

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE
MINISTRE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR ET DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE



UNIVERSITE DE M'SILA

FACULTE DE TECHNOLOGIE

DEPARTEMENT DE GENIE ELECTRIQUE

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

DE MASTER EN GENIE ELECTRIQUE

SPECIALITE : COMMANDE DES SYSTEMES ELECTRIQUES

THEME :

**Commande par Backstepping des machines asynchrones en tenant
compte des défauts**

Proposé et dirigé par:

-Dr. KHODJA Djalal Eddine

Présenté par :

-MAOUCHE Saïd

Année Universitaire : 2012 – 2013

Numéro d'ordre : 084

Remerciements

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

Nous tenons évidemment à débiter ces

*Remerciements mon encadreur **Dr. KHODJA Djalal Eddine***

qui a bien voulu nous encadrer et pour ses conseils précieux, sa disponibilité et sa patience.

Je remercie également tous les membres de jury d'avoir accepté de juge.

Je tiens également à remercier tous ceux qui ont participé de près ou de loin à l'élaboration de ce travail.

Je souhaite également remercier tous les enseignants ayant assuré nos années d'étude et notre travail.

Maouche said.

Tables de matière

Remerciement	
Index des figures	
Notations et Symboles	
Introduction générale.....	1
<u>Chapitre. I : Etat de l'art sur la Commande de MAS en présence de défaut.</u>	
I.1.Introduction.....	4
I.2. Constitution de la machine asynchrone.....	4
I.2.1.Le stator	4
I.2.2.Le Rotor	5
I.3. Principe de fonctionnement de la machine asynchrone	6
I.4. L'étude statistique des défauts	7
I.5. Cause et analyse statistique des origines des défauts statoriques et rotoriques.....	8
I.5.1. Les générateurs de pannes ou initiateurs de défaut	8
I.5.2. Les amplificateurs de défauts.....	8
I.5.3. Les vices de fabrication et les erreurs humaines	8
I.6. Conséquences des défauts	8
I.7. Défaillances dans le stator et le rotor	9
I.7.1. Défaillances au stator	9
I.7.1.1. Défauts d'isolant dans un enroulement	9
I.7.1.2. Court-circuit entre spires.....	10
I.7.1.3. Court-circuit entre phases	10
I.7.1.4. Court-circuit phase/bâti	11
I.7.1.5. Défaillances des roulements à billes	11
I.7.2. Défaillances au rotor	12
I.7.2.1. Ruptures des barres	12
I.7.2.2. Ruptures d'anneaux	12
I.7.2.3. Défaut d'excentricité	12
I.7.1.4. Court-circuit phase/bâti.....	13
I.8.Défauts dû aux autres effets.....	13
I.9. Position du problème à résoudre.....	14
I.10. Systèmes tolérants aux défauts	15
I.10.1. Classification des approches de la commande tolérante.....	15

I.10.2. Techniques FTC active	16
I.10.2.1. Méthode du pseudo inverse	16
I.10.2.2. Méthode de placement de structure propre	17
I.10.2.3. Commande adaptative	17
I.10.2.4. Commande prédictive	18
I.10.2.5. Commande multi-modèles (Multiple Model)	18
I.10.2.6. Modèle de référence.....	19
I.10.3. L'architecture générale d'une commande FTC active.....	20
I.10.4. Techniques FTC passives.....	21
I.10.4.1. Commande fiable.....	21
I.10.4.2. Commande robuste	22
I.11. Conclusion	22

Chapitre. II : Modélisation de la MAS Triphasés Avec et Sans Défauts

II.1. Introduction	23
II.2. Modélisation de la machine asynchrone en régime normal	23
II.2.1. Hypothèse simplificatrices	23
II.2.2. Représentation des enroulements d'une MAS triphasée	23
II.2.3. Modèle triphasé équivalent d'une machine asynchrone	24
II.2.4. Définitions de la matrice de transformation	26
II.2.5. Transformation des équations du modèle triphasé	26
II.2.6. Equations mécaniques	29
II.3. Simulation de la machine asynchrone dans le régime normal.....	30
II.3.1. Mise en équation d'état	30
II.3.2. Montage de simulation	31
II.3.3. Résultats de simulation.....	31
II.3.4. Interprétations des résultats	33
II.4. Défaillances des circuits électriques statoriques.....	33
II.4.1. Equations mécaniques et électromagnétique	35
II.4.2. Simulation de la machine asynchrone dans les régimes anormaux de fonctionnement	36
II.3.4. Interprétations des résultats	40
II.5. Conclusion.....	40

Chapitre III : Commande Par Backstepping du Moteur à Induction

III.1. Introduction	41
III.2. Modélisation de la machine à induction	41
III.2.1. Hypothèses simplificatrice.....	42
III.2.2. Représentation des enroulements d'une MAS triphasée.....	42
III.2.3. Equations électriques	43
III.2.4. Equations magnétiques	44
III.2.5. Transformation de Park	44
III.2.6. Equations magnétiques.....	46
III.2.7. Définition des différents référentiels	47
III.2.7.1. Référence (α, β)	48
III.2.7.2. Référence (x, y)	48
III.2.7.3. Référence (d, q)	48
III.2.8. Equation électromagnétique	49
III.2.9. Equation mécanique.....	49
III.2.10. Mise en équations d'états.....	50
III.3. Commande par Backstepping de la MAS	40
III.3.1. Principe de la commande par Backstepping	52
III.3.2. Méthodes de Lyapunov.....	52
III.3.2.1. Première méthode de Lyapunov	53
III.3.2.2. Deuxième méthode de Lyapunov	53
III.3.3. Application du Backstepping à la commande de la MAS.....	53
1 ^{ere} Étapes	55
2 ^{eme} Étapes.....	56
III.4. Structure générale de la commande par Backstepping	58
III.5. Résultats de simulation	59
III.6. Interprétation de résultat.....	64
III.7. Conclusion	64
<u>Chapitre VI : Commande tolérants aux défauts</u>	
IV.1. Introduction.....	65
IV.2. Principe de la technique	65
IV.3 Position du problème	66
IV.3.1. Objectif de la commande FTC	67
IV.3.2. Commande robuste tolérante aux défauts par backstepping.....	67
IV.3.2.1. Commande augmentée	67

IV.3.2.2.Système d'erreurs	67
IV.4.Modèle interne et commande additive	69
IV.4.1.Modèle interne	70
IV.4.2.Calcul de la commande u_{ad}	70
IV.4.3.Désavantages de cette approche.....	72
IV.5.Deuxième méthode	73
IV.5.1.Modèle interne	73
IV.5.2.Calcul de la commande additive	73
IV.6. Résultats de simulation de la commande FTC	75
VI.7. Interprétation de résultat	79
VI.8.Conclusions.....	79
Conclusion général	80
Annexe	82
Bibliographie.....	86

Index des figures

■ *Chapitre. I : Etat de l'art sur le moteur à induction*

Figure (I.1) : Schéma de représentation d'un stator.

Figure (I.2) : Schéma représenté le rotor a cage d'écureuil.

Figure (I.3) : Défauts de la machine asynchrone présentés en pourcentage.

Figure (I.5) : Classification des approches de la commande tolérante.

Figure (I.6) : Schéma de principe d'une loi de commande FTC active.

■ *Chapitre. II : Modélisation de la MAS triphasés, avec et sans défauts.*

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

Figure (II.2) : Représente les résultats de la simulation des MAS triphasé en régime sain.

Figure (II.3) : Schématisation d'un court-circuit dans une phase statorique.

Figure (II.4) : représente le court-circuit entre 30 spires (18.75 %) dans la même phase (A).

Figure (II.5) : représente le court-circuit entre 60 spires (37.5 %) dans la même phase (A)

Figure (II.6) : représente la coupure de phase (A).

■ *Chapitre. III : Commande par Backstepping d'un moteur à induction*

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

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

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

Figure (III.4) : Structure générale de la commande par Backstepping de la MAS.

Figure (III.5) : résultat de simulation de la commande backstepping sur le modelé triphasé en régime sain.

Figure (III.6) : résultat de simulation de la commande backstepping sur le modelé triphasé en tenant compte de court-circuit entre (18.75% spire) dans le stator.

Figure (III.7) : résultat de simulation de la commande backstepping sur le modelé triphasé en tenant compte de court-circuit entre (37.5% spire) dans le stator.

Figure (III.8) : résultat de simulation de la commande backstepping sur le modelé triphasé en tenant compte de court-circuit entre (50% spire) dans le stator.

▪ **Chapitre. VI : Commande tolérante aux défauts.**

Figure (VI.1) : Schéma du régulateur FTC.

Figure (VI.2) : résultat de simulation pour compense le défaut court-circuit (18.75%) dans la phase (A).

Figure (VI.3) : résultat de simulation pour compense le défaut court-circuit (37.5%) dans la phase (A).

Figure (VI.4) : résultat de simulation pour compense le défaut court-circuit (50%) dans la phase (A).

Notations et Symboles

(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, 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.

$\Phi_{sa}, \Phi_{sb}, \Phi_{sc}$: Les flux statorique.

$\Phi_{ra}, \Phi_{rb}, \Phi_{rc}$: Les flux rotoriques

Φ_d : Flux rotorique référence.

f_{sa}, f_{sb}, f_{sc} ; Les coefficients de court-circuit.

N_{cc} : Nombre de spires statoriques par phase.

N_s : Nombres de spires en court-circuit.

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_{sa}, V_{sb}, V_{sc} : Tensions d'alimentation des phases rotoriques.

Notations et symboles

V_{sd}, V_{sq} : Loi de commande

l_s, l_r : Inductance propre d'une phase statorique et phase statorique.

R_s, R_r : Résistance d'une phase statorique et phase statorique.

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

ω : Vitesse de rotation mécanique

p : Nombre de paires de pôles.

σ : 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.

$[P(\theta_a)]$: Matrice de transformation de Park

s, r : Indices stator et rotor respectivement.

T_s, T_r : Constante de temps statorique et rotorique.

u_c : Terme de compensation.

u_{ad} : Terme aditif.

u_{nom} : Commande nominale.

(u, v) : Axes fixes par rapport au champ tournant.

(α, β) : Axes fixes au stator

(d, q) : Axes fixes au rotor.

ω_a : Vitesse angulaire de rotation du système d'axes biphasé par rapport aux systèmes d'axes triphasé.

ω_{ref} : Vitesse électrique de référence.

Notations et symboles

ω_r : Vitesse électrique de rotation du rotor par rapport stator.

θ : Angle électrique.

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

θ_s : Déphasage de l'axe direct par rapport au stator.

Ω : Vitesse mécanique

e_1 : Erreur entre la vitesse électrique réelle et la vitesse de référence.

e_2 : Erreur entre le module de flux rotorique et celui de référence.

e_3, e_4 : Erreur entre les grandeurs réelles des courants et ces références.

Liste des acronymes :

- *FDD : Détection et diagnostic des défauts.*
- *FDI : Détection et isolation des défauts.*
- *MAS : Machine asynchrone.*
- *FTC : Commande tolérante aux defaults.*

Introduction générales

Introduction général

Les moteurs électriques sont des éléments critiques dans les processus industriels mais également dans les applications liées au transport. Elles peuvent être le siège de défauts d'origine mécanique et électrique ayant des signatures fréquentielles liées aux paramètres structurels du moteur. Or ces paramètres changent au cours du temps du fait de la température, des conditions d'exploitation, etc. Il est donc indispensable de disposer d'une loi de commande nominale robuste vis-à-vis des variations paramétriques. Ainsi, le modèle interne sera essentiellement sensible aux défauts [10].

Ces dernières décennies, les systèmes industriels sont devenus de plus en plus complexes [15]. 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 [10]. On utilise des nouvelles technologies permettant d'accroître la qualité des produits et des services ainsi que la productivité des systèmes. En revanche ces évolutions ont rendu les systèmes plus vulnérables aux défauts, poussant les chercheurs à concevoir des systèmes possédant une certaine tolérance aux défauts dans le but d'améliorer la productivité [15]. On parle alors de la commande tolérante aux défauts.

Les stratégies de commande tolérante aux défauts ont pour but de conserver la maîtrise du comportement dynamique du système commandé en dépit de la présence d'un dysfonctionnement. Différentes causes peuvent être à l'origine de ces dysfonctionnements.

- Les défaillances internes (vieillesse, fatigue, maintenance mal adaptée), ou défaillance du système d'action (actionneurs, régulateurs, réseaux de transmission, organes de traitement).
- Les défaillances externes résultent de l'action de l'environnement dans lequel le système évolue (perturbations, erreurs des opérateurs humains) [5]

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

caractérisent par la présence d'un module de diagnostic (FDI : Fault Detection and Isolation). En fonction de la sévérité du défaut, un nouvel ensemble de paramètres de commande ou une nouvelle structure de commande peuvent être appliqués après que le défaut ait été détecté et localisé.

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

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

Ce mémoire est constitué d'une introduction générale, quatre chapitres, une conclusion générale et une bibliographie.

Le premier chapitre présentera un état de l'art des principales commandes tolérantes aux défauts pour amener et justifier les choix et les orientations de ce mémoire et les différents types de défaillances qui peuvent survenir sur les machines asynchrones à cage.

Le deuxième chapitre permet de revenir rapidement sur la modélisation de la MAS pour la formulation du problème de la commande tolérante aux défauts. On présente d'abord le modèle triphasé. le chapitre se termine par des simulations du modèle obtenu.

Le troisième chapitre On présente d'abord le modèle biphasé puis à l'aide de la transformation de Park on obtient la représentation dans le repère biphasé 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.

Nous aborderons dans le quatrième et dernier chapitre la présentation d'une technique de commande 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 ce qu'on appelle la commande tolérante.

Enfin, ce travail sera terminé par une conclusion générale

Chapitre I :

Etat de l'art sur la Commande de MAS en présence défaut

I.1. Introduction :

La sécurité des systèmes présente une importance majeure dans les processus industriels, toute défaillance peut conduire à des conséquences graves. La machine asynchrone, grâce à sa robustesse, elle est très répandue dans le milieu industriel. Cependant, malgré ses qualités, peut présenter des défauts structurels, parmi lesquels la rupture totale ou partielle de barre rotorique et portion d'anneau. [7]

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 car il est indispensable de modifier la loi de commande en temps réel afin de maintenir la stabilité du système et de garantir ainsi un fonctionnement acceptable en mode dégradé. Ainsi, il est nécessaire d'associer au diagnostic une loi de commande tolérante aux défauts.

Dans ce chapitre nous présentons les différents défauts au niveau de la machine asynchrone, et représentation générale de la technique de commande tolérante aux défauts. [11]

I.2. Constitution de la machine asynchrone :

I.2.1. Le stator

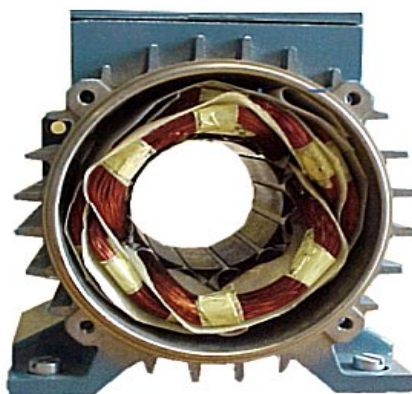


Figure (I.1) : Schéma de représentation d'un stator.

Le stator de la machine asynchrone est constitué de tôle d'acier dans lesquelles sont placés les bobinages statoriques. Ces tôles sont pour les petites machines découpées en une seule pièce alors qu'elles sont pour les machines de puissance plus importantes, découpées par sections.

Elles sont habituellement recouvertes de vernis pour limiter l'effet des courants de Foucault. Au final, elles sont assemblées les unes aux autres à l'aide de boulons ou de soudures pour former le circuit magnétique statorique.

Une fois cette étape d'assemblage terminée, les enroulements statoriques sont placés dans les encoches prévues. A cet effet, ces enroulements peuvent être insérés de manières imbriquées, ondulées ou encore concentriques. L'enroulement concentrique est très souvent utilisé lorsque le bobinage de la machine asynchrone est effectué mécaniquement. Pour les grosses machines les enroulements sont faits de méplats de cuivre de différentes sections insérés directement dans les encoches.

L'isolation entre les enroulements électriques et les tôles d'aciers est effectuée à l'aide de matériaux isolants qui peuvent être de différents types suivant l'utilisation de la machine asynchrone.

Le stator d'une machine asynchrone est aussi pourvu d'une boîte à bornes à laquelle est reliée l'alimentation électrique les différentes parties de constitution du stator d'une machine asynchrone. Nous pouvons visualiser la présence d'ailettes de ventilation assurant le refroidissement de la machine lorsque celle-ci fonctionne en charge. [12]

I.2.2. Le rotor :

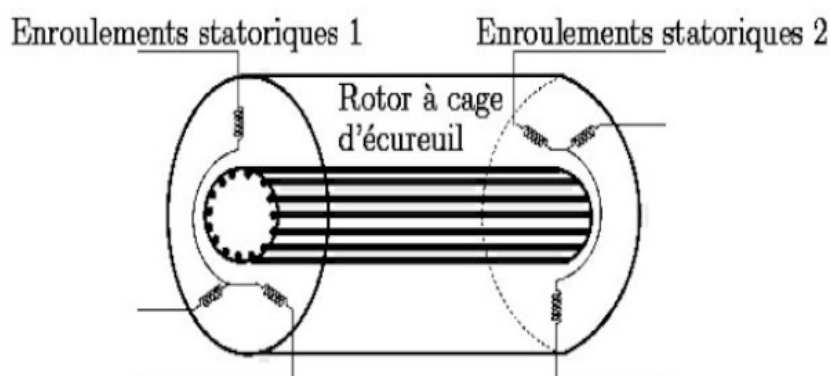


Figure (I.2) : Schéma représente le rotor à cage d'écuréuil

Tout comme le stator, le circuit magnétique rotorique est constitué de tôles d'acier qui sont en général de même origine que celles utilisées pour la construction du stator.

Les rotors bobinés sont construits de la même manière que le bobinage statorique (insertion des enroulements dans les encoches rotoriques).

Les phases rotoriques sont alors disponibles grâce à un système de bagues balais positionné sur l'arbre de la machine. En ce qui concerne les rotors à cage d'écureuil, les enroulements sont constitués de barres de cuivre pour les gros moteurs ou d'aluminium pour les petits. Ces barres sont court-circuitées à chaque extrémité par deux anneaux dits "de court-circuit" eux aussi fabriqués en cuivre ou en aluminium.

Il existe différentes structures de rotor à cage qui dépend principalement de la taille du moteur et de l'application qu'il en sera fait, nous donnons à la figure (I.2) les différents éléments de constitution d'un rotor à cage d'écureuil.

Nous pouvons visualiser l'arbre sur lequel les tôles sont empilées, les deux anneaux de court – circuit ainsi que les barres d'aluminium formant la cage d'écureuil, très souvent ces barres sont uniformément inclinées pour limiter les harmoniques et ainsi diminuer très fortement le bruit lors de l'accélération de la machine asynchrone.

L'isolation des barres avec les tôles magnétiques n'est en général pas nécessaire du fait de la faible tension induite aux bornes de chacune d'entre elles, de plus la résistivité de l'alliage utilisé pour la construction de cette cage est suffisamment faible pour les courants ne circulent pas à travers les tôles magnétiques n'est en général pas nécessaire du fait de la faible tension induite aux bornes de chacune d'entre elles.

De plus, la résistivité de l'alliage utilisé pour la construction de cette cage est suffisamment faible pour que les courants ne circulent pas à travers les tôles magnétiques sauf lorsque la cage rotorique présente une rupture de barre.

Le rotor de la machine asynchrone est aussi pourvu d'ailettes de ventilation pour permettre un refroidissement de la cage le plus efficace possible, comme le montre la figure (I.2).

L'ensemble ainsi établi constitue alors la machine asynchrone à cage. [12]

I.3. Principe de fonctionnement de la machine asynchrone :

Le principe de fonctionnement d'une machine asynchrone est basé sur l'interaction électromagnétique du champ tournant, créé par le courant triphasé fourni à l'enroulement statorique par le réseau, et des courants induits dans l'enroulement rotorique lorsque les conducteurs du rotor sont coupés par le champ tournant.

Cette interaction électromagnétique du stator et du rotor de la machine n'est possible que lorsque la vitesse du champ tournant diffère de celle du rotor. De cette façon, nous pouvons dire que

le fonctionnement d'une machine asynchrone est comparable à celui d'un transformateur dont l'enroulement secondaire est tournant. [12]

Le rotor de la machine asynchrone tourne à la vitesse de « Ω_s » exprimée en (rad/ sec) et la force magnétomotrice produite par les courants statoriques tourne à la vitesse de synchronisme à « Ω_s » exprimée en(rad/sec) mais la vitesse « Ω_s » est généralement inférieure à « Ω_s ».

Pour caractériser la vitesse du rotor, on définit le glissement(g), qui est l'écart relatif entre la vitesse de synchronisme N_s et la vitesse réelle N soit:

$$g = \frac{N_s - N}{N_s} = \frac{\omega_s - \omega_m}{\omega_s} \quad (I.1)$$

Ou :

$$\omega = \frac{2\pi N}{60} P \quad (I.2)$$

P: Nombre de paires de pôles. [12]

I.4. L'étude statistique des défauts :

Les études statistiques indiquent les quotes-parts des défauts qui se produisent au niveau de la machine asynchrone voir la figure (I.3).[4]



Figure (I.3) : Défauts de la machine asynchrone présentés en pourcentage.

