}} = (A + \Gamma.M^{-1}.G)\tilde{\mathbf{x}} + \Gamma.M^{-1}.\mathbf{t} \quad (IV.26)$$

La variable \mathbf{t} tend vers zéro lorsque le terme t tend vers l'infini d'après (IV.21) et la matrice \tilde{A} donnée par (IV.22) est stable par construction car

$$(IV.27)$$

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

D'autre part, de (IV.21) et (IV.27) il découle directement que

$$(s - z) = M^{-1}[\mathbf{t} + G.\tilde{\mathbf{x}}] \rightarrow 0$$

C'est l'aspect FDI de cette commande.

L'augmentation du nombre de défauts augmente les dimensions des matrices G et S, F, 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.4.4 Désavantages de cette approche

- La résolution de l'équation de Sylvester nécessite un temps de calcul (off line).
- L'augmentation des défauts dans le modèle interne augmente considérablement les dimensions des matrices F, S et M
- Ceci engendre un problème de conditionnement numérique de la matrice solution M et l'utilisation d'algorithme de résolution récursive autre que les fonctions MATLAB s'avère nécessaire ce qui augmente les calculs. [14]

Dans cette section nous appliquons une autre approche pour déterminer la commande additive. Cette approche a été déjà utilisée dans [2], [3] et [14], Pour les raisons suivantes :

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

IV.5 Deuxième méthode

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

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

IV.5.1 Calcul de la commande additive

Le même choix de la forme de la commande additive

$$u_{ad} = \tilde{B}^{-1} \cdot \Gamma \cdot x \quad (IV.30)$$

IV.5.2 Modèle interne

Celui-ci est donné par

$$\dot{x} = S.x + N(\tilde{x}) \quad (IV.31)$$

Ce qui revient à écrire

$$\dot{\tilde{x}} = H(\tilde{x}) + \Gamma.(c - z) \quad (IV.32)$$

$$\dot{\tilde{x}} = \tilde{A}.\tilde{x} + \Gamma.e \quad (IV.33)$$

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

$$\dot{e} = \dot{c} - \dot{z} = S.\dot{c} + N(\tilde{x}) - S.\dot{z} \quad (IV.34)$$

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

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

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

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

Soit la fonction de Lyapunov du système

$$V = \frac{1}{2} \tilde{x}^T . \tilde{x} + \frac{1}{2} e^T . e \quad (IV.37)$$

Sa dérivée par rapport au temps est :

$$\dot{V} = \tilde{x}^T . \dot{\tilde{x}} + e^T . \dot{e} = \tilde{x}^T . [\tilde{A}.\tilde{x} + \Gamma.e] + e^T [S.e + N(\tilde{x})] \quad (IV.38)$$

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

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

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

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

$$\tilde{x}^T . \Gamma.e = (\tilde{x}^T . \Gamma.e)^T = e^T . \Gamma^T . \tilde{x}$$

Et nous exprimons à nouveau V :

$$\dot{V} = \tilde{x}^T . \tilde{A}.\tilde{x} + e^T . \Gamma^T . \tilde{x} + e^T . N(\tilde{x}) \quad (IV.40)$$

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

$$N(\tilde{x}) = -\Gamma^T . \tilde{x} \quad (IV.41)$$

Enfin, la dérivée de la fonction de Lyapunov est négative

$$\dot{V} = \tilde{x}^T \cdot \tilde{A} \cdot \tilde{x} \leq 0 \quad (IV.42)$$

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

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

Et le système (IV.36) devient :

$$\begin{cases} \Gamma \cdot e = 0 \\ \dot{e} = S \cdot e \end{cases} \quad (IV.43)$$

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.5.3 Résultats de simulation de la commande FTC

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

Figure IV.2 : Démarrage à vide, à 1 sec application de la charge nominale $C_r=3.5$ (N.m).

Puis, à $t=2$ sec défaut de court-circuit entre spire (12.5%) dans le stator.

Figure IV.3 : Démarrage à vide, à $t=1$ sec application de la charge nominale $C_r=3.5$ (N.m).

Puis, à $t=2$ sec défaut de court-circuit entre spire (25%) dans le stator.

Figure IV.4 : Démarrage à vide, à $t=1$ sec application de la charge nominale $C_r=3.5$ (N.m).

Puis, à $t=2$ sec une variation de 100% dans les paramètres électrique.

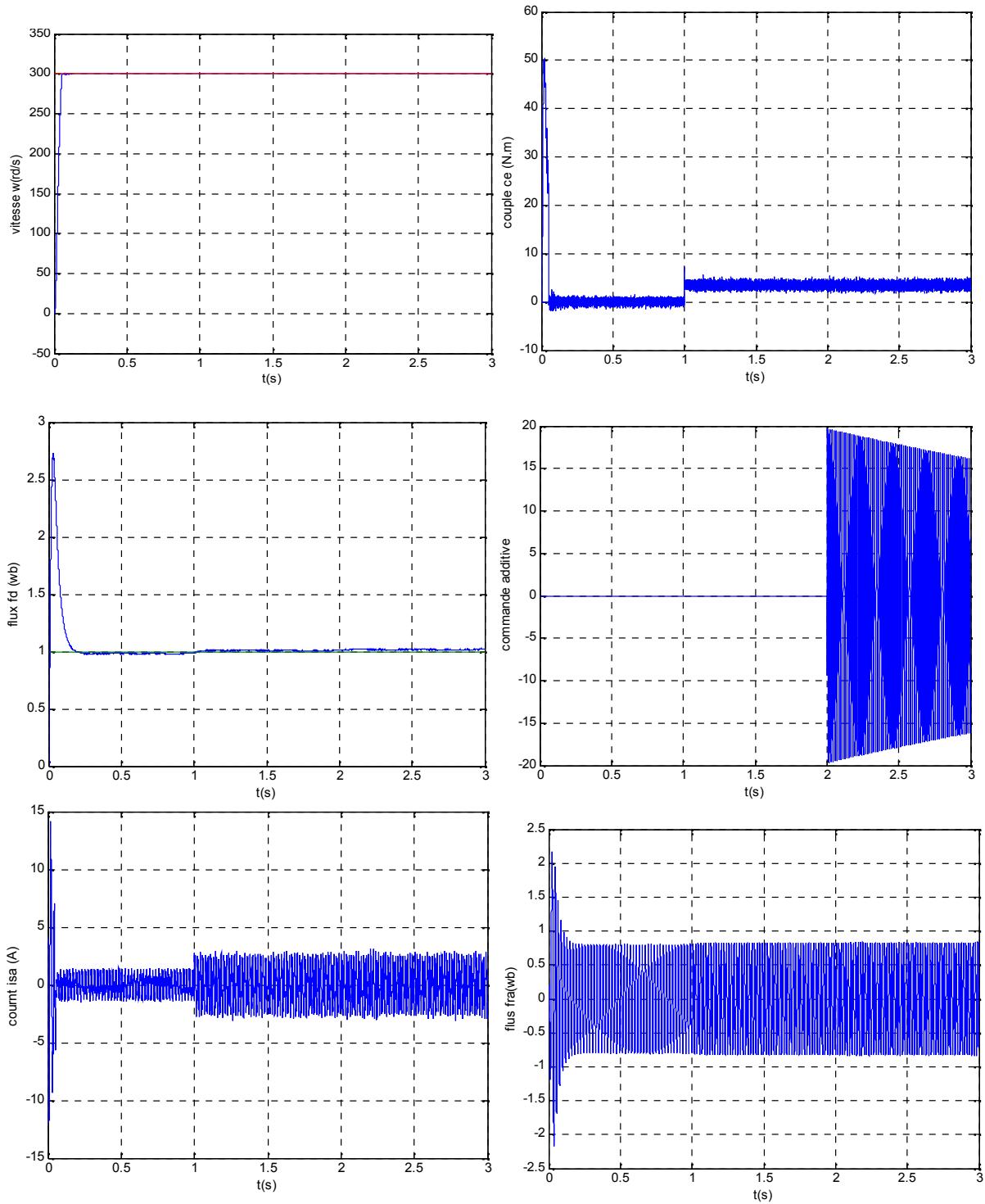


Figure IV. 2 Présence d'un défaut de court-circuit (12.5%)