I.5. Cause et analyse statistique des origines des défauts statoriques et rotoriques :

Les causes des défauts sont multiples. Elles peuvent être classées en trois groupes [6] :

I.5.1. Les générateurs de pannes ou initiateurs de défauts :

Pour les défaillances statoriques sont principalement dues à un problème :

- thermique (surcharge sur l'arbre du moteur).
- électrique (diélectrique, bobinage).
- environnemental (agression).

Par ailleurs, pour le rotor, les effets sont essentiellement dus à un problème :

- thermique (surcharge).
- électromagnétique (Force).
- résiduel (déformation).
- dynamique (arbre de transmission).
- mécanique (roulement).
- environnemental (agression).

I.5.2. Les amplificateurs de défauts :

Surcharge fréquente, vibrations mécaniques, environnement humide, alimentation perturbée (Instabilité de la tension ou de la fréquence), échauffement permanent, mauvais graissage, vieillissement.

I.5.3. Les vices de fabrication et les erreurs humaines :

Défauts de fabrication, défektivité des composants, protection inadaptées, mauvais dimensionnement de la machine. [6]

I.6. Conséquences des défauts :

Les défauts qui surviennent sur les machines asynchrones conduisent à multiplier les problèmes qui affectent la rentabilité de l'installation globale, et qui peuvent aller jusqu'à l'arrêt total. On cite parmi les conséquences des défauts : [11]

- Effectuassions au niveau du couple et de la vitesse.
- Appel supplémentaire de courant.
- Déséquilibre au niveau de la tension et de courant de ligne.
- Augmentation des arrêts non programmés, des pertes de production et par conséquent le rendement global.

I.7. Défaillances dans le stator et le rotor :

I.7.1. Défaillances au stator :

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. [16].

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. [3]

I.7.1.1. Défauts d'isolant dans un enroulement :

La dégradation des isolants dans les enroulements peut provoquer de court-circuit. 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 un li mite 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. [3]

I.7.1.2. 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. [12]

I.7.1.3. 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 phase sa de moins graves conséquences; il engendre un déséquilibre des courants de phases avec un risque moindre de la fusion des conducteurs. [17]

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.7.1.4. 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.7.1.5. 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, toutes insertions 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. [3]

I.7.2. Défaillances au rotor :

Les défauts rotoriques se situent au niveau de la cage ou au niveau de l'entrefer. Au niveau de la cage les défauts se résument à la rupture de barres de la cage ou à la rupture d'anneaux de court-circuit. Au niveau de l'entrefer les défauts se manifestent par une excentricité statique, dynamique ou mixte. [14]

I.7.2.1. Ruptures des barres :

Ces défauts apparaissent au niveau du rotor. Ce sont les défauts les plus fréquents. Ils se présentent par des ruptures totales ou partielles d'une barre au niveau de la cage d'écureuil. Ils se traduisent par une augmentation de la résistance équivalente d'un enroulement rotorique.

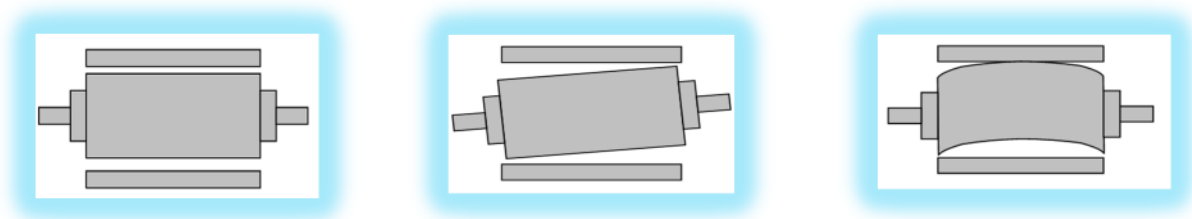
Ces pannes rotoriques engendrent malheureusement des ondulations dans le couple électromagnétique qui elles-mêmes provoquent des oscillations de la vitesse de rotation de la machine. Ce qui génère des défauts mécaniques en plus dans la machine. [18]

I.7.2.2. Ruptures d'anneaux :

La rupture de 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. La rupture d'une portion d'anneau déséquilibre la répartition des courants dans les barres rotoriques et de ce fait, engendre un effet de modulation d'amplitude sur les courants statoriques. [19]

I.7.2.3. Défaut d'excentricité :

La géométrie du rotor peut présenter des dissymétries qui sont naturelles celles-ci relèvent de trois catégories qui sont pour l'essentiel : [11]



a) l'excentricité statique.

b) l'excentricité dynamique.

c) l'excentricité mixte.

Figure (I.4) : Représentation de l'excentricité statique, dynamique et mixte.

a) L'excentricité statique correspond au cas le centre de rotation du rotor n'est pas celui du centre géométrique du stator.

b) L'excentricité dynamique correspond, elle a un centre de rotation du rotor différent du centre géométrique du stator mais, de plus le centre de rotor tourne autour du centre géométrique de ce stator.

c) L'excentricité mixte est la somme des deux cas présentés ci-avant.

I.7.2.4. Défaut dû au palier :

Lors de l'installation de la machine, le palier est souvent appuyé sur l'arbre ou dans le carter, ce qui provoque un désalignement qui peut apparaître de quatre manières différentes [14] :

- Le désalignement proprement dit ou les deux paliers (supportant le même arbre) ne sont pas dans le même axe.
- La flexion de l'arbre.
- L'inclinaison d'une bague extérieure du roulement.
- L'inclinaison d'une bague intérieure du roulement.

I.8. Défauts dû aux autres effets :

Autres défauts peuvent se produire et provoquent une déviation des performances de la machine. Nous pouvons citer les cas suivants : [20]

- Défauts de fixation.
- Engrenage endommagé.
- Excitation hydrodynamique.
- Défauts induits par un desserrage.

Chaque défaut se traduit par son image fréquentiel à travers le courant absorbé par la machine.

I.9. Position du problème à résoudre :

D'après l'étude bibliographique, il a été constaté que:

- Les machines asynchrones (qui représentent 98% des moteurs utilisés) sont les parties les plus importantes des systèmes électromécaniques.[8]
- Les études statistiques effectuées ont démontrées que les défauts les plus fréquents sont les défauts électriques (statoriques et rotoriques) qui représentent environ 70% des défauts.

Par ailleurs, les défauts dans les machines électriques se répartissent selon le degré d'importance en deux catégories : les défauts importants et ceux qui ont un degré moins important. Les défauts de la première catégorie provoquent en conséquence des défaillances voire des pannes, ce qui nécessitent tout un système du diagnostic pour l'identification de ces défauts et leurs éliminations. En ce qui concerne les défauts les moins importants (c'est-à-dire ceux qui n'influent pas d'une façon considérable sur le fonctionnement de la machine) ne nécessitent pas un diagnostic approfondi car la machine peut fonctionner normalement en présences de ces défauts. [6]

A cet effet, notre étude est restreinte aux défauts qui ont un faible degré (ceux qui ne nécessitent pas l'arrêt de la machine) à savoir les défauts électriques statoriques (court-circuit dans une phase) avec lesquels la machine asynchrone peut fonctionner normalement sans arrêter le fonctionnement. Toutefois, ces défauts doivent être tenus en compte pendant la conception de la commande de la machine asynchrone, surtout si cette machine fait partie d'une grande chaîne de production qui a des fonctions requises à accomplir.

Par conséquent, le présent travail sera consacré à l'élaboration d'une commande de la machine asynchrone en présence des défauts de court-circuit entre les spires

Cependant, 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 des performances dégradées acceptables en présence de défauts.

I.10. Systèmes tolérants aux défauts :

I.10.1. Classification des approches de la commande tolérante :

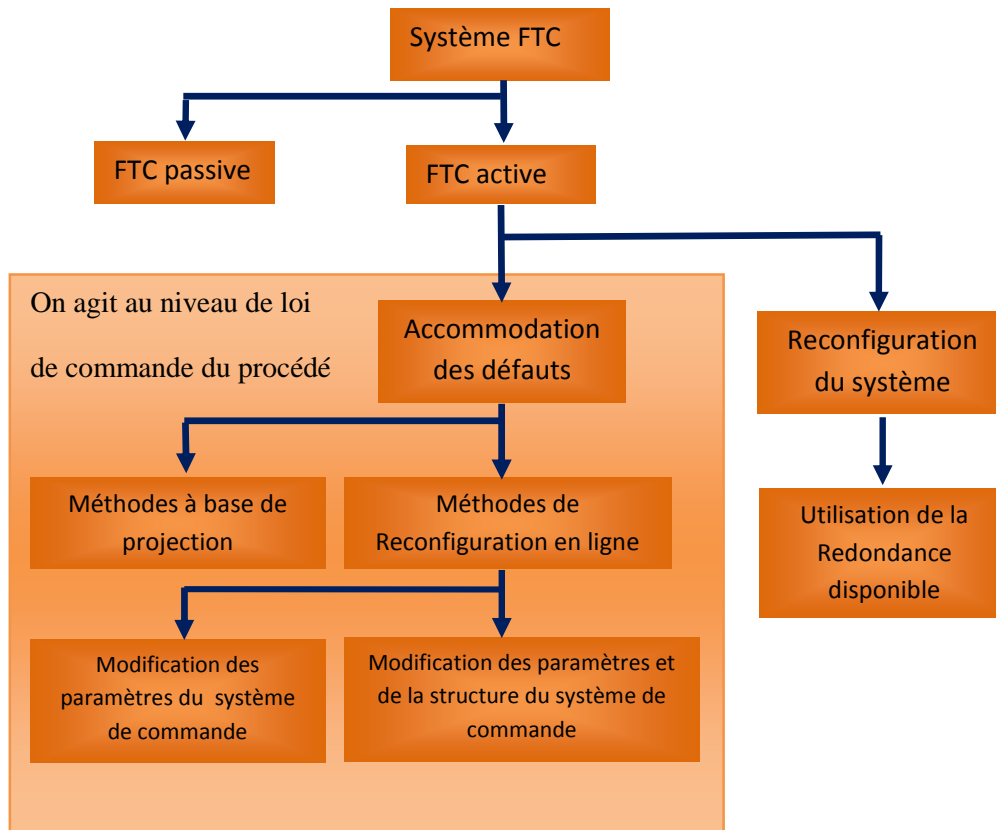


Figure (I.5) : Classification des approches de la commande tolérante.

La figure ci-dessus 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. [1]

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. [21]
- ❖ L'accommodation de défauts implique l'utilisation des mêmes entrées et sorties du système qui restent inchangées 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 préconception en ligne (en fonctionnement) de la loi de 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. [21]

I.10.2. Techniques FTC active :

Grâce à leurs meilleures performances et leur capacité de traiter une large classe de défauts, les méthodes FTC actives sont plus développées dans la littérature que les méthodes passives. Une vue d'ensemble des techniques utilisées est donnée dans la suite [1] :

I.10.2.1. Méthode du pseudo inverse :

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

$$\begin{cases} \dot{x} = Ax + Bu \\ y = Cx \end{cases} \quad (\text{I.3})$$

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

$$\begin{cases} \dot{x}_f = A\dot{x}_f + Bu_f \\ y_f = Cx_f \end{cases} \quad (\text{I.4})$$

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

$$u_f = k_f \cdot x_f \quad (\text{I.5})$$

Tel que :

$$A - Bk = A_f - B_f k_f \quad (\text{I.6})$$

D'où :

$$k_f = B_f^+ (A_f - A + Bk) \quad (\text{I.7})$$

B_f^+ : Etant la matrice pseudo inverse de B_f .

Les avantages de cette approche sont d'une part, sa simplicité ce qui la rend convenable à une implémentation en ligne, et d'autre part, la possibilité d'exprimer le changement dans toutes les matrices d'état en cas de défaut. [21]

Mais, le principal inconvénient relatif à cette méthode réside dans le fait que la loi de commande optimale ne garantit pas toujours la stabilité en boucle fermée du système défaillant. Pour pallier ce problème, la méthode pseudo-inverse modifiée a été développée.

I.10.2.2. Méthode de placement de structure propre :

Pour la conception de loi de commande tolérante aux défauts cette méthode a été introduite et a fait l'objet de plusieurs publications .

C'est une méthode plus intuitive que la méthode du pseudo inverse, son objectif est de ramener la structure propre (c'est-à-dire les vecteurs et les valeurs propres) de la matrice A du modèle en boucle fermée en cas de défauts à la structure propre nominale.

L'idée principale est d'affecter exactement certaines valeurs propres dominantes et en même temps de minimiser l'écart entre les vecteurs propres correspondants.

L'avantage de cette approche comparée à la méthode du pseudo inverse, réside dans le fait que la solution fournie (si elle existe), assure la stabilité de la boucle fermée du système défaillant. [1]

I.10.2.3. Commande adaptative :

La commande adaptative forme une classe très convenable pour l'approche FTC active. Grâce à leur capacité d'adaptation automatique aux changements des paramètres du système, c'est peut-être l'approche la plus intuitive pour l'accommodation aux défauts internes. En effet, un défaut interne agit sur le système et provoque des variations des paramètres. L'identification en ligne de ces paramètres va permettre la modification de ceux du régulateur à structure fixe.

Ces méthodes ont fait l'objet de beaucoup d'études, notamment dans le domaine de L'aéronautique. Néanmoins, l'un des inconvénients de ces approches réside dans la difficulté de déterminer les matrices de pondération nécessaires au compromis stabilité / performance .Ainsi, les différentes situations étudiées ne font souvent intervenir que des défauts peu sévères et la présence de bruits n'est pas prise en compte. [1]

I.10.2.4. Commande prédictive :

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

L'intérêt de cette méthode dans un contexte FTC est de pouvoir modifier en ligne les différentes contraintes de contrôle de façon à garantir un niveau de performance acceptable.

On notera tout de même que l'utilisation de la commande MPC nécessite une optimisation en ligne, exigeant une grande puissance de calcul. [1]

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

I.10.2.5. 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 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 :

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

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 ($\mu_i \approx 1$), 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. Un autre désavantage est que les incertitudes sont considérées absentes pour le modèle et pour les pondérations μ_i .

I.10.2.6. Modèle de référence :

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

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

$$r \in R^m, x_m \in R^n \text{ et } y_m \in R^p$$

Correspondent respectivement au signal de référence, aux états et à la sortie du modèle de référence. Le but est de synthétiser les matrices k_r et k_x telles que la loi de commande par retour d'état u définie par :

$$U = k_r \cdot r + k_x \cdot x$$

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

$$\begin{cases} \dot{x} = A_f \cdot x + B_f u \\ y = C_f \cdot x \end{cases} \quad (\text{I.9})$$

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

$$\begin{cases} k_x = (C_f \cdot B_f)^{-1} \cdot (A_m - C_f \cdot A_f) \\ k_r = (C_f \cdot B_f)^{-1} \cdot B_m \end{cases} \quad (I.10)$$

Comme nous le montre le résultat (I.10), une première limitation de cette méthode est liée au fait que la solution au problème « model following » existe si le système a le même nombre de signaux mesurés que d'actionneurs. Lorsque les matrices du système (A_f, B_f) dans (I.10) sont inconnues, on peut les substituer par une estimation de ces valeurs (\hat{A}, \hat{B}) , il en résulte alors une méthode indirecte ou explicite, qui ne garantit pas toujours la stabilité en boucle fermée. Afin de palier à ce problème, la méthode dite directe (ou implicite) peut être utilisée. L'idée consiste à calculer directement les matrices de gain des correcteurs k_x et k_r à partir d'une méthode adaptative. [1]

I.10.3. L'architecture générale d'une commande FTC active :

L'architecture générale d'une commande FTC active est décrite dans la figure (I.6), les Deux blocs FDI et FTC, constituent les deux étapes importantes de la commande.

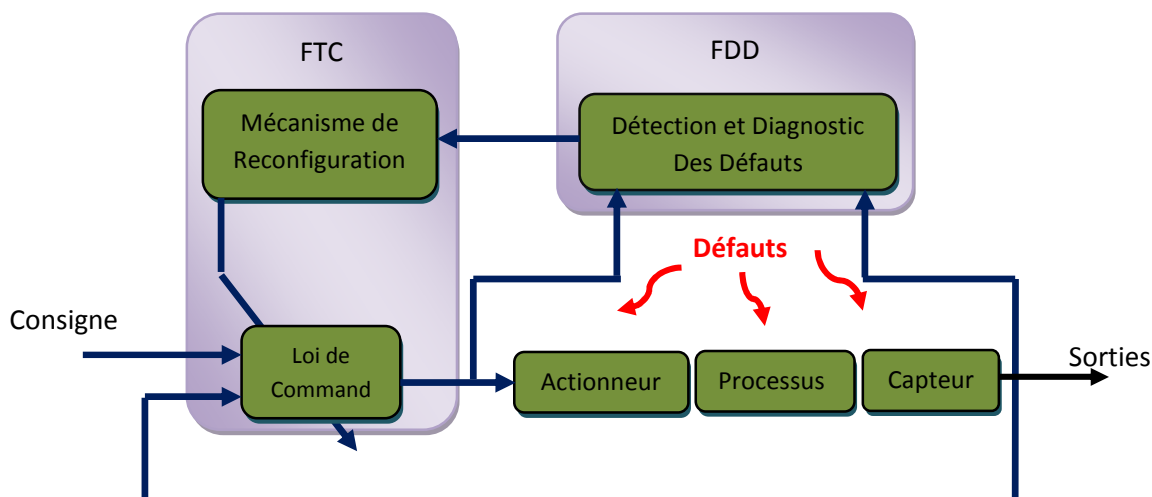


Figure (I.6) : Schéma de principe d'une loi de commande FTC active.

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'abéliste 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 utilisé 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.

I.10.4. Techniques FTC passives :

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 évènements 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]

I.10.4.1. 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. [23]

I.10.4.2. 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_∞ . [3]

I.11. 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 des 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.

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

Une analyse sur les approches de commande tolérante aux défauts a permis de mettre en évidence les limitations des approches passives de la commande FTC. Nous sommes.

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 MAS Triphasés

Avec et Sans Défauts

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.

Dans ce chapitre nous allons présenter une autre méthode de modélisation de la machine asynchrone, 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.

L'objectif de ce chapitre est de développer un modèle triphasé qui sera capable de prédire les performances de la machine asynchrone en régime de défauts. [6].

II.2. Modélisation de la machine asynchrone en régime normal :

II.2.1. Hypothèse simplificatrices :

L'étude de la modélisation de la machine asynchrone sera faite dans le contexte habituel d'hypothèses simplificatrices suivantes : [24]

- 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

II.2.2. Représentation des enroulements d'une MAS triphasée :

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

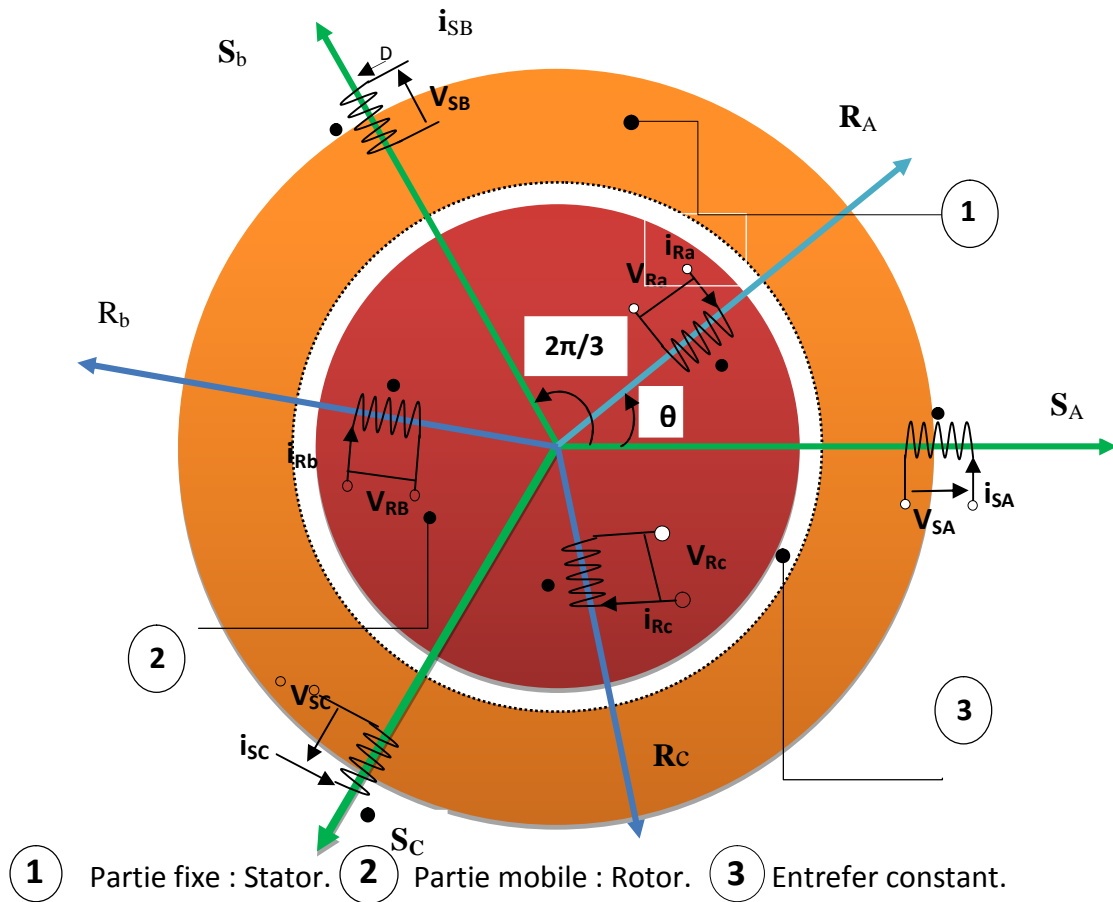


Figure (II.1) : Représentation des enroulements de la machine asynchrone triphasée dans l'espace électrique.