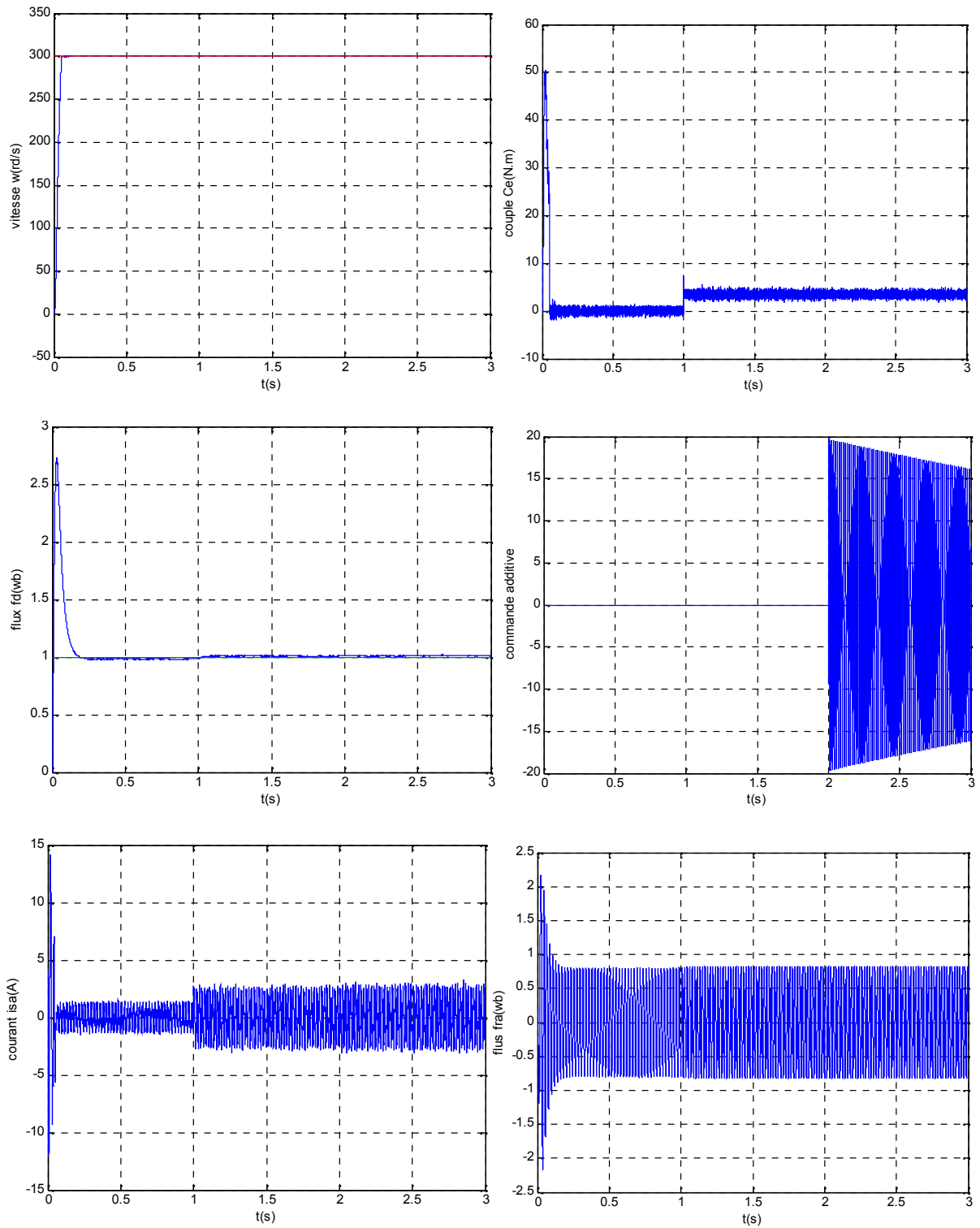


Figure IV. 3 Présence d'un défaut de court-circuit (25%)

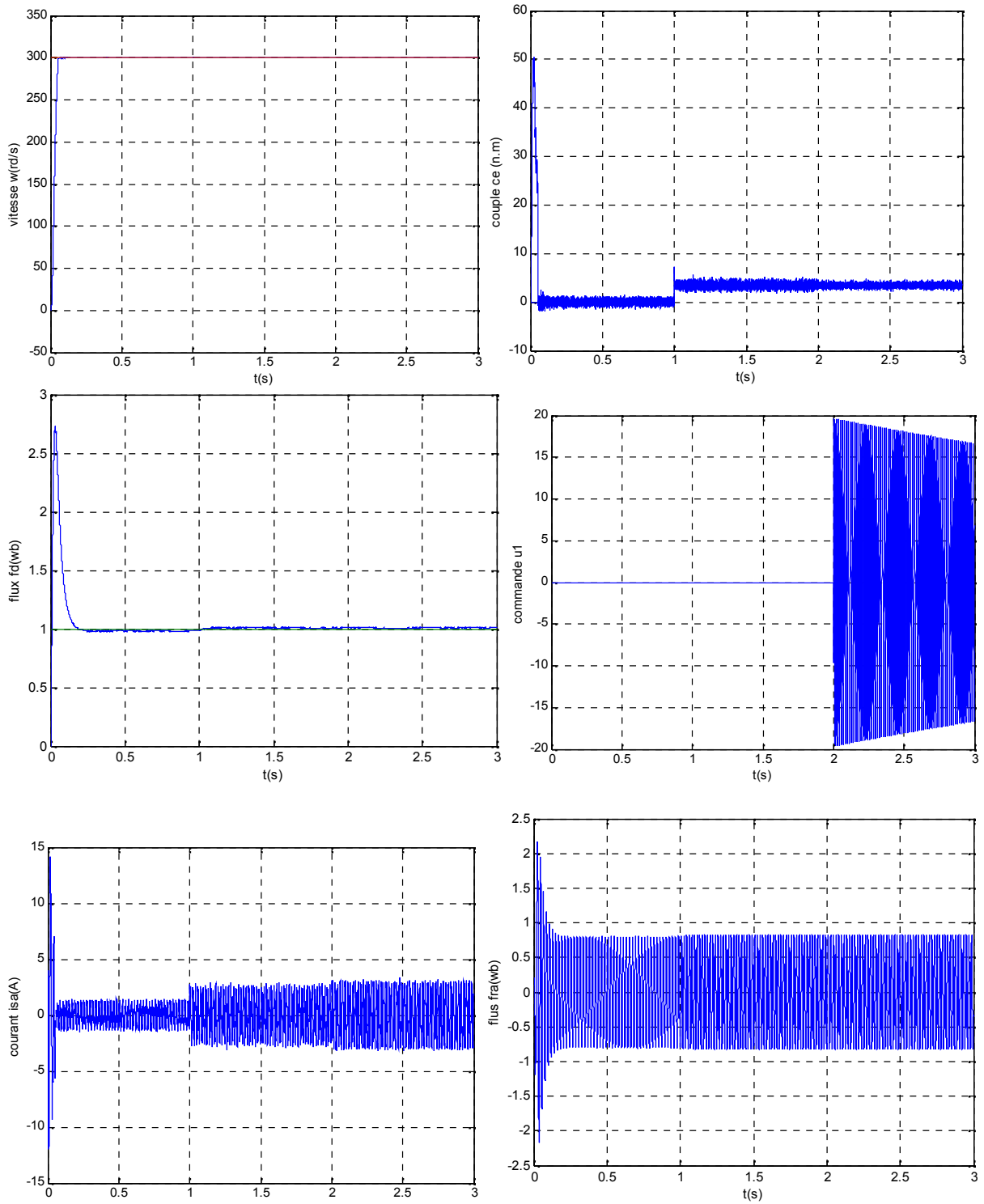


Figure IV. 4 Effet d'une variation de 100% de R_s et R_r

IV.5.4 Interprétations des résultats

D'après les résultats obtenus, il a été constaté que la commande synthétisée rejette l'effet des défauts à savoir le court-circuit entre spires qui sont testés à plusieurs pourcentages, et les défauts résistifs. En effet, cette commande tolérante aux défauts a compensé l'effet de ces défauts introduits à l'instant $t=2$ sec (voir figure 2,3 et 4).