II.2.3. Modèle triphasé équivalent d'une machine asynchrone :

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 : [17]

$$V = R \cdot I + \frac{d\Phi}{dt} \tag{II.1}$$

La machine peut être modélisée par les équations suivantes :

$$[V_s] = [R_s][I_s] + \frac{d}{dt} [\Phi_s] \tag{II.2}$$

Cette notation est l'écriture condensée de :

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

$$[0] = [R_r][I_r] + \frac{d}{dt} [\Phi_r] \quad (\text{II.4})$$

Cette notation est l'écriture condensée de :

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

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

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

Où :

P : nombre de pair de pole.

$$\text{Les variables } [V_s] = \begin{bmatrix} V_{sa} \\ V_{sb} \\ V_{sc} \end{bmatrix}; [I_s] = \begin{bmatrix} I_{sa} \\ I_{sb} \\ I_{sc} \end{bmatrix}; [\Phi_s] = \begin{bmatrix} \Phi_{sa} \\ \Phi_{sb} \\ \Phi_{sc} \end{bmatrix}$$

Les matrices suivant représentent les tensions, les courants, et les flux au stator.

$$\text{Les variables } [I_r] = \begin{bmatrix} I_{ra} \\ I_{rb} \\ I_{rc} \end{bmatrix}; [\Phi_r] = \begin{bmatrix} \Phi_{ra} \\ \Phi_{rb} \\ \Phi_{rc} \end{bmatrix}$$

Les matrices suivant représentent les courants et les flux au rotor.

Les inductances sont données par les expressions suivantes :

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

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

$$[M_{sr}] = M_0 \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos(\theta + 2\pi/3) & \cos(\theta - 2\pi/3) \\ \cos(\theta - 2\pi/3) & \cos \theta & \cos(\theta + 2\pi/3) \\ \cos(\theta + 2\pi/3) & \cos(\theta - 2\pi/3) & \cos \theta \end{bmatrix} \quad (\text{II.11})$$

Avec :

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

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

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

Lorsque le moteur tourne, les coefficients des matrices $[M_{sr}]$ 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.2.4. 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 donné 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 donné par la matrice suivante :

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

On montre facilement que cette matrice est orthogonale :

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

II.2.5. Transformation des équations du modèle triphasé :

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

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

Ceci conduit à :

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

Ou :

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

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

Avec :

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

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

$$[T][\Phi_r] = [M_{rs}][I_s] + [T][M_r][T]^{-1}[T][I_r] \quad (\text{II.20})$$

Qui peut être réécrit :

$$[\Phi_r^s] = [M_{rs}^s][I_s] + [M_r^s][I_r^s] \quad (\text{II.21})$$

Où :

$$\begin{cases} [M_{rs}^s] = [M_{rs}][T] \\ [M_r^s] = [T][M_r][T]^{-1} \\ [\Phi_r^s] = [\Phi_r][T] \\ [I_r^s] = [I_r][T] \end{cases} \quad (\text{II.22})$$

On peut facilement montrer que les deux propriétés suivantes satisfaites :

$$[M_{rs}^s] = [M_{sr}^s]^T \quad (\text{II.23})$$

$$[M_r^s] = [M_r] \quad (\text{II.24})$$

Considérant maintenant l'équation (II.4) :

$$[0] = [R_r][I_r] + P[\Phi_r]$$

De manière équivalent, on a :

$$[0] = [R_r][I_r][T][T]^{-1} + P([\Phi_r][T][T]^{-1}) \quad (\text{II.25})$$

En multipliant à gauche par $[T]$ on obtient :

$$[0] = [R_r][I_r][T][T]^{-1} + [T]P([\Phi_r][T][T]^{-1}) \quad (\text{II.26})$$

$$[0] = [R_r][I_r^s] + [T]P([T]^{-1})([\Phi_r^s]) + P[\Phi_r^s] \quad (\text{II.27})$$

Cette équation peut être écrite sous la forme :

$$[0] = [R_r][I_r^s] + (1 - S)w_N[K_{rs}^{SP}]P[\Phi_r^s] \quad (\text{II.28})$$

Où :

$$[K_{rs}^{SP}] = \begin{bmatrix} 0 & \frac{\sqrt{3}}{3} & -\frac{\sqrt{3}}{3} \\ -\frac{\sqrt{3}}{3} & 0 & \frac{\sqrt{3}}{3} \\ \frac{\sqrt{3}}{3} & -\frac{\sqrt{3}}{3} & 0 \end{bmatrix} \quad (\text{II.29})$$

Les équations (II.2), (II.28), (II.16), (II.21) représentent un nouveau modèle triphasé dans lequel tous les paramètres peuvent être calculés en ligne.

$$[V_s] = [R_s][I_s] + [P\Phi_s]$$

$$[0] = [R_r][I_r^s] + (1 - S)w_N[K_{rs}^{SP}]P[\Phi_r^s]$$

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

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

Puisque $[M_r^s]$ est une matrice de rang plein, elle est inversible, à partir de (II.21) nous obtenons :

$$[I_r^s] = [M_r^s]^{-1}([\Phi_r^s] - [M_{rs}^s][I_s]) \quad (\text{II.30})$$

En substituant cette expression dans l'équation (II.28), on obtient :

$$[0] = [R_r][M_r^s]^{-1}([\Phi_r^s] - [M_{rs}^s][I_s]) + (1 - S)w_N[K_{rs}^{SP}][\Phi_r^s] + P[\Phi_r^s] \quad (\text{II.31})$$

Ce qui est équivalent :

$$[0] = ([R_r][M_r^s]^{-1} + (1 - S)w_N[K_{rs}^{SP}])[\Phi_r^s] - [R_r][M_r^s]^{-1}[M_{rs}^s][I_s] + P[\Phi_r^s] \quad (\text{II.32})$$

En substituant l'expression de l'équation (II.30) dans l'équation (II.16), on obtient :

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

Qui est équivalent à :

$$[\Phi_s] = ([M_s] + [M_r^s]^{-1}[M_{sr}^s][M_{rs}^s])[I_s] + [M_r^s]^{-1}[M_{sr}^s][\Phi_r^s] \quad (\text{II.34})$$

En utilisant (II.34) et (II.2) il vient :

$$[V_s] = [R_s][I_s] + P([M_s] - [M_r^s]^{-1}[M_{sr}^s][M_{rs}^s])[I_s] + P[M_r^s]^{-1}[M_{sr}^s][\Phi_r^s] \quad (\text{II.35})$$

Ce qui donne :

$$[V_s] = [R_s][I_s] + P([M_s] - [M_r^s]^{-1}[M_{sr}^s][M_{rs}^s])[I_s] + [M_r^s]^{-1}[M_{sr}^s][\Phi_r^s] \quad (\text{II.36})$$

A partir de (32) on obtient :

$$P[\Phi_r^s] = [R_s][M_r^s]^{-1}[M_{sr}^s][I_s] + ([R_r][M_r^s]^{-1}(1 - S)w_N[K_{rs}^{SP}])[\Phi_r^s] \quad (\text{II.37})$$

Ce qui donne en utilisant (II.36) et (II.37) :

$$[V_s] = [R_s][I_s] + ([M_s] - [M_{sr}^s][M_r^s]^{-1}[M_{rs}^s])P[I_s] + [M_{sr}^s][M_r^s]^{-1}([R_r][M_r^s]^{-1}[M_{rs}^s][I_s] - [M_{sr}^s][M_r^s]^{-1}([R_r][M_r^s]^{-1}(1 - S)w_N[K_{rs}^{SP}])[\Phi_r^s]) \quad (\text{II.38})$$

Ce qui conduit à :

$$\Gamma P[I_s] = [V_s] - ([R_s] + [M_{sr}^s][M_r^s]^{-1}[R_r][M_r^s]^{-1}[M_{rs}^s])[I_s] + [M_{sr}^s][M_r^s]^{-1}([R_r][M_r^s]^{-1} + (1 - S)w_N[K_{rs}^{SP}])[\Phi_r^s] \quad (\text{II.39})$$

Avec :

$$\Gamma = [M_s] - [M_{sr}^s][M_r^s]^{-1}[M_{rs}^s] \quad (\text{II.40})$$

Finalement nous obtenons :

$$P[I_s] = \Gamma^{-1}([V_s] - ([R_s] + [M_{sr}^s][M_r^s]^{-1}[R_r][M_r^s]^{-1}[M_{rs}^s])[I_s]) + \Gamma^{-1}[M_{sr}^s][M_r^s]^{-1}([R_r][M_r^s]^{-1} + (1 - S)w_N[K_{rs}^{SP}])[\Phi_r^s] \quad (\text{II.41})$$

Les équations (II.37) et (II.41) représentent le modèle triphasé de la machine asynchrone.

II.2.6. Equations mécaniques :

L'équation de mouvement est donnée par:

$$\frac{dw}{dt} = \frac{P}{J}(C_e - C_r) - \frac{f}{J}w \quad (\text{II.42})$$

Le couple est donné par l'expression suivante :

$$C_e = P \frac{M_{sr}}{L_r} [(I_{sb}\Phi_{rc} - I_{sc}\Phi_{rb}) - (I_{sa}\Phi_{rc} - I_{sc}\Phi_{ra}) + (I_{sa}\Phi_{ra} - I_{sb}\Phi_{rb})] \quad (\text{II.43})$$

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 V_{sa}, V_{sb}, V_{sc} , représentent les variables de commande.

Et nous considérons les courants statoriques I_{sa}, I_{sb}, I_{sc} , les flux rotoriques $\Phi_{sa}, \Phi_{sb}, \Phi_{sc}$ 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 : [9]

$$\begin{cases} \dot{x} = Ax + BU \\ y = Cx \end{cases} \quad (\text{II.44})$$

[A]: Matrice d'évolution.

[B]: Matrice de commande.

[V] = $[V_{sa} V_{sb} V_{sc} 0 0 0]^T$: 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 :

$$\begin{cases} \frac{dI_{sa}}{dt} = K_{a1}I_{sa} + K_{a2}I_{sb} + K_{a3}I_{sc} + Z_{a1}\Phi_{ra} + Z_{a2}\Phi_{rb} - Z_{a3}\Phi_{rc} + D_{a1}V_{sa} + D_{a2}V_{sb} + D_{a3}V_{sc} \\ \frac{dI_{sb}}{dt} = K_{b1}I_{sa} + K_{b2}I_{sb} + K_{b3}I_{sc} - Z_{b1}\Phi_{ra} + Z_{b2}\Phi_{rb} + Z_{b3}\Phi_{rc} + D_{b1}V_{sa} + D_{b2}V_{sb} + D_{b3}V_{sc} \\ \frac{dI_{sc}}{dt} = K_{c1}I_{sa} + K_{c2}I_{sb} + K_{c3}I_{sc} + Z_{c1}\Phi_{ra} - Z_{c2}\Phi_{rb} + Z_{c3}\Phi_{rc} + D_{c1}V_{sa} + D_{c2}V_{sb} + D_{c3}V_{sc} \\ \frac{d\Phi_{ra}}{dt} = G I_{sa} - G_{a2}I_{sb} - G_{a3}I_{sc} - S_{a1}\Phi_{ra} - S_{a2}\Phi_{rb} - S_{a3}\Phi_{rc} \\ \frac{d\Phi_{rb}}{dt} = G_{b1}I_{sa} + G_{b2}I_{sb} - G_{b3}I_{sc} - S_{b1}\Phi_{ra} - S_{b2}\Phi_{rb} - S_{b3}\Phi_{rc} \\ \frac{d\Phi_{ra}}{dt} = G_{c1}I_{sa} - G_{c2}I_{sb} - G_{c3}I_{sc} - S_{c1}\Phi_{ra} - S_{c2}\Phi_{rb} - S_{c3}\Phi_{rc} \end{cases} \quad (\text{II.45})$$

Par identification :

$$A = \begin{bmatrix} K_{a1} & K_{a2} & K_{a3} & Z_{a1} & Z_{a2} & Z_{a3} \\ K_{b1} & K_{b2} & K_{b3} & Z_{b1} & Z_{b2} & Z_{b3} \\ K_{c1} & K_{c2} & K_{c3} & Z_{c1} & Z_{c2} & Z_{c3} \\ G_{a1} & G_{a2} & G_{a3} & S_{a1} & S_{a2} & S_{a3} \\ G_{b1} & G_{b2} & G_{b3} & S_{b1} & S_{b2} & S_{b3} \\ G_{c1} & G_{c2} & G_{c3} & S_{c1} & S_{c2} & S_{c3} \end{bmatrix}; B = \begin{bmatrix} D_{a1} & D_{a2} & D_{a3} & 0 & 0 & 0 \\ D_{b1} & D_{b2} & D_{b3} & 0 & 0 & 0 \\ D_{c1} & D_{c2} & D_{c3} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}; X = \begin{bmatrix} I_{sa} \\ I_{sb} \\ I_{sc} \\ \Phi_{ra} \\ \Phi_{rb} \\ \Phi_{rc} \end{bmatrix}$$

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 N.m) à (t=1sec).

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 :

$$\begin{cases} V_{sa} = 311. \sin(w_s. t) \\ V_{sb} = 311 \sin \left(w_s. t - \frac{2\pi}{3} \right) \\ V_{sc} = 311 \sin \left(w_s. t + \frac{2\pi}{3} \right) \end{cases} \quad (II.46)$$

II.3.3. Résultats de simulation :

Dans la figure (II.2) qui suit-on présente les résultats de la simulation, à l'instant t = 1 s nous avons appliqué un couple résistant Cr = 3.5 N.m.

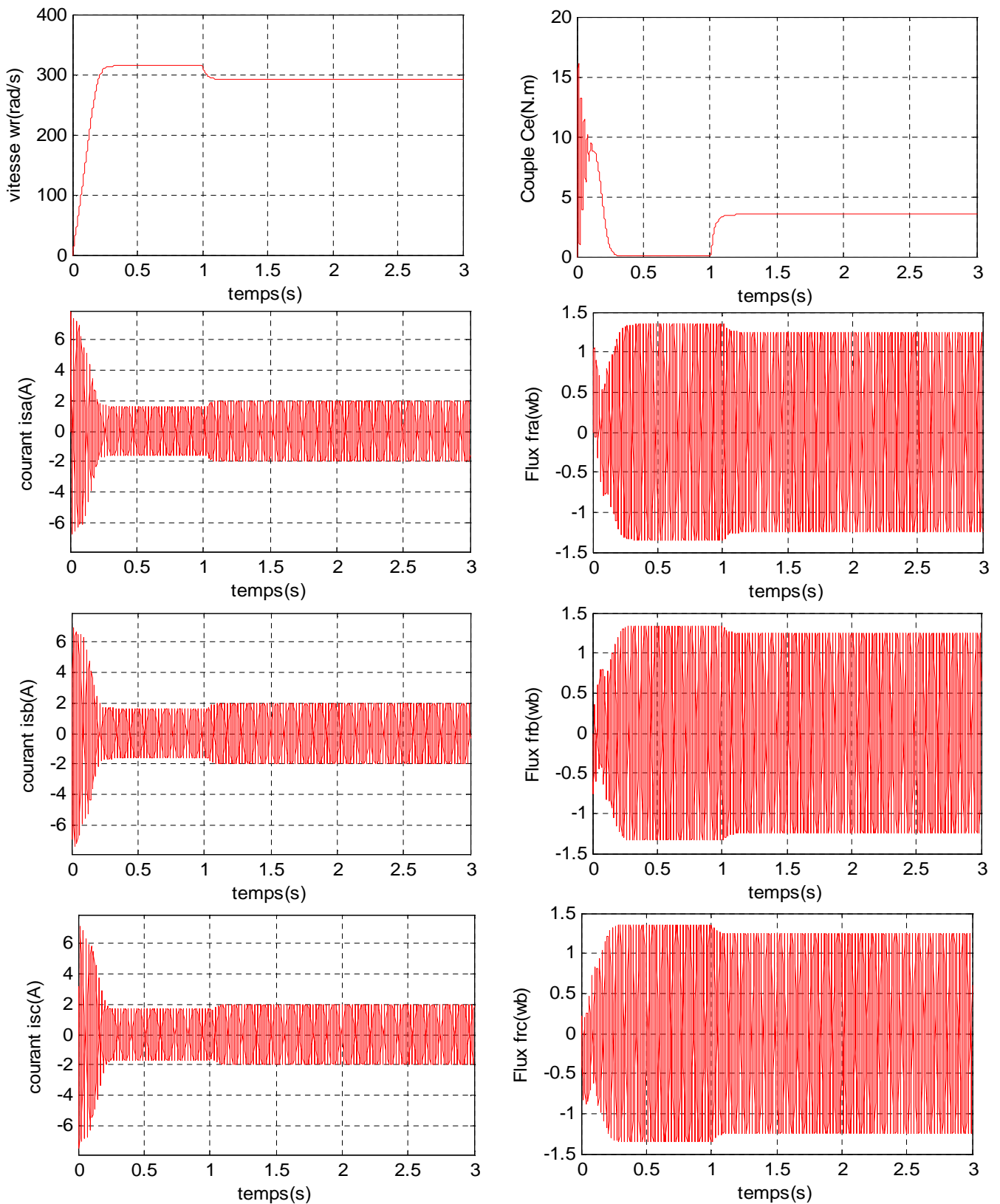


Figure (II.2) : Représente les résultats de la simulation des MAS triphasé en régime sain, à l’instant $t = 1$ s nous avons appliqué un couple résistant $C_r = 3.5$ N.m

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. Défaillances des circuits électriques statoriques :

L'apparition d'un défaut au niveau des circuits électriques statoriques de la machine asynchrone peut avoir des origines diverses. Nous pouvons citer, par exemple, les défauts de type court-circuit inter-spores qui apparaissent à l'intérieur des encoches statoriques. Ce type de défaut peut être causé par une dégradation des isolants des spores du bobinage statorique.

Nous pouvons citer aussi les court-circuités apparaissant entre une phase et le neutre, entre une phase et la carcasse métallique de la machine ou encore entre deux phases statoriques. Ces défauts ont le plus souvent une origine mécanique. En effet, des vibrations excessives peuvent mener à un desserrement des boulons de la plaque à bornes de la machine créant ainsi le court-circuit. Une cosse mal serrée à la jonction du câble d'alimentation et des bornes de la machine peut être à l'origine d'une ouverture de phase. Le défaut le plus couramment rencontré reste encore la fusion d'un fusible de protection. [6]

Même si les vibrations des conducteurs d'encoches et les divers frottements qui en résultent, suite à de grandes sollicitations de la machine, accélèrent l'usure des isolants, il reste que le facteur principal de vieillissement est l'échauffement anormal des bobinages. En effet, pour les machines fonctionnant en milieu hostile, poussière et humidité viennent de déposer pour les machines fermées entre les ailettes extérieures, et pour les machines ouvertes au niveau des têtes de bobines, affaiblissant ainsi l'isolation électrique et court-circuitant du fait les conducteurs.

Le court-circuit de spores est donc le défaut le plus nuisible et le plus fréquemment rencontré au stator, même si les risques d'ouverture de phase (conducteur coupé) demeurent physiquement

réalisables. L'augmentation de la température qui s'en suit entraîne la destruction en cascade des isolants et par effet cumulatif, la destruction complète de la machine.

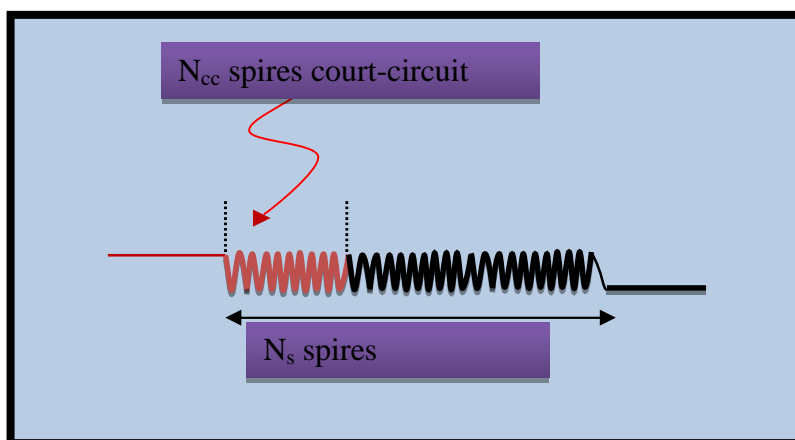


Figure (II.3) : Schématisations d'un court-circuit dans une phase statorique.