IV.6 Conclusion

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

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

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

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

Nous avons abordé les différents défauts qui peuvent altérer le bon fonctionnement de la machine, leurs natures, En effet, nous avons présenté une autre méthode de modélisation de la machine asynchrone, qui est basée sur la théorie d'accouplement électromagnétique des circuits électriques, cette méthode prend en considération les défauts statoriques de la machine. Un système d'équations différentielles décrivant la machine asynchrone (système triphasé).

La commande par backstepping (commande nominale) que nous avons calculée est robuste par rapport aux perturbations paramétriques et au couple de charge, puis on a appliqué cette commande obtenu précédemment sur la machine avec un modèle triphasé en présence des défauts, il a été constaté que cette commande présente une insuffisance quant au rejet de l'effet des défauts. Il a été remarqué que la commande nominale ne garantit plus les objectifs qu'on lui a tracés.

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

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

Nous avons constaté que la commande FTC apporte améliorations, d'où les résultats obtenus montrent une nette amélioration des performances de la MAS même en présence des défauts.

Comme perspective, la suite logique de ce travail est :

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

ANNEXE

ANNEXE A : PARAMETRES DE LA MACHINE ASYNCHRONE UTILISEE

A.1 les paramètre de la MAS

$$R_s = 7.82\Omega$$

$$R_r = 6.3\Omega$$

$$l_s = 0.6514H$$

$$l_r = 0.8914H$$

$$M = 0.52H$$

$$J = 0.0038Kg.m^2$$

$$P = 1.1KW$$

$$f = 0Kg.m^2 / s$$

$$p = 1$$

$$v_s = 220 / 380V$$

ANNEXE B : TRANSFORMATION $r_s \rightarrow dq$

Le modèle (III.47) peut être réécrit d'une façon plus détaillée comme suite :

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{d\check{S}}{dt} = \frac{\check{~}}{J} (\Phi_{rr} i_{ss} - \Phi_{rb} i_{sr}) - \frac{f_r}{J} \check{S} - \frac{C_r}{J} \\ \frac{di_{sr}}{dt} = -\chi i_{sr} + \frac{k}{T_r} \Phi_{rr} + k\check{S} \left\{ r_s + \frac{1}{\dagger L_s} v_{sr} \right. \\ \frac{di_{ss}}{dt} = -\chi i_{ss} + k\check{S} \Phi_{rr} + \frac{k}{T_r} \Phi_{rs} + \frac{1}{\dagger L_s} v_{ss} \\ \frac{d\Phi_{rr}}{dt} = \frac{M}{T_r} i_{sr} - \frac{1}{T_r} \Phi_{rr} - \check{S} \Phi_{rs} \\ \frac{d\Phi_{rs}}{dt} = \frac{M}{T_r} i_{ss} + \check{S} \Phi_{rr} - \frac{1}{T_r} \Phi_{rs} \end{array} \right.$$

Dans cette partie, on applique la transformation $r_s \rightarrow dq$ au système d'équation

B.1 calcul de la dérive de la vitesse électrique

On remplace $(\Phi_{rr} i_{ss} - \Phi_{rb} i_{sr}) = \Phi_d i_{sq}$ (équation (III.48)) dans l'équation :

$$\begin{aligned} \frac{d\check{S}}{dt} &= \frac{\check{~}}{J} (\Phi_{rr} i_{ss} - \Phi_{rb} i_{sr}) - \frac{f_r}{J} \check{S} - \frac{C_r}{J} \quad \text{On trouve} \\ \frac{d\check{S}}{dt} &= \frac{\check{~}}{J} \Phi_d i_{sq} - \frac{f_r}{J} \check{S} - \frac{PC_r}{J} \end{aligned}$$

B.2 calcul de la dérive $\frac{di_{sd}}{dt}$ et $\frac{di_{sq}}{dt}$

La transformation entre les systèmes (r, s) et (d, q) se fait comme suit :

$$\begin{bmatrix} x_d \\ x_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta_s & \sin \theta_s \\ -\sin \theta_s & \cos \theta_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_r \\ x_s \end{bmatrix}$$

Donc la dérivée des courants nous donne :

$$\frac{di_{sr}}{dt} = \frac{di_{sd}}{dt} \cdot \cos(\theta_s) - i_{sd} \cdot \frac{d\theta_s}{dt} \cdot \sin(\theta_s) - \sin(\theta_s) \cdot \frac{di_{sq}}{dt} - i_{sq} \cdot \frac{d\theta_s}{dt} \cdot \cos(\theta_s)$$

$$\frac{di_{ss}}{dt} = \frac{di_{sd}}{dt} \cdot \sin(\theta_s) - i_{sd} \cdot \frac{d\theta_s}{dt} \cdot \cos(\theta_s) + \cos(\theta_s) \cdot \frac{di_{sq}}{dt} - i_{sq} \cdot \frac{d\theta_s}{dt} \cdot \sin(\theta_s)$$

Et peut écrire :

$$\begin{bmatrix} \frac{di_{sr}}{dt} \\ \frac{di_{ss}}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} x_d \\ x_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta_s & -\sin \theta_s \\ \sin \theta_s & \cos \theta_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \frac{di_{sd}}{dt} \\ \frac{di_{sq}}{dt} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -\sin \theta_s & -\cos \theta_s \\ \cos \theta_s & -\sin \theta_s \end{bmatrix} \frac{d\theta_s}{dt}$$

$$\begin{bmatrix} \frac{di_{sd}}{dt} \\ \frac{di_{sq}}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta_s & \sin \theta_s \\ -\sin \theta_s & \cos \theta_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \frac{di_{sr}}{dt} \\ \frac{di_{ss}}{dt} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \end{bmatrix} \frac{d\theta_s}{dt}$$

On remplace l'expression de la dérivée des courants on trouve :

$$\frac{di_{sd}}{dt} = -\lambda i_{sd} + r_s \Phi_d + \check{S} i_{sq} + r M \frac{i_{sq}^2}{\Phi_d} + \frac{1}{\dagger L_s} v_{sd}$$

$$\frac{di_{sq}}{dt} = -\lambda i_{sq} + r_s \Phi_d + \check{S} i_{sd} + r M \frac{i_{sd}^2}{\Phi_d} + \frac{1}{\dagger L_s} v_{sq}$$

B.3 calcul de la dérive

Pour calculer la dérive

$$\Phi_{rd} = \sqrt{\Phi_{rr}^2 + \Phi_{rs}^2}$$

La dérive nous donne

$$\frac{d\Phi_d}{dt} = -r \Phi_d + r M i_{sd}$$

BIBLIOGRAPHIE

- [1] O. Benzineb, H. Mekki, D. Boukhetala, M. Tadjine, M. Benbouzid et D. Diallo, «commande robuste et tolérante aux défauts d'un moteur asynchrone », International Conférence on Industriel Engineering and Manufacturing ICIEM' 10, Batna, Algérie.2010.
- [2] MEKKI, Hamza, « commande tolérante aux défauts application à la MAS», Mémoire de magister, ENP, 2009.
- [3] BENBAHA Nour Eddine, « Commande robuste tolérante aux défauts application à la machine à courant alternatif», Mémoire de magister, LSP-IE Batna, 2009.
- [4] CIESLAK, M.J., 2007«Analyse et synthèse d'une architecture coopérative pour la commande tolérante aux défauts application à un système aéronautique », thèse de doctorat, spécialité : automatique, productique, signal et image, Université de bordeaux I, 2007.
- [5] BABAK, VASEEGHI, « Contribution a l'étude des machines électriques en présence des défauts entre-spires», Thèse de doctorat, DE L'I.N.P.L, 2009.
- [6] Loures R., «Surveillance et diagnostic des phases transitoires des systèmes hybrides basés sur l'abstraction des dynamiques continues par réseau de pétri temporel flou» Thèse de Doctorat, Université Paul Sabatier de Toulouse, France, 2006.
- [7] Olivier ONDEL, « diagnostic par reconnaissance des formes application a un ensemble convertisseur-machines asynchrone», Thèse de doctorat, l'école centrale de Lyon, 2006.
- [8] T.Boumegoura, «Recherche de signature électromagnétique des défauts dans une machine asynchrone, et synthèse d'observateurs en vue du diagnostic», thèse de doctorat, l'école doctorale électronique, électrotechnique, automatique de Lyon, Mars 2001
- [9] RAZIK, H «le contenu spectral du courant absorbe par la machine asynchrone en cas de défaillance, un état de l'art». La revue 3EI n29.juin2002.
- [10] MEDOUED AMMAR «surveillance et diagnostic des défauts des machines électriques : applications aux moteurs asynchrones». Thèse de doctorat, Université du 20 Août 1955-Skikda, 2012.
- [11] Mohammed OUDGHIRI, «Commande multi-modèles tolérante aux défauts : Application au contrôle de la dynamique d'un véhicule automobile». Thèse de doctorat, 2008