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[8] :

$$\text{Coefficient de court-circuit relatif à la 1}^{ere} \text{ phase statorique: } K_{sa} = \frac{N_{cc1}}{N_s} \quad (II.47)$$

$$\text{Coefficient de court-circuit relatif à la 2}^{eme} \text{ phase statorique : } K_{sb} = \frac{N_{cc2}}{N_s} \quad (II.48)$$

$$\text{Coefficient de court -circuit relatif à la 3}^{eme} \text{ phase statorique : } K_{sc} = \frac{N_{cc3}}{N_s} \quad (II.49)$$

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

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

$$N_1 = N_s - N_{cc1} = (1 - K_{sa})N_s = f_{sa}N_s \quad (II.50)$$

$$N_2 = N_s - N_{cc2} = (1 - K_{sb})N_s = f_{sb}N_s \quad (II.51)$$

$$N_3 = N_s - N_{cc3} = (1 - K_{sc})N_s = f_{sc}N_s \quad (II.52)$$

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

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

$$[R_s] = \begin{bmatrix} f_{sa} & 0 & 0 \\ 0 & f_{sb} & 0 \\ 0 & 0 & f_{sc} \end{bmatrix} \quad (\text{II.53})$$

Les inductances sont données par les expressions suivantes :

$$[L_{sf}] = \begin{bmatrix} f_{sa}^2 L_{sf} & 0 & 0 \\ 0 & f_{sa}^2 L_{sf} & 0 \\ 0 & 0 & f_{sa}^2 L_{sf} \end{bmatrix} \quad (\text{II.54})$$

$$[M_{ss}] = M_s \begin{bmatrix} f_{sa}^2 & -\frac{f_{sa}f_{sb}}{2} & -\frac{f_{sa}f_{sc}}{2} \\ -\frac{f_{sa}f_{sb}}{2} & f_{sb}^2 & -\frac{f_{sc}f_{sb}}{2} \\ -\frac{f_{sa}f_{sc}}{2} & -\frac{f_{sc}f_{sb}}{2} & f_{sc}^2 \end{bmatrix} \quad (\text{II.55})$$

$$[M_{sr}] = M \begin{bmatrix} f_{sa} \cos \theta & f_{sa} \cos \left(\theta + \frac{2\pi}{3} \right) & f_{sa} \cos \left(\theta - \frac{2\pi}{3} \right) \\ f_{sb} \cos \left(\theta - \frac{2\pi}{3} \right) & f_{sb} \cos \theta & f_{sb} \cos \left(\theta + \frac{2\pi}{3} \right) \\ f_{sc} \cos \left(\theta + \frac{2\pi}{3} \right) & f_{sc} \cos \left(\theta - \frac{2\pi}{3} \right) & f_{sc} \cos \theta \end{bmatrix} \quad (\text{II.56})$$

Avec :

$$[M_{sr}] = [M_{rs}]^T \quad (\text{II.57})$$

On remplace les matrices $[R_s]$, $[L_{sf}]$, $[M_{ss}]$, $[M_{sr}]$ et $[M_{rs}]$ dans le modèle triphasé de la machines asynchrone (II.38),(II.42),(II.43) et (II.44) on obtient :

$$P[\Phi_r^s] = [R_s][M_r^s]^{-1}[M_{sr}^s][I_s] + ([R_r][M_r^r]^{-1}(1 - S)w_N[K_{rs}^{sp}])[\Phi_r^s] \quad (\text{II.58})$$

$$P[I_s] = \Gamma^{-1}([V_s] - ([R_s] + [M_{sr}^s][M_r^s]^{-1}[R_r][M_r^r]^{-1}[M_{rs}^s])[I_s]) + \Gamma^{-1}[M_{sr}^s][M_r^s]^{-1}([R_r][M_r^r]^{-1} + (1 - S)w_N[K_{rs}^{sp}])[\Phi_r^s] \quad (\text{II.59})$$

II.4.1. Equations mécaniques et électromagnétique :

$$J \frac{d\Omega}{dt} + f\Omega = C_e - C_r \quad (\text{II.60})$$

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

$$C_e = P \frac{M_{sr}}{L_r} ([I_s] \Lambda [\Phi_r]) \quad (\text{II.61})$$

$$C_e = P \frac{M_{sr}}{L_r} [(I_{sb}\Phi_{rc} - I_{sc}\Phi_{rb}) - (I_{sa}\Phi_{rc} - I_{sc}\Phi_{ra}) + (I_{sa}\Phi_{ra} - I_{sb}\Phi_{rb})] \quad (\text{II.62})$$

Les équations (II.58), (II.59), (II.60) et (II.62) 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.4) et (II.5) représentent les résultats de simulation en présence des défauts :

- court-circuit entre 30 spires (18.75 %).
- court-circuit entre 60 spires (37.5%).
- Coupure de la phase (A).

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

Les figures suivantes représenté la simulation de chaque défaut statorique :

- **Figure (II.4)** : représente le court-circuit entre 30 spires (18.75 %) dans la même phase (A).
- **Figure (II.5)** : représente le court-circuit entre 60 spires (37.5 %) dans la même phase (A)
- **Figure (II.6)** : représente la coupure d'une phase (A).

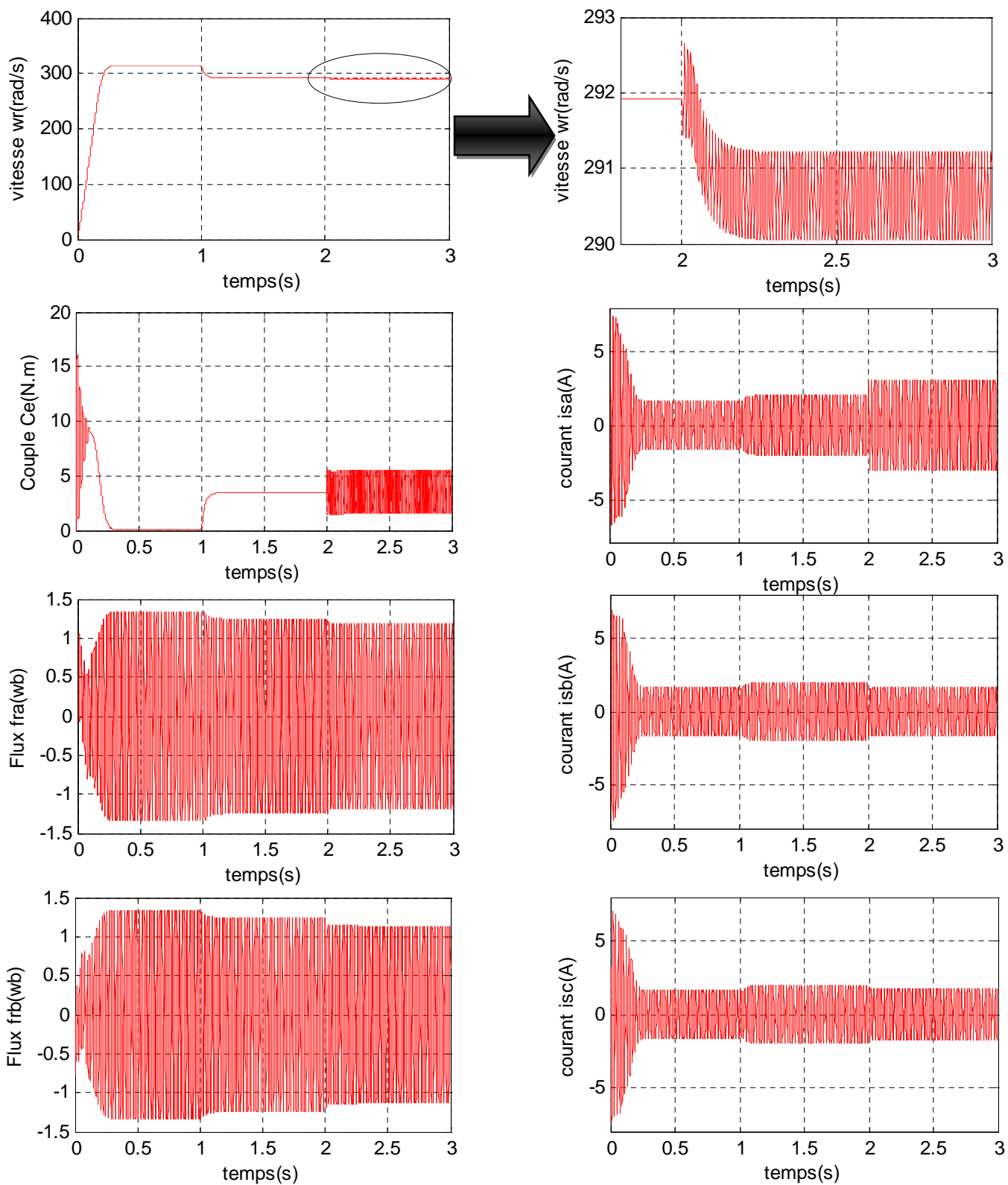


Figure (II.4) : représente le court-circuit entre 30 spires (18.75 %) dans la même phase (A).

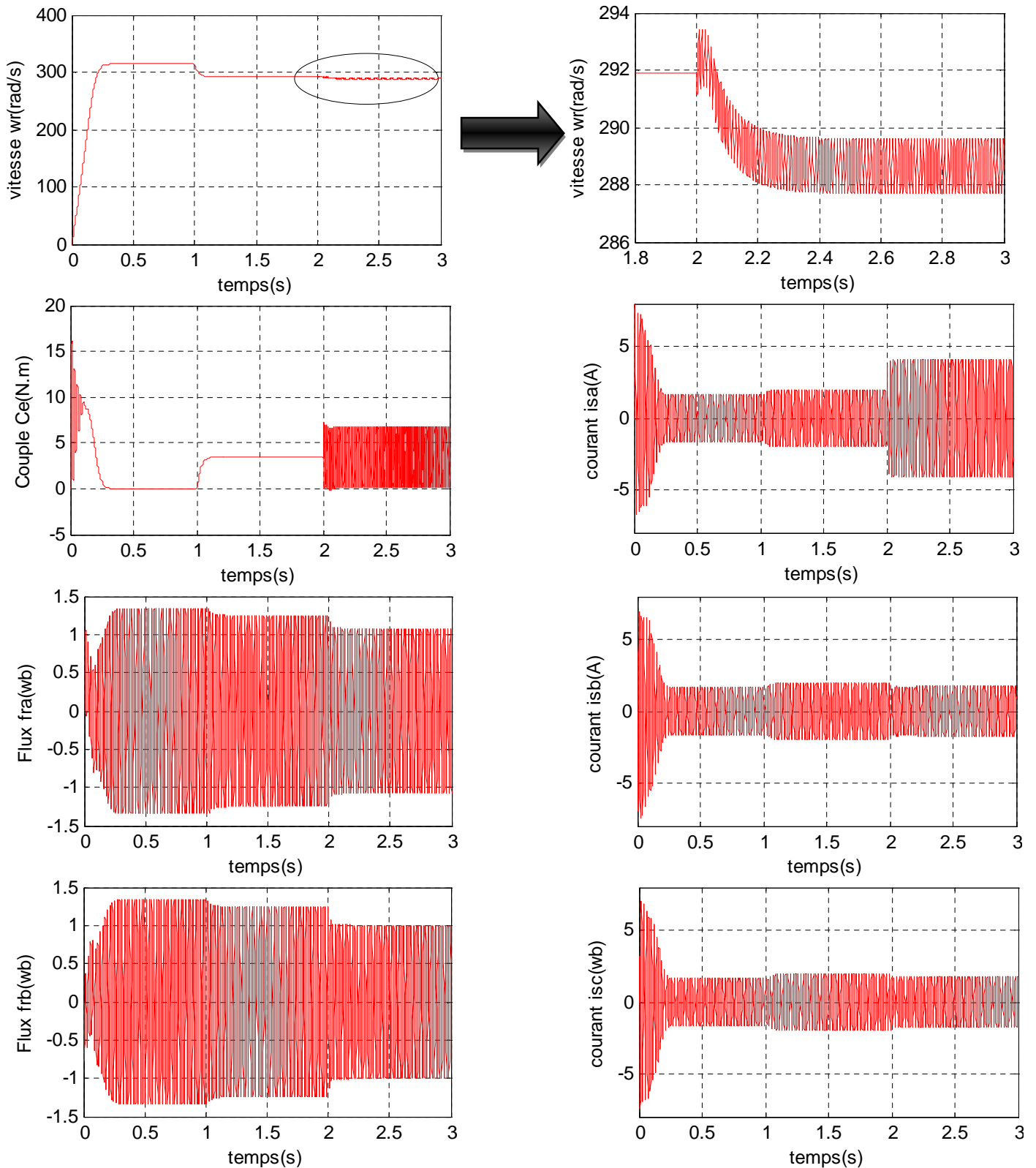


Figure (II.5) : représente le court-circuit entre 60 spires (37.5 %) dans la même phase (A).

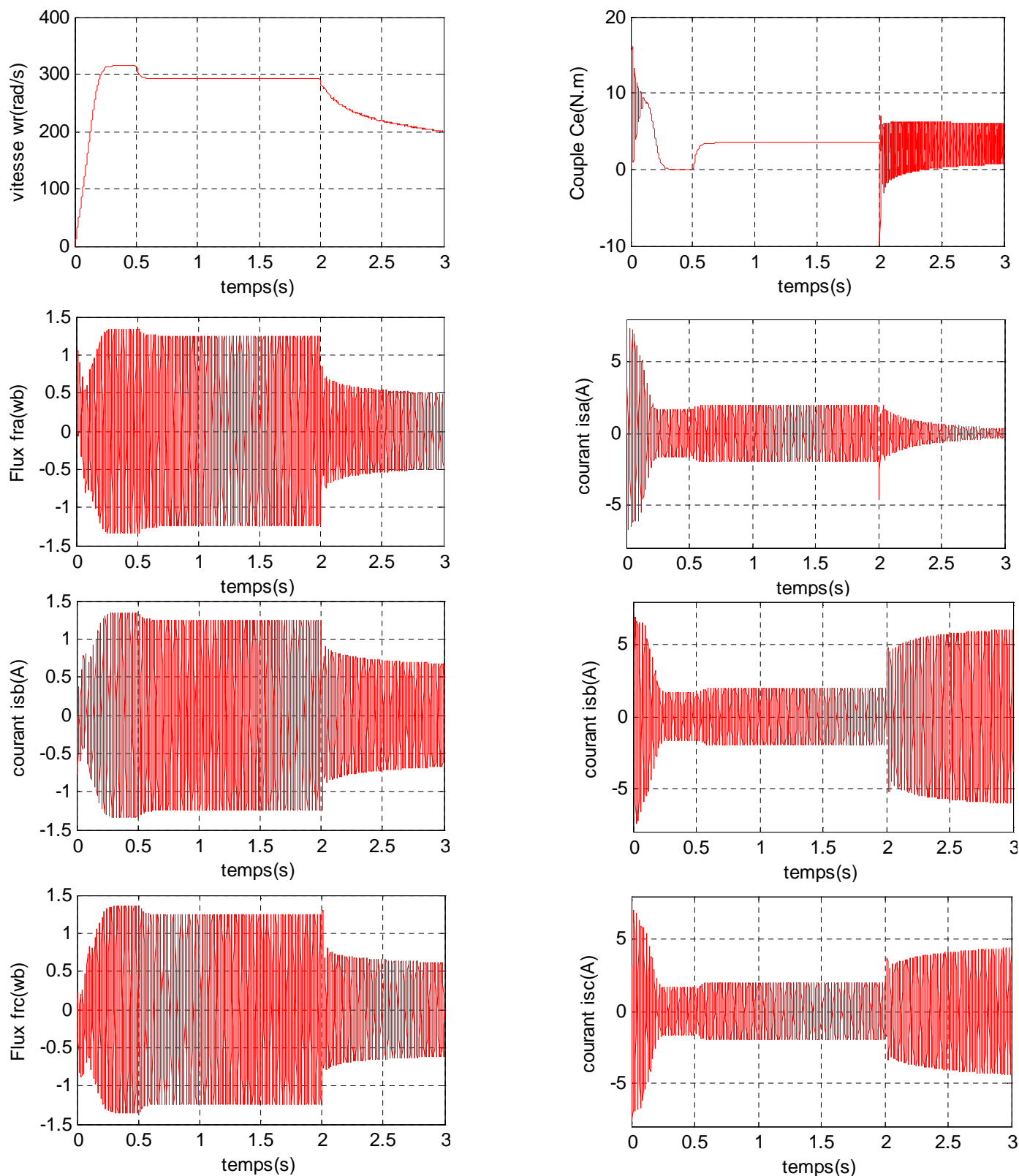


Figure (II.6) : représente la coupure d'une phase (A).

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 ne constate également que l'amplitude du courant dans la phase infectée est plus grande que celles des autres phases, mais le défaut d'une coupure de phase le courant est diminué dans la phase (A), et augmente pour les notre phase

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 n'est plus significative. Ainsi la diminution de la vitesse,

II.5. Conclusion :

Dans ce chapitre, a été consacré à la modélisation triphasée de la machine asynchrone, a une transformation mathématique est proposée et appliquée sur les équations du modèle triphasé équivalent de la machine.

L'objectif de modéliser la machine asynchrone en présence de défaut statorique en utilisant le modèle de la machine asynchrone obtenu qui permet de prendre en compte les déséquilibres au niveau du stator qui se produisent en présence des défaut.

Nous avons simulé les défauts statoriques tels que la coupure d'une phase et le court-circuit entre spires d'une même phase.

Dans le chapitre suivant on aura la possibilité d'appliquer la commande backstepping en présence des défauts statorique en utilisant le modèle obtenu (c'est-à-dire le bloc de commande qui a été utilisé sur la machine dans le système triphasé)

Chapitre III :

**Commande Par Backstepping du
Moteur à Induction**

III.1. Introduction :

La recherche sur le développement des techniques de commande de la MAS s'est multiplié dans ces dernières décennies, on en trouve actuellement plusieurs techniques présentes dans la littérature telle que la commande scalaire, la commande vectorielle, la DTC, les commandes non linéaires comme le Backstepping et la commande par mode glissant.

L'application de la technique du Backstepping à la commande de la MAS consiste à établir une loi de commande de la machine via une fonction de Lyapunov choisie, garantissant la stabilité globale du système. Elle présente l'avantage d'être robuste vis-à-vis des variations paramétriques de la machine ainsi qu'une bonne poursuite des références. [7]

L'association de la technique du Backstepping au contrôle vectoriel confère à la commande de la machine à induction des qualités de robustesse intéressantes, et consolide encore plus la robustesse du Backstepping. [3]

Dans la première partie, nous présentons différentes modélisations de la machine asynchrone basées sur la transformation de Park. Par la suite, 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.

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. [4]

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. [4]

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 :

- Entrefer constant.
- Effet d'encoche négligé.
- Saturation négligée.
- Phénomène d'hystérésis, courants de Foucault et effet de peau négligés.
- Résistance des enroulements constante.
- Le régime homopolaire est nulle (charge équilibrée).

III.2.2. Représentation des enroulements d'une MAS triphasée :

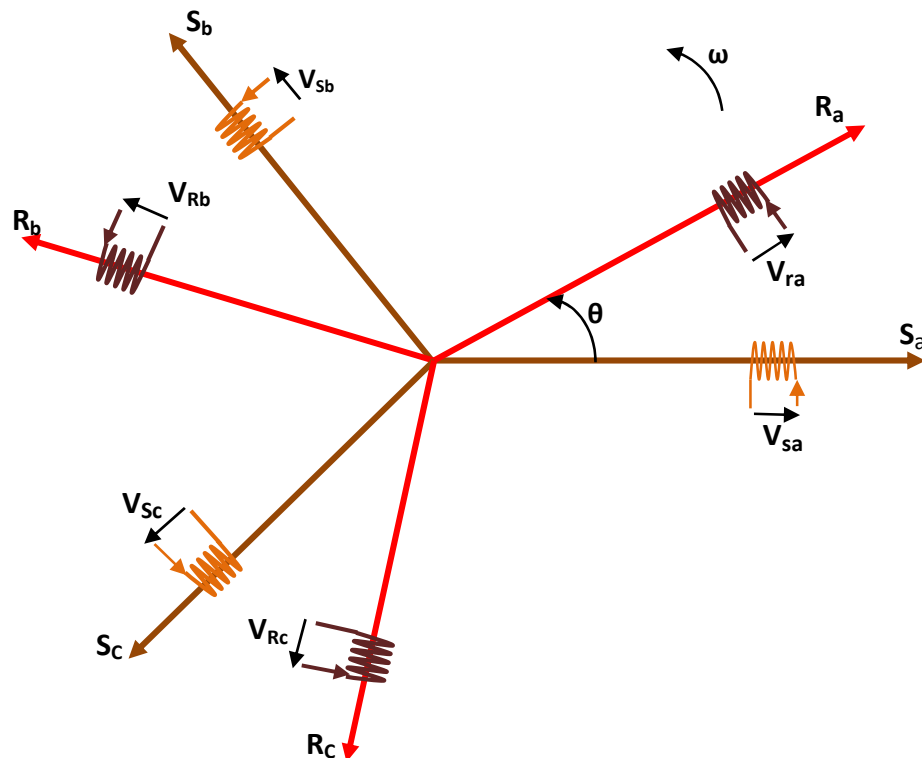


Figure (III.1) : Représentation des enroulements d'une MAS triphasée.

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 -mêmes. [4]

- $S_a, S_b, S_c, R_a, R_b, R_c$: Axes de phases statoriques et rotoriques.
- θ : Angle électrique entre l'axe de la phase S_a statorique et la phase R_a rotorique.