- [12] TAIBI, Fateh « diagnostic et commande tolérante aux défauts des convertisseurs multicellulaire –Approche Hybride», Mémoire de magister, l ENP, 2010
- [13] JAMOULI, Hicham «Génération de résidus directionnels pour le diagnostic des systèmes linéaires stochastiques et la commande tolérante aux défauts». Thèse de doctorat, Nancy-1, 2003.
- [14] M. Chakir. «Commande Robuste Tolérante aux défauts : Application à la MSAP». Thèse de Magister, ENP, Alger, 2006.
- [15] Maciejowski, J., Jones, C., 2003. MPC « fault-tolerant flight control case study». : Flight 1862. In: Proceedings of the 5th Symposium on Fault Detection, Supervision and Safety for Technical Processes (SAFEPROCESS'2003).Washington D.C., USA, pp. 121-126.
- [16] Kamel MENIGHED« Commandes coopératives embarquées et tolérantes aux défauts» Thèse de doctorat, Nancy-1, 2010.
- [17] Djalal Eddine Khodja “Elaboration d’un système intelligent de surveillance et de diagnostic automatique en temps réel des défaillances des moteurs à induction” , thèse de Doctorat, Boumerdès, 2007.
- [18] Djalal Eddine Khodja, and Aissa Kheldoun «Three-phases Model of the Induction Machine Taking Account the Stator Faults» World Academy of Science, Engineering and Technology 52, 2009.
- [19] Nabil, EZZIANI. «commande adaptative floue backstepping d’une machine asynchrone avec et sans capteur mécanique». Thèse de doctorat, Université de REIMS, 2010.
- [20] Farag ABDULGALIL, «Commande non linéaire dans les systèmes de forage pétrolier: contribution a la suppression du phénomène de « stick-slip ». Thèse de doctorat, Université paris xi, 2006.
- [21] Fateh MEHAZZEM, « Contribution à la Commande d’un Moteur Asynchrone destiné à la Traction électrique». THESE de doctorat en cotutelle, 2010.
- [22] CHEBBI Azzedine, « Commande Backstepping d’une machine asynchrone sans capteur de vitesse ». Mémoire de magister, Université de Batna, 2011.
- [23] Mickael rodrigues « diagnostic et commande active tolérante aux défauts appliqués aux systèmes décrite par des multi-modèles linéaire», Thèse de doctorat, Nancy-1, 2005.

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

DE MASTER EN GENIE ELECTRIQUE

SPECIALITE :

INGENIERIE DES SYSTEMES ELECTROMECHANIQUES

Proposé et dirigé par : -Dr. KHODJA Djalal Eddine

Présenté par : - DJAFAR Djamel Eddine

Thème :

Commande tolérante de la machine asynchrone en tenant compte des défauts

Résumé

Le travail présenté dans ce mémoire concerne l'application d'une technique récente de la commande tolérante aux défauts à la machines asynchrone. Après présentation d'un état de l'art sur la commande tolérante aux défauts, et la présentation de la modélisation de la machine asynchrone, nous avons élaboré les modèles mathématiques de la MAS avec et sans défauts. Ensuite, une commande tolérante par Backstepping a été appliquée à la machine dans le régime sain et dans le cas du régime dégradé (en présence de défaut) afin de compenser les effets de ces défauts.

Mots clés :

Commande tolérante aux défauts, commande par backstepping, machine asynchrone, modèle mathématique.

N° d'ordre : 033