III.2.3. Equations électriques :

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

$$\begin{cases} [V_s] = [R_s][I_s] + \frac{d}{dt} [\Phi_s] \\ [V_r] = [R_r][I_r] + \frac{d}{dt} [\Phi_r] \end{cases} \quad (III.1)$$

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

$$[V_r] = [R_r][I_r] + \frac{d}{dt} [\Phi_r] = 0 \quad (III.2)$$

Avec :

$[V_s] = [V_{sa} V_{sb} V_{sc}]^T$: Vecteur tensions statoriques.

$[V_r] = [V_{ra} V_{rb} V_{rc}]^T$: Vecteur tensions rotoriques.

$[I_s] = [I_{sa} I_{sb} I_{sc}]^T$: Vecteur courants statoriques.

$[I_r] = [I_{ra} I_{rb} I_{rc}]^T$: Vecteur courants rotorique.

$[\Phi_s] = [\Phi_{sa} \Phi_{sb} \Phi_{sc}]^T$: Vecteur flux statoriques.

$[\Phi_r] = [\Phi_{ra} \Phi_{rb} \Phi_{rc}]^T$: Vecteur flux rotoriques.

$$[R_s] = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \quad (III.3)$$

$$[R_r] = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \quad (III.4)$$

Où:

R_s : Résistance d'une phase du stator.

R_r : Résistance d'une phase du rotor.

III.2.4. Equations magnétiques :

Dans le même contexte, les équations du flux sont données par :

$$\begin{cases} [\Phi_s] = [L_{ss}][I_s] + [M_{sr}][I_r] \\ [\Phi_r] = [L_{rr}][I_r] + [M_{sr}][I_s] \end{cases} \quad (\text{III.5})$$

Avec :

$$[L_{ss}] = \begin{bmatrix} l_s & M_s & M_s \\ M_s & l_s & M_s \\ M_s & M_s & l_s \end{bmatrix} \quad (\text{III.6})$$

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

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

- l_s, l_r : Inductance propre d'une phase statorique et rotorique.
- L_{ss}, L_{rr} : Matrice d'inductances statoriques et rotoriques.
- M_s, M_r : Inductance mutuelle en deux phases du stator et du rotor.
- M_0 : Inductance mutuelle maximale entre une phase statorique et une phase rotorique.
- M_{sr} : Inductance mutuelle entre une phase statorique et une phase rotorique.

III.2.5. Transformation de Park :

La transformation de PARK permet le passage du système triphasé au système biphasé en faisant correspondre aux variables réelles leur composante homopolaire, directe et en quadrature : [8]

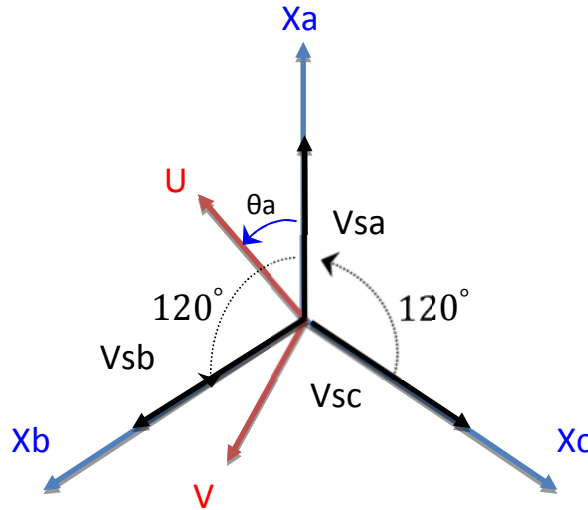


Figure (III.2) : Passage du système triphasé au système biphasé et inversement.

- θ_a : représente l'angle instantané entre la phase de l'axe X_a et l'axe U .
- $\omega_a = \frac{d\theta_a}{dt}$: Vitesse angulaire de rotation du système d'axes biphasés par rapport aux systèmes d'axes triphasés.

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

$$\begin{cases} V_{su} = \frac{2}{3} \left(V_{sa} \cdot \cos \theta_a + V_{sb} \cdot \cos \left(\theta_a - \frac{2\pi}{3} \right) + V_{sc} \cdot \cos \left(\theta_a - \frac{4\pi}{3} \right) \right) \\ V_{sv} = -\frac{2}{3} \left(V_{sa} \cdot \sin \theta_a + V_{sb} \cdot \sin \left(\theta_a - \frac{2\pi}{3} \right) + V_{sc} \cdot \sin \left(\theta_a - \frac{4\pi}{3} \right) \right) \end{cases} \quad (III.9)$$

Le terme « $\frac{2}{3}$ » exprime le passage du système triphasé au système biphasé.

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

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

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

$$\begin{bmatrix} V_{su} \\ V_{sv} \\ V_{so} \end{bmatrix} = [P(\theta_a)] \begin{bmatrix} V_{sa} \\ V_{sb} \\ V_{sc} \end{bmatrix} \quad (III.11)$$

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

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

Les composantes triphasées sont obtenues à partir des variables biphasées (V_{su}, V_{sv}) comme suit :

$$\begin{bmatrix} V_{sa} \\ V_{sb} \\ V_{sc} \end{bmatrix} = [P(\theta_a)]^{-1} \begin{bmatrix} V_{su} \\ V_{sv} \\ V_{so} \end{bmatrix} \quad (\text{III.13})$$

La matrice inverse de la transformation de Park est donnée par :

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

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). Les équations (III.1), (III.2) donnent alors lieu au système suivant après le développement du calcul dans l'annexe [B].

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

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

III.2.6. Equations magnétiques :

De même, l'équation (III.5), et après le développement du calcul dans l'annexe [C] on obtient :

$$\begin{bmatrix} \Phi_{su} \\ \Phi_{sv} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & M \\ M & L_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{su} \\ I_{sv} \end{bmatrix} \quad (\text{III.17})$$

$$\begin{bmatrix} \Phi_{ru} \\ \Phi_{rv} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & M \\ M & L_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{ru} \\ I_{rv} \end{bmatrix} \quad (\text{III.18})$$

- $L_s = l_s - M_s$: Inductance propre cyclique du stator.
- $L_r = l_r - M_r$: Inductance propre cyclique du rotor.
- $M = \frac{3}{2}M_0$: Inductance mutuelle cyclique entre stator et rotor.

III.2.7. Définition des différents référentiels :

Il existe différentes possibilités pour le choix de l'orientation du repère d'axe (u,v) qui dépendent généralement des objectifs de l'application. Le choix se ramène pratiquement à trois référentiels orthogonaux figure (III.3) :

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

L'angle θ_a est une position quelconque d'observation que l'on peut choisir de trois manières différentes.

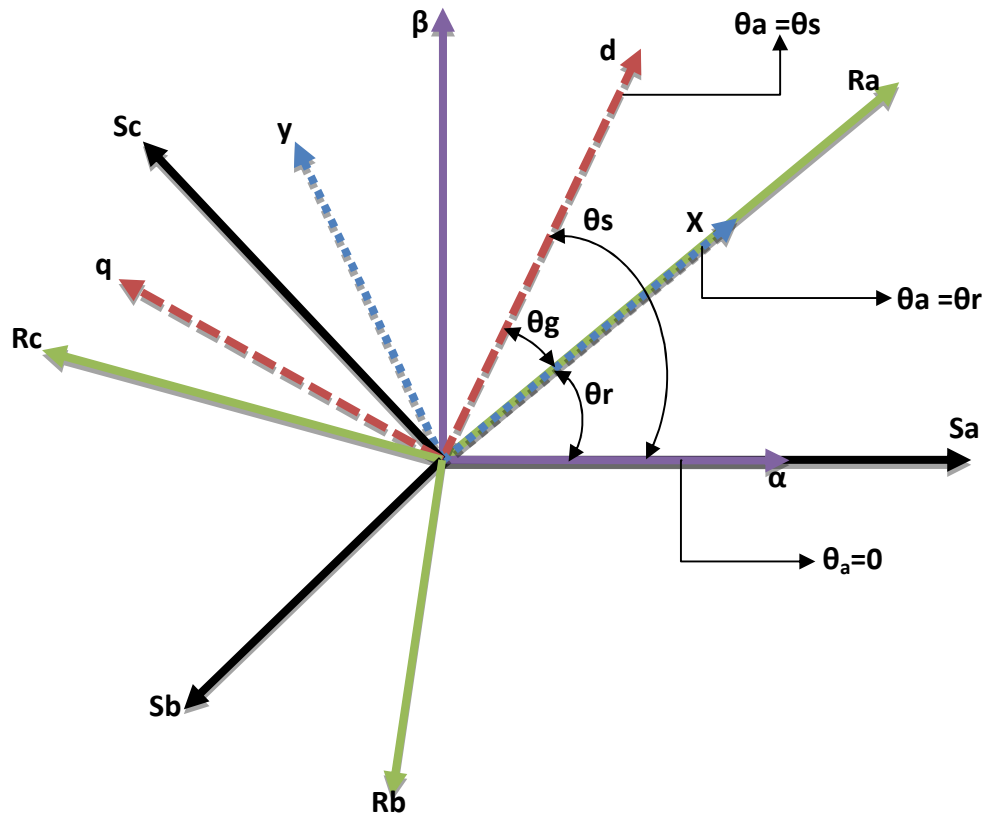


Figure (III.3) : Définition des axes réels du moteur asynchrone triphasé par rapport aux différents référentiels.

$\omega_s = \frac{d\theta_s}{dt}$: Vitesse électrique de rotation du repère lié au champ tournant.

$\omega_r = \frac{d\theta_r}{dt}$: Vitesse électrique de glissement.

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

III.2.7.1. Référence (α, β) :

Il se traduit par les conditions :

$$\theta_a = 0 \Leftrightarrow \begin{cases} U \rightarrow \alpha \\ V \rightarrow \beta \end{cases}$$

$$\frac{d\theta_a}{dt} = \omega_a = 0$$

Les équations électriques prennent la forme suivante :

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

$$\begin{bmatrix} V_{r\alpha} \\ V_{r\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 \\ 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{r\alpha} \\ I_{r\beta} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{r\alpha} \\ \Phi_{r\beta} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & \omega \\ -\omega & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Phi_{r\alpha} \\ \Phi_{r\beta} \end{bmatrix} \quad (\text{III.20})$$

III.2.7.2. Référence (x, y) :

Il se traduit par les conditions :

$$\theta_a = \theta_r \Leftrightarrow \begin{cases} U \rightarrow x \\ V \rightarrow y \end{cases}$$

$$\frac{d\theta_a}{dt} = \omega_a = \omega_r$$

Les équations électriques prennent la forme suivante :

$$\begin{bmatrix} V_{sx} \\ V_{sy} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{sx} \\ I_{sy} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{sx} \\ \Phi_{sy} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\omega \\ \omega & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Phi_{sx} \\ \Phi_{sy} \end{bmatrix} \quad (\text{III.21})$$

$$\begin{bmatrix} V_{rx} \\ V_{ry} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 \\ 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{rx} \\ I_{ry} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{rx} \\ \Phi_{ry} \end{bmatrix} \quad (\text{III.22})$$

III.2.7.3. Référence (d, q) :

Il se traduit par les conditions :

$$\theta_a = \theta_s \Leftrightarrow \begin{cases} U \rightarrow d \\ V \rightarrow q \end{cases}$$

$$\omega_s = \frac{d\theta_s}{dt} = \omega_a$$

Avec :

$$\omega_s - \omega = \omega_r$$

Les équations électriques prennent la forme suivante :

$$\begin{bmatrix} V_{sd} \\ V_{sq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{sd} \\ I_{sq} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{sd} \\ \Phi_{sq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\omega_s \\ \omega_s & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Phi_{sd} \\ \Phi_{sq} \end{bmatrix} \quad (\text{III.23})$$

$$\begin{bmatrix} V_{rd} \\ V_{rq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 \\ 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{rd} \\ I_{rq} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{rd} \\ \Phi_{rq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\omega_r \\ \omega_r & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Phi_{rd} \\ \Phi_{rq} \end{bmatrix} \quad (\text{III.24})$$

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

III.2.8. Equation électromagnétique :

Le couple électromagnétique est exprimé par quatre formules selon le choix des variables d'états (flux statorique/rotorique et courant statorique/rotorique) :

$$C_e = P[\Phi_{su}I_{sv} - \Phi_{sv}I_{su}] \quad (\text{III.25})$$

$$C_e = P[\Phi_{rv}I_{ru} - \Phi_{ru}I_{rv}] \quad (\text{III.26})$$

$$C_e = \frac{PM}{L_s} [\Phi_{su}I_{rv} - \Phi_{sv}I_{ru}] \quad (\text{III.27})$$

$$C_e = \frac{PM}{L_s} [\Phi_{ru}I_{sv} - \Phi_{rv}I_{su}] \quad (\text{III.28})$$

P : Nombre de pair de pôles.

III.2.9. Equation mécanique :

L'équation mécanique est donnée par :

$$J \frac{d\Omega}{dt} = C_e - C_r - f_r \cdot \Omega \quad (\text{III.29})$$

Avec : $\Omega = \frac{\omega}{P}$

Où :

C_e : Couple moteur de la machine (électromagnétique).

C_r : Le couple résistant.

f : Le coefficient de frottement.

Ω : Vitesse mécanique de rotation du rotor.

P : Nombre de paires de pôles de la machine.

ω : Vitesse électrique du rotor par rapport au stator.

III.2.10. Mise en équations d'états :

Une machine asynchrone alimentée en tension, a comme variables de commande, les tensions statoriques V_{sd} et V_{sq} et comme perturbation le couple résistant C_r .

Elle peut être décrite par plusieurs variables d'état. Notre étude sera limitée à un seul cas représenté par les courants statoriques et les flux rotoriques ($I_{s\alpha}, I_{s\beta}, \Phi_{r\alpha}, \Phi_{r\beta}$)

Après l'arrangement des équations (III.17), (III.18), (III.19), (III.20) on obtient :

$$\begin{cases} V_{s\alpha} = R_s I_{s\alpha} + \sigma L_s \frac{dI_{s\alpha}}{dt} + \frac{M}{L_r} \frac{d\Phi_{r\alpha}}{dt} \\ V_{s\beta} = R_s I_{s\beta} + \sigma L_s \frac{dI_{s\beta}}{dt} + \frac{M}{L_r} \frac{d\Phi_{r\beta}}{dt} \\ V_{r\alpha} = -\frac{M}{T_r} I_{s\alpha} + \frac{1}{T_r} \Phi_{r\alpha} + \omega \Phi_{r\beta} + \frac{d\Phi_{r\alpha}}{dt} = 0 \\ V_{r\beta} = -\frac{M}{T_r} I_{s\beta} - \omega \Phi_{r\beta} + \frac{1}{T_r} \Phi_{r\beta} + \frac{d\Phi_{r\beta}}{dt} = 0 \end{cases} \quad (III.30)$$

Avec :

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

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

$$T_r = \frac{L_r}{R_r} : \text{Constante de temps rotorique.}$$

On peut écrire le système d'équations (III.30) sous la forme matricielle suivante :

$$\begin{bmatrix} V_{s\alpha} \\ V_{s\beta} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 & 0 \\ -\frac{M}{T_r} & 0 & \frac{1}{T_r} & 0 \\ 0 & -\frac{M}{T_r} & -\omega & \frac{1}{T_r} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{s\alpha} \\ I_{s\beta} \\ \Phi_{r\alpha} \\ \Phi_{r\beta} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \sigma L_s & 0 & \frac{M}{L_r} & 0 \\ 0 & \sigma L_s & 0 & \frac{M}{L_r} \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{s\alpha} \\ I_{s\beta} \\ \Phi_{r\alpha} \\ \Phi_{r\beta} \end{bmatrix} \quad (III.31)$$

De la forme :

$$\begin{bmatrix} V_{s\alpha} \\ V_{s\beta} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = [C] \begin{bmatrix} I_{s\alpha} \\ I_{s\beta} \\ \Phi_{r\alpha} \\ \Phi_{r\beta} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} [D] \begin{bmatrix} I_{s\alpha} \\ I_{s\beta} \\ \Phi_{r\alpha} \\ \Phi_{r\beta} \end{bmatrix} \quad (III.32)$$

Avec :

$$[C] = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 & 0 \\ \frac{-M}{T_r} & 0 & \frac{1}{T_r} & \omega \\ 0 & \frac{-M}{T_r} & -\omega & \frac{1}{T_r} \end{bmatrix} \quad \text{Et} \quad [D] = \begin{bmatrix} \sigma L_s & 0 & \frac{M}{L_r} & 0 \\ 0 & \sigma L_s & 0 & \frac{M}{L_r} \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

Ce système peut se mettre sous la forme d'état :

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

$[x] = [I_{s\alpha} I_{s\beta} \Phi_{r\alpha} \Phi_{r\beta}]$: Vecteur d'état.

$[u] = [V_{s\alpha} V_{s\beta} 0 0]$: Vecteur de commande.

$[A]$: Matrice d'évolution d'état du système.

$[B]$: Matrice de système de commande.

Finalement on trouve la matrice d'évolution $[A]$ par la multiplication suivant :

$$[A] = -[D]^{-1}[C] = \begin{bmatrix} -\left(\frac{1}{T_s\sigma} + \frac{1-\sigma}{T_r\sigma}\right) & 0 & \left(\frac{1-\sigma}{MT_r\sigma}\right) & \left(\frac{1-\sigma}{M\sigma}\omega\right) \\ 0 & -\left(\frac{1}{T_r\sigma} + \frac{1-\sigma}{T_r\sigma}\right) & -\left(\frac{1-\sigma}{M\sigma}\omega\right) & \left(\frac{1-\sigma}{MT_r\sigma}\right) \\ 0 & \frac{M}{T_r} & 0 & -\frac{1}{T_r} \\ 0 & \frac{M}{T_r} & \omega & -\frac{1}{T_r} \end{bmatrix} \quad (\text{III.33})$$

Et la matrice de commande $[B]$:

$$[B] = [D]^{-1} = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_s\sigma} & 0 & \frac{-M}{L_s L_r \sigma} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_s\sigma} & 0 & \frac{-M}{L_s L_r} \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (\text{III.34})$$

III.3. Commande par Backstepping de la MAS :

La technique du Backstepping est une approche relativement récente de commande des systèmes non linéaires [7]. C'est une technique permettant de manière séquentielle et systématique de construire une fonction de Lyapunov stabilisante. [8]

L'idée principale du Backstepping, est de concevoir d'une manière constructive une loi de commande pour le système non linéaire en considérant quelques variables d'états comme étant des commandes virtuelles, et leurs concevoir des lois de commandes intermédiaires. [7], [8]

Comme la majorité des méthodes de commande étudiées, l'application de la technique du Backstepping est limitée à certaines classes de systèmes. Les systèmes dans ce cas doivent être sous forme triangulaire.

III.3.1. Principe de la commande par Backstepping :

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. [3]

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 :

Les faibles non-linéarités dans un système à commander sont, la plupart du temps, traitées comme des perturbations affectant un modèle linéaire du système. Toutes les théories, qui ont été développées depuis plusieurs années et qui sont bien connues des systèmes linéaires sont utilisées. Malheureusement, ces non-linéarités ne peuvent pas toujours être mises de côté et il faut alors utiliser d'autres méthodes. [1]

Il y a deux approches possibles pour la commande d'un système non linéaire. La première vise à linéariser le système à commander, afin de profiter des techniques des modèles linéaires. Cette linéarisation est réalisée, moyennant des approximations ou des transformations géométriques dans l'espace de phase. Le système linéarisé est ensuite traité avec la théorie des 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. C'est là qu'entre en jeu la technique du backstepping qui permet de réduire cette complexité.

Toutefois, avant d'introduire le Backstepping, les deux méthodes d'analyse des systèmes non linéaires, fournies par Lyapunov, vont être brièvement décrites. Une attention particulière sera portée sur la deuxième méthode de Lyapunov qui fournit 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. [1]

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. [3]

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 $\frac{dV}{dt}$ est semi-définie et de signe opposé dans le même domaine.

II.3.3. Application du Backstepping à la commande de la MAS :

En considérons le modèle de la machine asynchrone dans le système d'axe (α, β) et qui inclut les dynamiques électrique et mécanique de la machine :

$$\begin{cases} \frac{d\Omega}{dt} = \frac{PM}{JL_r} (\Phi_{r\alpha} I_{s\beta} - \Phi_{r\beta} I_{s\alpha}) - \frac{f_r}{J} \Omega - \frac{C_r}{J} \\ \frac{d\Phi_{r\alpha}}{dt} = -\frac{R_r}{L_r} \Phi_{r\alpha} - P\Omega \Phi_{r\beta} + \frac{R_r}{L_r} M I_{s\alpha} \\ \frac{d\Phi_{r\beta}}{dt} = -\frac{R_r}{L_r} \Phi_{r\beta} + P\Omega \Phi_{r\alpha} + \frac{R_r}{L_r} M I_{s\beta} \\ \frac{dI_{s\alpha}}{dt} = \frac{MR_r}{\sigma L_s L_r^2} \Phi_{r\alpha} + \frac{PM}{\sigma L_s L_r} \Omega \Phi_{r\beta} - \left(\frac{M^2 R_r + L_r^2 R_s}{\sigma L_s L_r^2} \right) I_{s\alpha} + \frac{1}{\sigma L_s} V_{s\alpha} \\ \frac{dI_{s\beta}}{dt} = \frac{MR_r}{\sigma L_s L_r^2} \Phi_{r\beta} + \frac{PM}{\sigma L_s L_r} \Omega \Phi_{r\alpha} - \left(\frac{M^2 R_r + L_r^2 R_s}{\sigma L_s L_r^2} \right) I_{s\beta} + \frac{1}{\sigma L_s} V_{s\beta} \end{cases} \quad (III.35)$$

Le modèle (III.35) est un système fortement couplé, multi variables 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 (α, β) , à un nouveau repère (d, q) .

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

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

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

$$\begin{bmatrix} x_d \\ x_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta_s) & \sin(\theta_s) \\ \sin(\theta_s) & \cos(\theta_s) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} \quad (III.37)$$

Où le paramètre « x » peut être courant « I », flux « Φ » ou tension « V »

$$\begin{cases} I_{sd} = \frac{\Phi_{r\alpha} I_{s\alpha} + \Phi_{r\beta} I_{s\beta}}{\sqrt{\Phi_{r\alpha}^2 + \Phi_{r\beta}^2}} \\ I_{sq} = \frac{\Phi_{r\alpha} I_{s\beta} - \Phi_{r\beta} I_{s\alpha}}{\sqrt{\Phi_{r\alpha}^2 + \Phi_{r\beta}^2}} \\ \Phi_{rd} = \sqrt{\Phi_{r\alpha}^2 + \Phi_{r\beta}^2} \\ \Phi_{rq} = 0 \end{cases}$$

L'application de cette transformation au système (III.35) conduit au nouveau modèle de

la machine dans le repère (d, q) donné par :

$$\begin{cases} \frac{d\Omega}{dt} = \frac{\mu}{J} \Phi_d I_{sq} - \frac{f_r}{J} \Omega - \frac{C_r}{J} \\ \frac{d\Phi_d}{dt} = -\alpha \Phi_d + \alpha M I_{sd} \\ \frac{dI_{sd}}{dt} = -\eta I_{sd} + \alpha \beta \Phi_d + P\Omega I_{sq} + \alpha M \frac{I_{sq}^2}{\Phi_d} + \frac{1}{\sigma L_s} V_{sd} \\ \frac{dI_{sq}}{dt} = -\eta I_{sq} - \beta P\Omega \Phi_d - P\Omega I_{sd} - \alpha M \frac{I_{sq} I_{sd}}{\Phi_d} + \frac{1}{\sigma L_s} V_{sq} \end{cases} \quad (III.38)$$

Avec :

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

$$\mu = \frac{PM}{L_r}, \quad \alpha = \frac{R_r}{L_r}, \quad \eta = \frac{M^2 R_r + L_r^2 R_s}{\sigma L_s L_r^2} \quad \text{et} \quad \beta = \frac{M}{\sigma L_s L_r}$$

Le modèle (III.38) 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.

▪ **1^{ère}Étapes :**

On définit les erreurs e_1 et e_2 représentant respectivement l'erreur entre la vitesse réelle Ω et la vitesse de référence Φ_{ref} et l'erreur entre le module de flux Φ_d et sa référence Φ_{ref} :

$$\begin{cases} e_1 = \Omega_{ref} - \Omega \\ e_2 = \Phi_{ref} - \Phi_d \end{cases} \quad (\text{III.39})$$

Et leurs dynamiques sont données par :

$$\begin{cases} \dot{e}_1 = \dot{\Omega}_{ref} - \dot{\Omega} = \dot{\Omega}_{ref} - \frac{\mu}{J} \Phi_d I_{sq} + \frac{f_r}{J} \Omega + \frac{C_r}{J} \\ \dot{e}_2 = \dot{\Phi}_{ref} - \dot{\Phi}_d = \Phi \dot{\Phi}_{ref} + \alpha \Phi_d - \alpha M I_{sd} \end{cases} \quad (\text{III.40})$$

La première fonction de Lyapunov est choisi tel que :

$$V_1 = \frac{1}{2} (e_1^2 + e_2^2) \quad (\text{III.41})$$

Sa dérivée est :

$$\dot{V}_1 = e_1 \dot{e}_1 + e_2 \dot{e}_2 = e_1 \left(\dot{\Omega}_{ref} - \frac{\mu}{J} \Phi_d I_{sq} + \frac{f_r}{J} \Omega + \frac{C_r}{J} \right) + e_2 (\Phi \dot{\Phi}_{ref} + \alpha M I_{sd}) \quad (\text{III.42})$$

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

$$\begin{cases} (I_{sq})_{ref} = \frac{1}{\Phi_d \mu} \left[k_1 e_1 + \Omega \dot{\Omega}_{ref} + \frac{f_r}{J} \Omega + \frac{C_r}{J} \right] \\ (I_{sd})_{ref} = \frac{1}{\alpha M} \left[k_2 e_2 + \Phi \dot{\Phi}_{ref} + \alpha \Phi_d \right] \end{cases} \quad (\text{III.43})$$

Où :

k_1, k_2 Des constantes positives.

La dérivée de la fonction de Lyapunov devient :

$$\dot{V}_1 = -k_1 \dot{e}_1^2 - k_2 \dot{e}_2^2 < 0 \quad (\text{III.44})$$

Alors, $(I_{sd}, I_{sq})_{ref}$ dans (III.43) sont asymptotiquement stables.

▪ **2^{eme} Étapes :**

On définit les autres erreurs concernant les composantes du courant statorique et leurs références

$$\begin{cases} e_3 = (I_{sq})_{ref} - I_{sq} = \frac{1}{\Phi_d} \frac{J}{\mu} \left[k_1 e_1 + \Omega \dot{\Omega}_{ref} + \frac{f_r}{J} \Omega + \frac{c_r}{J} \right] - I_{sq} \\ e_4 = (I_{sd})_{ref} - I_{sd} = \frac{1}{\alpha M} [k_2 e_2 + \Phi \dot{\Phi}_{ref} + \alpha \Phi_d] - I_{sd} \end{cases} \quad (\text{III.45})$$

Avec cette définition et en tenant compte du système (III.40), les dynamiques de e_1 et e_2 s'écrivent :

$$\begin{cases} \dot{e}_1 = -k_1 e_1 + \frac{\mu}{J} \Phi_d e_3 \\ \dot{e}_2 = -k_2 e_2 + \alpha M e_4 \end{cases} \quad (\text{III.46})$$

La dynamique du système (III.45) est donnée par :

$$\begin{cases} \dot{e}_3 = (\dot{I}_{sq})_{ref} - \dot{I}_{sq} = (\dot{I}_{sq})_{ref} - \delta_1 - \frac{1}{\sigma L_s} V_{sq} \\ \dot{e}_4 = \frac{1}{\alpha M} (k_2 \dot{e}_2 + \Phi \ddot{\Phi}_{ref} + \alpha \dot{\Phi}_d) - \dot{I}_{sd} = (\dot{I}_{sd})_{ref} - \delta_2 - \frac{1}{\sigma L_s} V_{sd} \end{cases} \quad (\text{III.47})$$

Où :

$$\begin{cases} \delta_1 = -\eta I_{sq} - \beta P \Omega \Phi_d - P \Omega I_{sd} - \alpha M \frac{I_{sq} I_{sd}}{\Phi_d} \\ \delta_2 = -\eta I_{sd} + \alpha \beta \Phi_d + P \Omega I_{sq} + \alpha M \frac{I_{sq}^2}{\Phi_d} \end{cases} \quad (\text{III.48})$$

Les lois de commande réelles de la machine V_{sd} et V_{sq} apparaissent dans (III.47), alors on peut aller à l'étape finale.

La fonction de Lyapunov finale est donnée par :

$$V_2 = \frac{1}{2} (e_1^2 + e_2^2 + e_3^2 + e_4^2) \quad (\text{III.49})$$

Sa dérivée par rapport au temps est :

$$\dot{V}_2 = e_1 \dot{e}_1 + e_2 \dot{e}_2 + e_3 \dot{e}_3 + e_4 \dot{e}_4 \quad (\text{III.50})$$

Qui peut être réécrite sous la forme suivante :

$$\begin{aligned} \dot{V}_2 = & -K_1 e_1^2 - K_2 e_2^2 - K_3 e_3^2 - K_4 e_4^2 + e_3 \left(k_3 e_3 + (\dot{i}_{sq})_{ref} - \delta_1 - \frac{1}{\sigma L_s} V_{sq} \right) + e_4 \left(k_4 e_4 + \right. \\ & \left. (\dot{i}_{sd})_{ref} - \delta_2 - \frac{1}{\sigma L_s} V_{sd} \right) \end{aligned} \quad (\text{III.51})$$

Où:

k_1, k_2 des constantes positives.

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

$$\begin{cases} V_{sd} = \sigma L_s \left(k_4 e_4 + (\dot{i}_{sd})_{ref} - \delta_2 \right) \\ V_{sq} = \sigma L_s \left(k_3 e_3 + (\dot{i}_{sq})_{ref} - \delta_1 \right) \end{cases} \quad (\text{III.52})$$

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

Donc (III.51) peut être exprimé par :

$$\begin{cases} \dot{e}_3 = -k_3 e_3 - \frac{\mu}{J} e_1 \\ \dot{e}_4 = -\alpha M e_2 - k_4 e_4 \end{cases} \quad (\text{III.53})$$

Et à partir des équations (III.46) et (III.53), on peut écrire :

$$\dot{E} = A \cdot E \quad (\text{III.54})$$

Où :

$$A = \begin{bmatrix} -k_1 & 0 & \frac{\mu}{J} & 0 \\ 0 & -k_2 & 0 & \alpha M \\ -\frac{\mu}{J} & 0 & -k_3 & 0 \\ 0 & -\alpha M & 0 & -k_4 \end{bmatrix}, \quad E = \begin{bmatrix} e_1 \\ e_2 \\ e_3 \\ e_4 \end{bmatrix}$$

Φ_d : Constant (on néglige le régime transitoire).

La stabilité de la commande est obtenue si et seulement si la matrice A est hurwitzienne (avec des racines à parties réelles négatives) ce qui est vérifié par un bon choix des gains (k_1, k_2, k_3, k_4)

III.4. Structure générale de la commande par Backstepping :

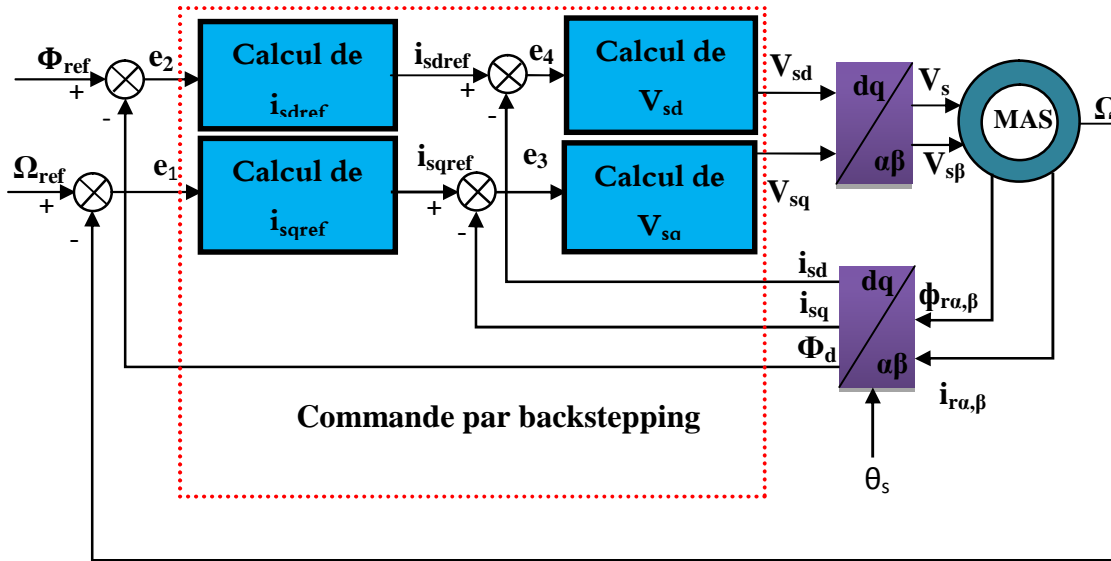


Figure (III.4) : Structure générale de la commande par Backstepping de la MAS.

Le système d'équation (III.35) obtenu présente une structure simplifiée et peut être décomposé en deux sous-systèmes découplés. Le premier est un sous-système de vecteur d'état (Ω, I_{sq}) et dont la commande est V_{sq} , le second avec (Φ_d, I_{sd}) , comme états et V_{sd} Comme commande. [4]

La structure générale de la commande par Backstepping de la MAS à flux rotorique orienté, est présentée dans la figure (III.4). Les blocs calculant $(I_{sd})_{ref}$ et $(I_{sq})_{ref}$ représentant les commandes fictives, fournissent respectivement les courants de références obtenus à partir des erreurs du flux rotorique et de la vitesse.[4] Le calcul des tensions de commande V_{sd} et V_{sq} est basé sur l'erreur entre les courants de références et réels implanté par l'équation (II.48), [11].

Les blocs $(dq - \alpha\beta)$ assure le passage du système d'axes tournants $(d - q)$ au système stationnaire $(\alpha - \beta)$, et inversement dont les relations sont donnés par l'équation (III.37).

III.5. Résultats de 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 vérifié par les simulations représentées ci-après :

- **Figure (III.5)** : résultat de simulation de la commande backstepping sur le modelé triphasé en régime sain.
- **Figure (III.6)** : résultat de simulation de la commande backstepping sur le modelé triphasé en tenant compte de court-circuit entre (18.75% spire) dans le stator.
- **Figure (III.7)** : résultat de simulation de la commande backstepping sur le modelé triphasé en tenant compte de court-circuit entre (37.5% spire) dans le stator.
- **Figure (III.8)** : résultat de simulation de la commande backstepping sur le modelé triphasé en tenant compte de court-circuit entre (50% spire) dans le stator.

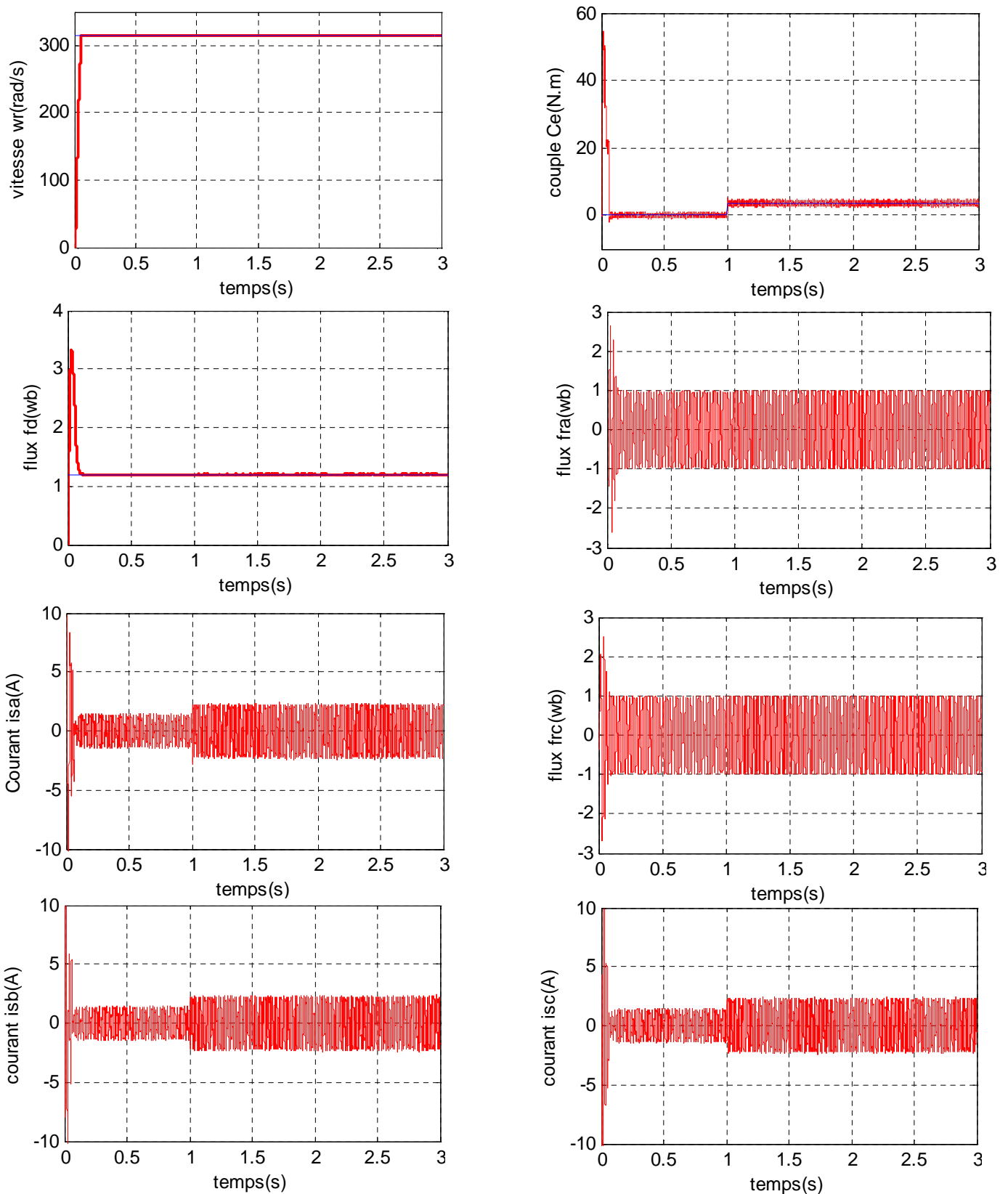


Figure (III.5) : résultat de simulation de la commande backstepping sur le modelé triphasé en régime sain.

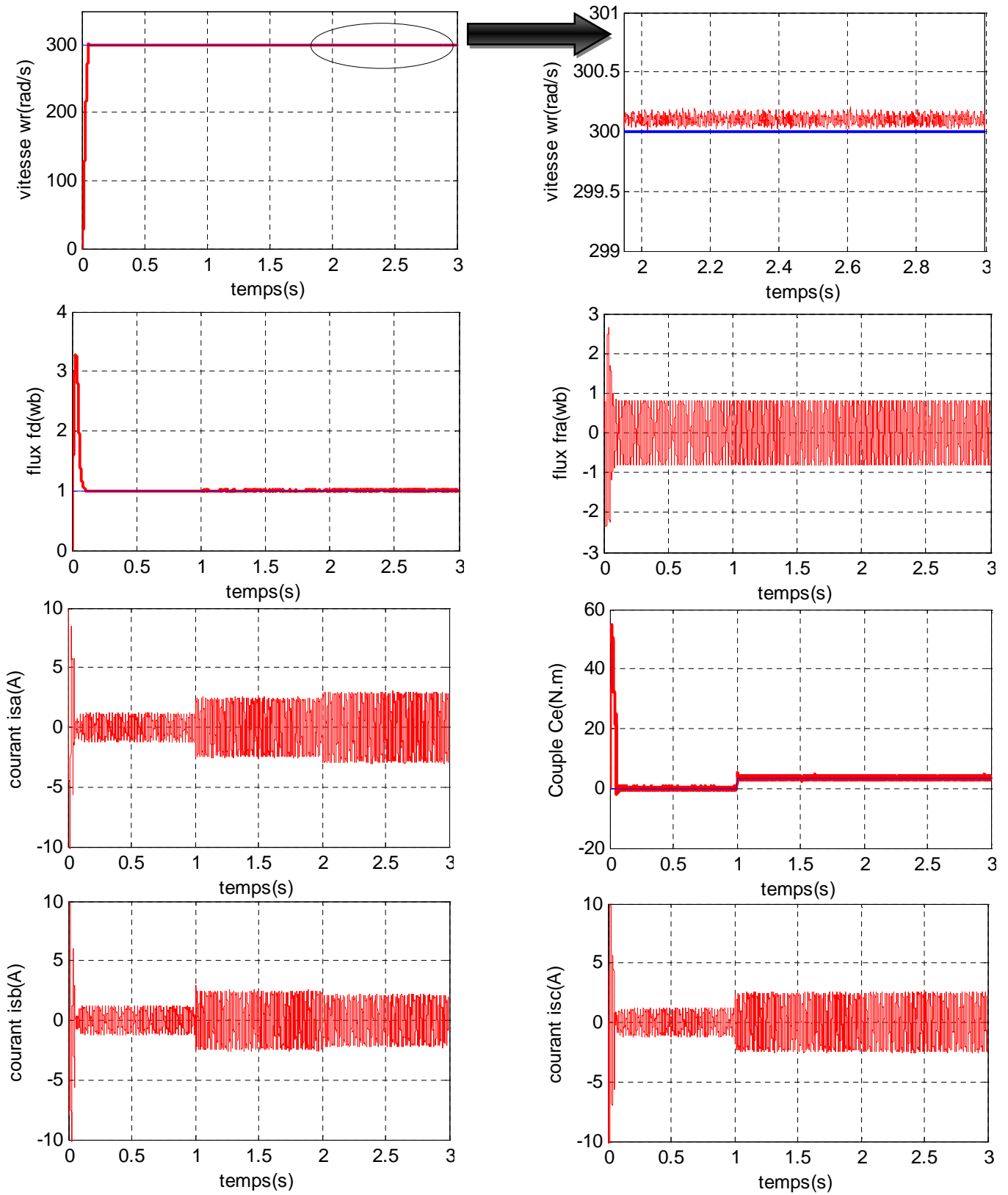


Figure (III.6) : résultat de simulation de la commande backstepping sur le modelé triphasé en tenant compte de court-circuit entre (18.75% spire) dans le stator.

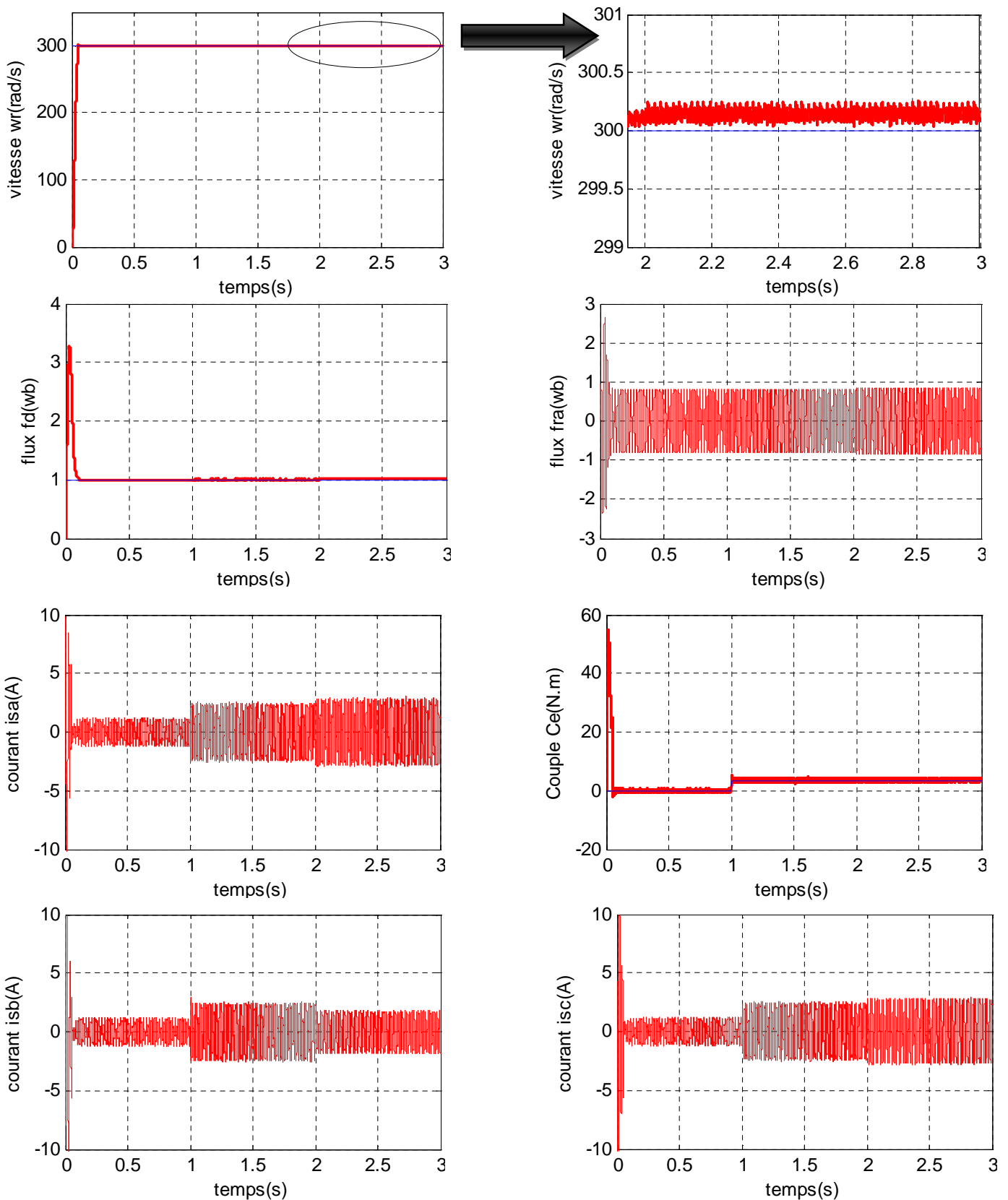


Figure (III.7) : résultat de simulation de la commande backstepping sur le modelé triphasé en tenant compte de court-circuit entre (37.5% spire) dans le stator

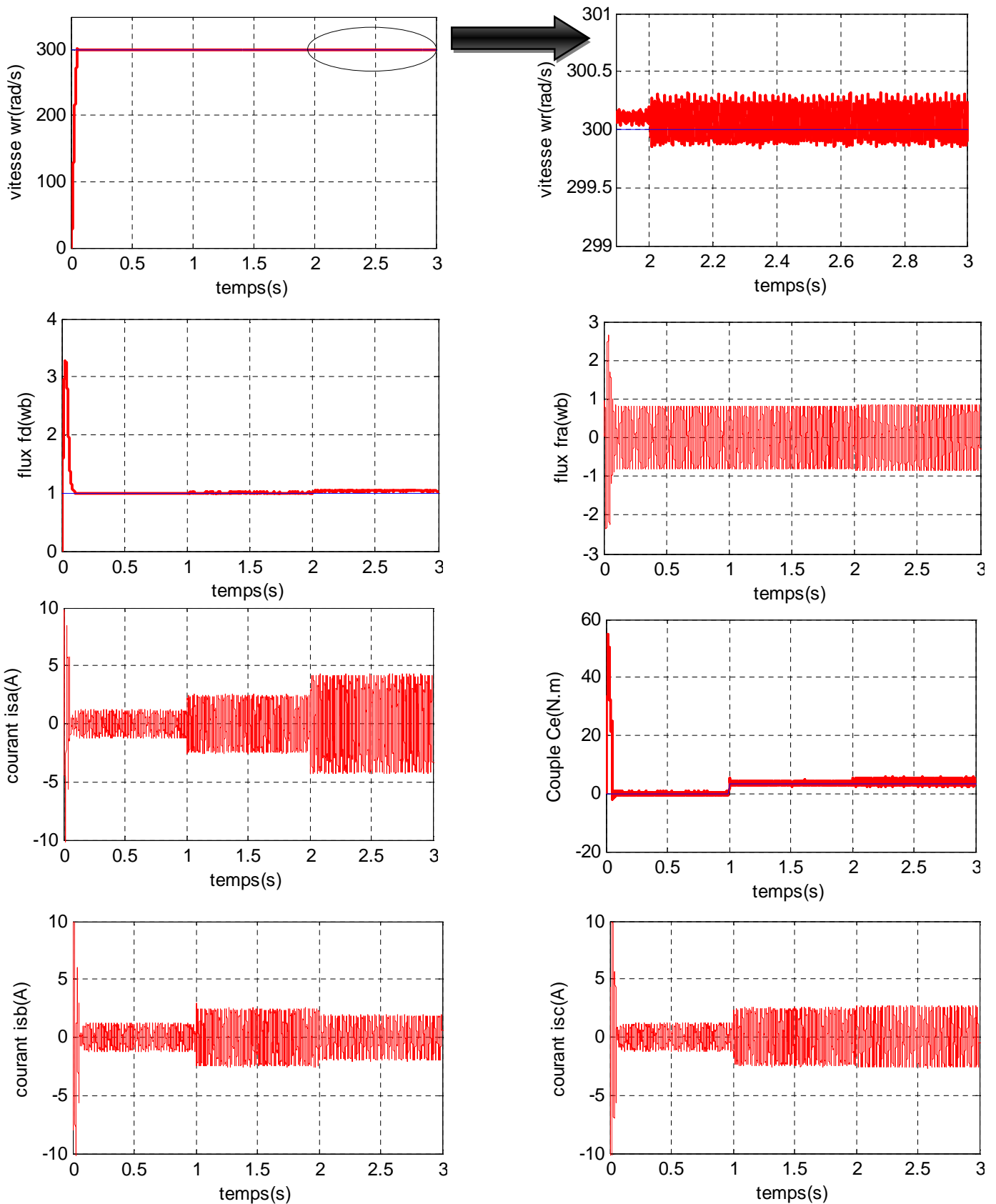


Figure (III.8) : résultat de simulation de la commande backstepping sur le modelé triphasé en tenant compte de court-circuit entre (50% spire) dans le stator.

III.6. Interprétation de résultat :

On remarque que l'effet des défauts (le défaut de court-circuit, provoque une certaine déviation de la vitesse, aussi que pour 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 :

Dans ce chapitre nous avons appliqué cette commande obtenue précédemment sur la machine en états normaux et anormaux, pour représenter ensuite le comportement de cette dernière vis-à-vis cette commande, nous avons développé un modèle triphasé qui tient compte des défauts statoriques. Cette étude nous a permis de constater que la commande backstepping.

Pour tolérer quelques défauts de moins d'importances tels que : le court-circuit entre spires et la coupure d'une phase. Chose qui permet d'assurer le fonctionnement de la machine même dans le mode dégradé (c.-à-d. en présence de certains défauts). Ce qui va nous permettre d'éviter les arrêts fréquents de processus industriels.

Chapitre VI :

Commande tolérants aux défauts

IV.1.Introduction:

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

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

Nous commencerons par la description de la technique se basant sur le modèle interne et nous étudierons et simulerons par la suite l'application de cette technique par la commande par backstepping.

IV.2. Principe de la technique :

Dans le cas où les effets des défauts sur le système peuvent être convenablement modélisés, on procède à la recherche d'un régulateur embarquant un modèle interne du défaut capable de compenser ses effets d'une manière intrinsèque sans avoir à l'estimer explicitement.

En d'autre terme la reconfiguration de la commande ne passe pas par une unité FDI explicite mais assurée par la conception d'un régulateur dynamique implicitement tolérant à tous les défauts embarqués par le modèle. [3]

Cette technique de commande implicitement tolérante aux défauts repose sur la théorie de la régulation non linéaire de sortie en supposant, 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).

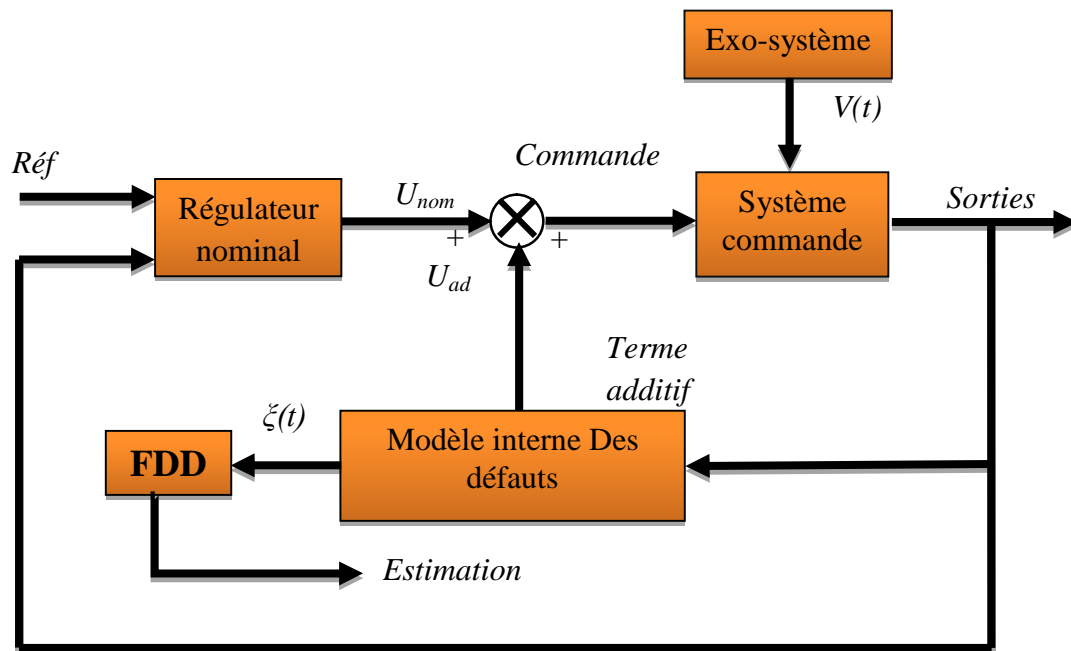


Figure (IV.1) : Schéma du régulateur FTC.

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

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

IV.3 Position du problème :

La commande par backstepping (commande nominale) que nous avons calculée dans le chapitre III est robuste par rapport au couple de charge C_r .

Mais présente une insuffisance quant au rejet de l'effet des défauts exprimé dans la perturbation donc on peut écrire le modèle de la MAS sous la forme suivante :

$$\begin{cases} \frac{d\Omega}{dt} = \frac{\mu}{J} \Phi_d I_{sq} - \frac{f_r}{J} \Omega - \frac{C_r}{J} \\ \frac{d\Phi_d}{dt} = -\alpha \Phi_d + \alpha M I_{sd} \\ \frac{dI_{sd}}{dt} = -\eta I_{sd} + \alpha \beta \Phi_d + P \Omega I_{sq} + \alpha M \frac{I_{sq}^2}{\Phi_d} + \frac{1}{\sigma L_s} V_{sd} \\ \frac{dI_{sq}}{dt} = -\eta I_{sq} - \beta P \Omega \Phi_d - P \Omega I_{sd} - \alpha M \frac{I_{sq} I_{sd}}{\Phi_d} + \frac{1}{\sigma L_s} V_{sq} \end{cases} \quad (IV.1)$$

Avec :

$$\begin{cases} \delta_1 = -\eta I_{sq} - \beta P \Omega \Phi_d - P \Omega I_{sd} - \alpha M \frac{I_{sq} I_{sd}}{\Phi_d} \\ \delta_2 = -\eta I_{sd} + \alpha \beta \Phi_d + P \Omega I_{sq} + \alpha M \frac{I_{sq}^2}{\Phi_d} \end{cases} \quad (IV.2)$$

IV.3.1. Objectif de la commande FTC :

L'application de cette technique revient à trouver un terme additif u_{ad} nul en absence de défauts qu'on ajoute à la commande nominale pour compenser l'effet des défauts sur le système.

Ce terme est généré par le modèle interne à partir des sorties du système à commander comme il est montré dans la figure (IV.1).

IV.3.2. Commande robuste tolérante aux défauts par backstepping :

IV.3.2.1. Commande augmentée :

La nouvelle commande s'exprime alors par :

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

$$u = \begin{bmatrix} u_{dnom} \\ u_{qnom} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} u_{dad} \\ u_{qad} \end{bmatrix} \quad (IV.3)$$

Avec l'expression retenue de la commande nominale :

$$u_{dnom} = \sigma L_s (k_4 (I_{sdref} - I_{sd}) + \dot{I}_{sdref} - \delta_2) \quad (IV.4)$$

$$u_{qnom} = \sigma L_s (k_3 (I_{sqref} - I_{sq}) + \dot{I}_{sqref} - \delta_1) \quad (IV.5)$$

IV.3.2.2. Système d'erreurs :

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

$$\bar{x} = x_{ref} - x = \begin{bmatrix} x_{1ref} \\ x_{2ref} \\ x_{3ref} \\ x_{4ref} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \\ x_4 \end{bmatrix} \quad (IV.6)$$

Tel que :

$$x_{ref} = [x_{1ref} x_{2ref} x_{3ref} x_{4ref}]^T = [w_{ref} \Phi_d I_{sqref} I_{sdref}]^T$$

$$x = [x_1 x_2 x_3 x_4]^T = [w \Phi_d I_{sq} I_{sd}]^T$$

Et sa dérivée par rapport au temps est :

$$\dot{\hat{x}} = \begin{bmatrix} \dot{\hat{x}}_1 \\ \dot{\hat{x}}_2 \\ \dot{\hat{x}}_3 \\ \dot{\hat{x}}_4 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \dot{x}_{1ref} \\ \dot{x}_{2ref} \\ \dot{x}_{3ref} \\ \dot{x}_{4ref} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \\ \dot{x}_3 \\ \dot{x}_4 \end{bmatrix} = \begin{cases} \dot{x}_{1ref} - \frac{\mu}{J} \Phi_d \cdot I_{sq} + \frac{C_r}{J} \\ \dot{x}_{2ref} + \alpha \Phi_d - \alpha \cdot M \cdot I_{sd} \\ \dot{x}_{3ref} - \delta_2 - \frac{1}{\sigma L_s} u_q - \delta_1 \\ \dot{x}_{4ref} - \delta_1 - \frac{1}{\sigma L_s} u_d - \delta_2 \end{cases} \quad (IV.7)$$

Qui devient en remplaçant l'expression de la commande et l'expression des termes (V_{sd}, V_{sq}) :

$$\dot{\hat{x}} = \begin{bmatrix} \dot{\hat{x}}_1 \\ \dot{\hat{x}}_2 \\ \dot{\hat{x}}_3 \\ \dot{\hat{x}}_4 \end{bmatrix} = \begin{cases} \dot{x}_{1ref} - \frac{\mu}{J} \Phi_d \cdot I_{sq} + \frac{C_r}{J} \\ \dot{x}_{2ref} + \alpha \Phi_d - \alpha \cdot M \cdot I_{sd} \\ \dot{x}_{3ref} - \delta_2 - \frac{1}{\sigma L_s} (\sigma L_s (k_3 (I_{sqref} - I_{sq}) + \dot{I}_{sqref} - \delta_2) + u_{qad}) \\ \dot{x}_{4ref} - \delta_1 - \frac{1}{\sigma L_s} (\sigma L_s (k_4 (I_{sdref} - I_{sd}) + \dot{I}_{sdref} - \delta_1) + u_{dad}) \end{cases} \quad (IV.8)$$

Après simplification on obtient :

$$\dot{\hat{x}} = \begin{bmatrix} \dot{\hat{x}}_{1ref} \\ \dot{\hat{x}}_{2ref} \\ \dot{\hat{x}}_{3ref} \\ \dot{\hat{x}}_{4ref} \end{bmatrix} = \begin{cases} \dot{x}_{1ref} - \frac{\mu}{J} \Phi_d \cdot I_{sq} + \frac{C_r}{J} \\ \dot{x}_{2ref} + \alpha \Phi_d - \alpha \cdot M \cdot I_{sd} \\ \dot{x}_{3ref} - k_3 \bar{x}_3 - \dot{I}_{sqref} - \frac{1}{\sigma L_s} u_{qad} \\ \dot{x}_{4ref} - k_4 \bar{x}_4 - \dot{I}_{sdref} - \frac{1}{\sigma L_s} u_{dad} \end{cases} \quad (IV.9)$$

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

$$\begin{cases} \dot{\hat{x}}_1 = \dot{x}_{1ref} - \frac{\mu}{J} \cdot \Phi_d \cdot I_{sq} + \frac{C_r}{J} \\ \dot{\hat{x}}_2 = \dot{x}_{2ref} + \alpha \cdot \Phi_d - \alpha \cdot M \cdot I_{sd} \\ \dot{\hat{x}}_3 = -k_3 \bar{x}_3 - \frac{1}{\sigma L_s} u_{qad} \\ \dot{\hat{x}}_4 = -k_4 \bar{x}_4 - \frac{1}{\sigma L_s} u_{dad} \end{cases} \quad (IV.10)$$

Dans la première équation on ajoute et on retranche « $\frac{\mu}{J} \cdot \Phi_d \cdot I_{sqref}$ ».

Dans la deuxième on ajoute et on retranche « $\alpha.M.I_{sdref}$ ».

$$\begin{cases} \dot{\bar{x}}_1 = -k_1 \cdot \bar{x}_1 + \frac{\mu}{J} \Phi_d \cdot \bar{x}_3 \\ \dot{\bar{x}}_2 = -k_2 \cdot \bar{x}_2 + \alpha M \cdot \bar{x}_4 \\ \dot{\bar{x}}_3 = -k_3 \cdot \bar{x}_3 - \frac{1}{\sigma_{L_s}} u_{qad} \\ \dot{\bar{x}}_4 = -k_4 \cdot \bar{x}_4 - \frac{1}{\sigma_{L_s}} u_{dad} \end{cases} \quad (IV.11)$$

Remarquons :

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

Ainsi, dans la suite, pour la détermination de variables, on considère le système suivant :

$$\tilde{x} = \begin{bmatrix} \bar{x}_3 \\ \bar{x}_4 \end{bmatrix} \quad (IV.12)$$

Dont la dynamique se déduit facilement du système (IV.11) :

$$\dot{\tilde{x}} = \begin{bmatrix} \dot{\bar{x}}_3 \\ \dot{\bar{x}}_4 \end{bmatrix} = \begin{cases} -k_3 \bar{x}_3 - \frac{1}{\sigma_{L_s}} u_{qad} \\ -k_4 \bar{x}_4 - \frac{1}{\sigma_{L_s}} u_{dad} \end{cases} \quad (IV.13)$$

On peut écrire alors ce qui suit :

$$\dot{\tilde{x}} = H(\tilde{x}) + \tilde{B} \cdot u_{ad} \quad (IV.14)$$

Avec :

$$H(\tilde{x}) = \tilde{A} \cdot \tilde{x}$$

$$\tilde{A} = \begin{bmatrix} -k_3 & 0 \\ 0 & -k_4 \end{bmatrix} \quad \text{Et} \quad \tilde{B} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{\sigma_{L_s}} & 0 \\ 0 & -\frac{1}{\sigma_{L_s}} \end{bmatrix}$$

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. [5]

IV.4.1. Modèle interne :

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

$$M.S - F.M = G.\Gamma \tag{IV.15}$$

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

$$\begin{cases} \dim(F) = 2n_f. 2n_f \\ \dim(G) = 2n_f. 2 \end{cases} \tag{IV.16}$$

M est l'unique solution de l'équation (IV.15) et elle est non singulière. Le modèle interne prend alors la forme suivante [14] :

$$\dot{\xi} = S.\xi + N(\tilde{x}) \tag{IV.17}$$

Avec :

$$\dim(\xi) = \dim(z) = 2n_f \tag{IV.18}$$

IV.4.2. Calcul de la commande u_{ad} :

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

$$x = M.(\xi - z) - G.\tilde{x} \tag{IV.19}$$

$$\dot{x} = M.(\dot{\xi} - \dot{z}) - G.\dot{\tilde{x}} \tag{IV.20}$$

Ou encore :

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

$$\dot{x} = M.S.(\xi - z) + M.N(\tilde{x}) - G.H(\tilde{x}) - G.\tilde{B}.u_{ad} - \Gamma.z \tag{IV.21}$$

On choisit alors u_{ad} de la forme :

$$u_{ad} = \tilde{B}^{-1}.\Gamma.\xi \tag{IV.22}$$

Et l'expression de \dot{x} devient :

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

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

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

Or d'après l'équation de Sylvester (IV.15) :

$$[M.S - G.\Gamma] = F.M \quad (IV.24)$$

Ainsi (IV.23) devient :

$$\dot{x} = F.M. (\xi - z) + M.N(\tilde{x}) - G.H(\tilde{x}) \quad (IV.25)$$

Qui s'écrit en introduisant le terme x :

$$\dot{x} = F.x + F.G.\tilde{x} + M.N(\tilde{x}) - G.H(\tilde{x}) \quad (IV.26)$$

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

$$N(\tilde{x}) = M^{-1}[G.H(\tilde{x}) - F.G.\tilde{x}] \quad (IV.27)$$

On obtient :

$$\dot{x} = F.x \quad (IV.28)$$

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

En tenant compte de l'expression de u_{ad} (IV.22), et des équations (IV.13), (IV.14), on peut écrire :

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

$$\dot{\tilde{x}} = \tilde{A}.\tilde{x} + \Gamma. (\xi - z) \quad (IV.29)$$

Et d'après (IV.19) :

$$(\xi - z) = M^{-1}. [x + G.\tilde{x}] \quad (IV.30)$$

Et (IV.29) devient :

$$\dot{\tilde{x}} = \tilde{A}.\tilde{x} + \Gamma.M^{-1}. [x + G.\tilde{x}]$$

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

La variable x tend vers zéro lorsque le terme t tend vers l'infini d'après (IV.28) et la matrice \tilde{A} donnée par (IV.14) est stable par construction car elle est constituée des gains de réglage on choisit alors ces gains de manière à avoir la matrice dynamique $(\tilde{A} + \Gamma.M^{-1}.G)$ Du système (IV.30) toujours stable ce qui assure la convergence de x vers zéro.

Nous aurons donc d'après (IV.12) :

$$[\tilde{x} \rightarrow 0 \Leftrightarrow (\tilde{x}_3 \rightarrow 0 \text{ et } \tilde{x}_4 \rightarrow 0)] \Rightarrow (\tilde{x}_1 \rightarrow 0 \text{ et } \tilde{x}_2 \rightarrow 0) \quad (\text{IV.32})$$

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

D'autre part, de (IV.28) et (IV.32) il découle directement que :

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

Autrement dit, l'état du modèle interne reproduit exactement l'état inconnu à priori du système exogène simulant les défauts.

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

IV.4.3. Dés avantages 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 [22] et [1], Pour les raisons suivantes :

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

IV.5. Deuxième méthode :

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

IV.5.1. Modèle interne

On garde la même forme du modèle interne et on suppose toujours vérifiée l'hypothèse Sur w_i , Celui-ci est donné par (IV.17) :

$$\dot{\xi} = S. \xi + N(\tilde{x})$$

IV.5.2. Calcul de la commande additive :

On considère le système (IV.14), avec le même choix de la forme de la commande additive $u_{ad} = \tilde{B}^{-1}. \Gamma. \xi$, ce qui revient à écrire :

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

$$\dot{\tilde{x}} = \tilde{A}(\tilde{x}) + \Gamma. e \tag{IV.34}$$

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

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

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

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

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

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

Soit la fonction de Lyapunov du système (IV.36) :

$$V = \frac{1}{2} \tilde{x}^T. \tilde{x} + \frac{1}{2} e^T. e \tag{IV.36}$$

Sa dérivée par rapport au temps est :

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

$$\dot{V} = \tilde{x}^T \cdot \tilde{A} \cdot \tilde{x} + e^T \cdot S \cdot e + \tilde{x}^T \cdot \Gamma \cdot e + e^T \cdot N(\tilde{x}) \quad (\text{IV.37})$$

- ✓ Le terme « $e^T \cdot S \cdot e$ » est nul car la matrice « S » est antisymétrique par construction.
- ✓ Le terme « $\tilde{x}^T \cdot \tilde{A} \cdot \tilde{x}$ » vérifie « $\tilde{x}^T \cdot \tilde{A} \cdot \tilde{x} < 0$ » car « \tilde{A} » est définie négative.

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

$$\tilde{x}^T \cdot \Gamma \cdot e = (\tilde{x}^T \cdot \Gamma \cdot e)^T = e^T \cdot \Gamma^T \cdot \tilde{x} \quad (\text{IV.38})$$

Et nous exprimons à nouveau \dot{V} :

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

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

$$N(\tilde{x}) = -\Gamma^T \cdot \tilde{x} \quad (\text{IV.40})$$

Enfin, la dérivée de la fonction de Lyapunov est négative :

$$\dot{V} = \tilde{x}^T \cdot \tilde{A} \cdot \tilde{x} \leq 0 \quad (\text{IV.41})$$

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

Et le système (IV.36) devient :

$$\begin{cases} \Gamma \cdot e = 0 \\ \dot{e} = S \cdot e \end{cases} \quad (\text{IV.42})$$

Il en découle immédiatement $e \rightarrow 0$

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

IV.6. Résultats de simulation de la commande FTC :

- **Figure (VI.2)** : résultat de simulation pour compenser le défaut court-circuit (18.75%) entre spires dans la phase (A)
- **Figure (VI.3)** : résultat de simulation pour compenser le défaut court-circuit (37.5%) entre spires dans la phase (A)
- **Figure (VI.4)** : résultat de simulation pour compenser le défaut court-circuit (50%) entre spires dans la phase (A)

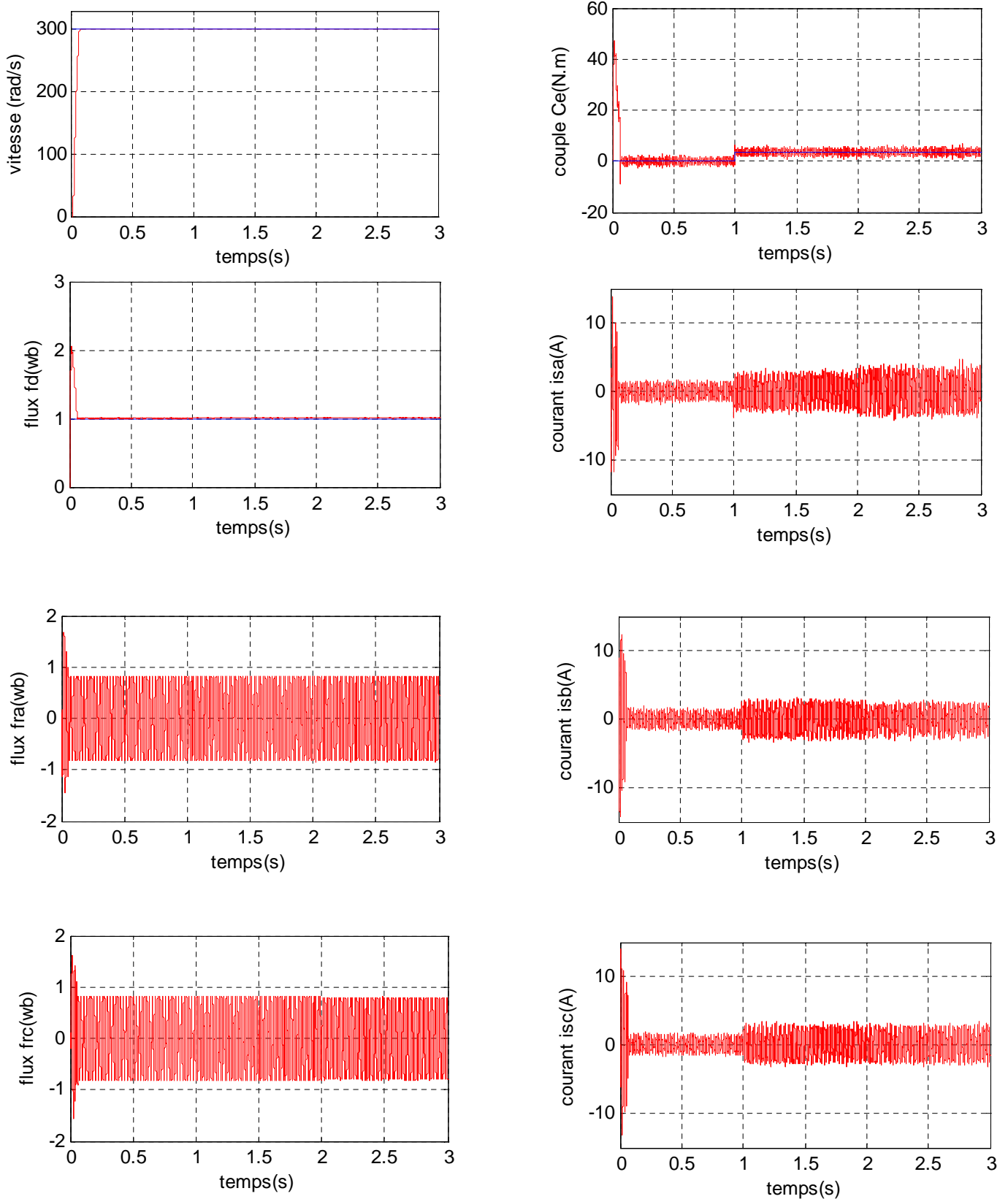


Figure (VI.2) : résultat de simulation pour compense le défaut court-circuit (18.75%) dans la phase (A).

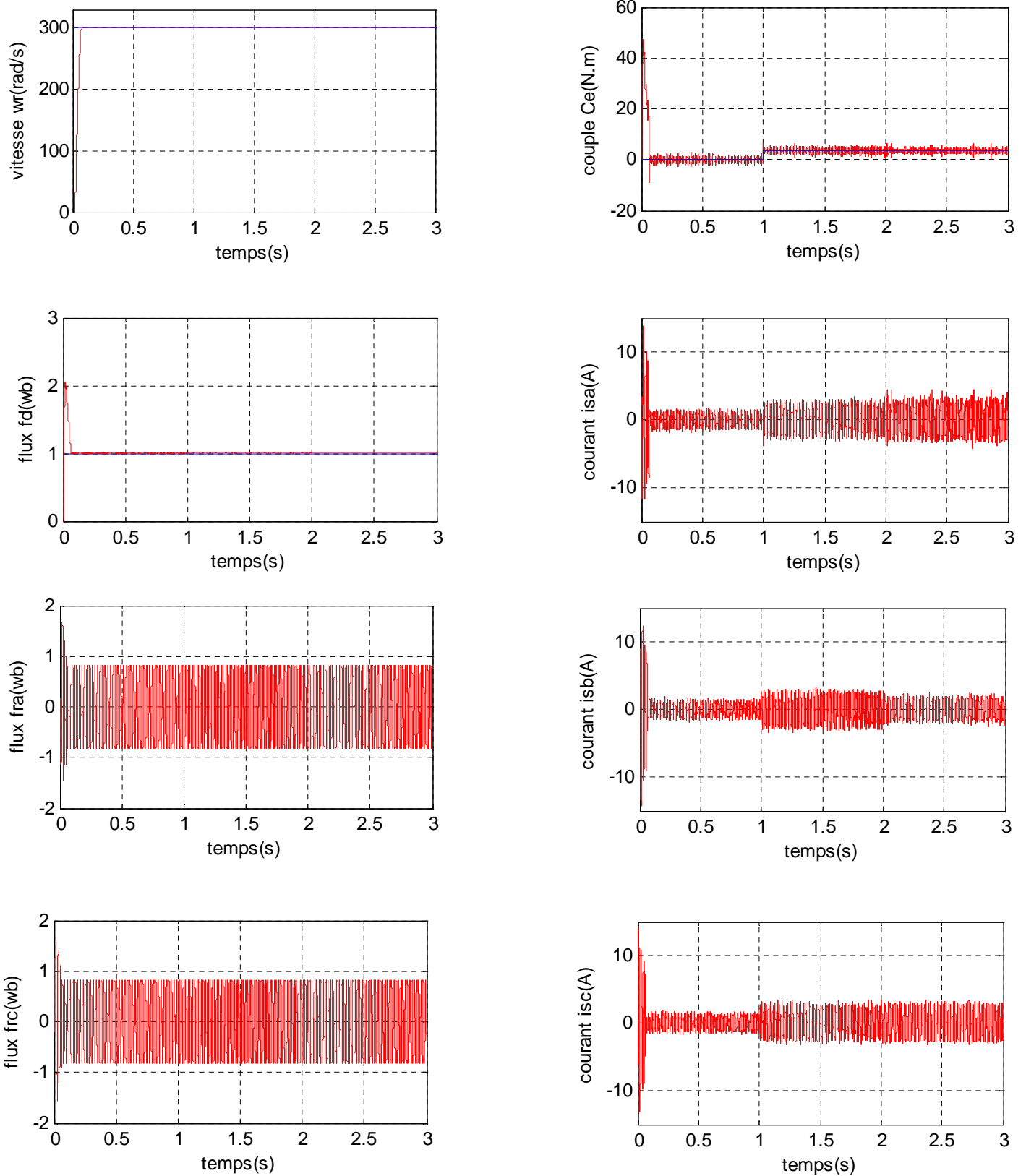


Figure (VI.3) : résultat de simulation pour compense le défaut court-circuit (37.5%) dans la phase (A).

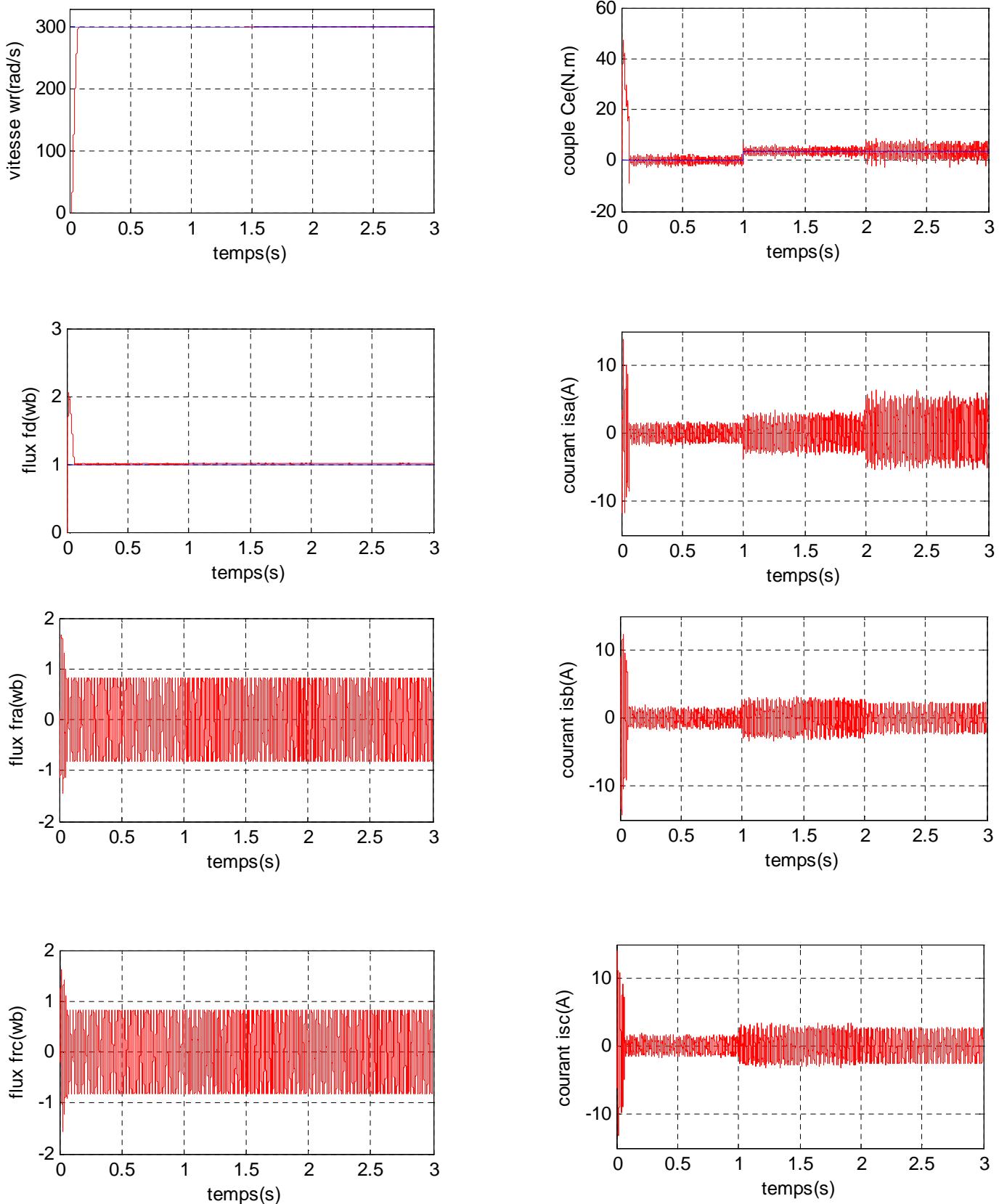


Figure (VI.4) : résultat de simulation pour compense le défaut court-circuit (50%) dans la phase (A).

VI.7. Interprétation de résultat :

La commande tolérante a été appliquée sur le modèle triphasé obtenu dans le troisième chapitre là où on peut simuler les défauts statoriques comme le court-circuit entre spires. Dans cette partie, nous avons simulé trois défauts : pour 18.5% des spires court-circuités, puis 37.5% et ensuite 50% (voir les figures IV.2, 3 et 4).

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

VI.8. Conclusions :

L'approche de commande tolérante aux défauts a été étudiée dans le cas d'une machine asynchrone.

Pour ce faire, la phase de détection et d'isolation du défaut, décalée par rapport à la phase de reconfiguration de la commande, est réalisée en testant l'état d'un modèle interne qui s'active automatiquement dès l'apparition d'un défaut pour compenser son effet, Cet effet est modélisé. Une commande additive est ainsi ajoutée à une commande par Backstepping (commande nominale).

La première approche FTC exploitant un modèle interne basé sur l'équation de Sylvester pose des problèmes de dimensionnement numérique de la matrice solution.

La seconde approche FTC, quant à elle, a permis de contourner cet inconvénient par une exploitation particulière des matrices du problème.

Conclusion générale

Conclusion générale

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

Il a été rappelé les différents défauts qui peuvent affectés le bon fonctionnement de la machine asynchrone triphasée à cage, ainsi que leurs causes, les méthodes du diagnostic et les approches utilisées pour la modélisation.

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

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.

Pour cela on a présenté dans ce mémoire 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.

Dans cette approche et calcul un modèle interne c'est la commande FTC qui 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, ont constaté alors que la commande FTC apporte l'amélioration de la MAS même en présence des défauts, d'où les résultats obtenus.

Les résultats obtenus dans ce mémoire offrent des perspectives intéressantes de développements. En particulier, les points suivants peuvent faire l'objet de travaux futurs :

Conclusion général

- ❖ 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 :

Paramètres et caractéristiques de la M.AS utilisée en simulation :

- **Plaque signalétique :**

$$P_n = 1.1 \text{ KW}$$

$$U = 220\text{V}/380 \text{ V}$$

$$I_n = 4.5/2.6 \text{ A}$$

$$\Omega_n = 2850 \text{ tr/mn}$$

- **Paramètre électriques :**

$$R_s = 7.58 \ \Omega.$$

$$R_r = 6.3 \ \Omega.$$

$$L_s = 0.651 \text{ H}.$$

$$L_r = 0.891 \text{ H}.$$

$$M = 0.52 \text{ H}.$$

- **Paramètre mécanique :**

$$J = 0.0038 \text{ kg.m}^2.$$

$$f = 0.1$$

- **Paramètre électromagnétique :**

$$p = 1.$$

$$C_r = 5 \text{ N.m}.$$

- **Les spires de la machine :**

$N_{cc} = 160$: Nombre de spires statoriques par phase.

$N_s = 30$: Nombres de spires en premier court-circuit.

$N_s = 60$: Nombres de spires en deuxième court-circuit.

$N_s = 80$: Nombres de spires en troisième court-circuit.

Annexe B :

Transformation de Park :

La transformation qui permet le passage de système triphasé équilibré au système biphasé c'est bien la transformation de PARK. Elle consiste à exprimer (U, V) en fonction de (V_{sa}, V_{sb}, V_{sc}) D'après la figure (I.2) on obtient :

$$\begin{bmatrix} V_{sa} \\ V_{sb} \\ V_{sc} \end{bmatrix} = [P(\theta_a)]^{-1} \begin{bmatrix} V_{su} \\ V_{sv} \\ V_{so} \end{bmatrix}$$

$$\begin{cases} U = \cos(\theta_a)V_{sa} + \cos\left(\theta_a - \frac{2\pi}{3}\right)V_{sb} + \cos\left(\theta_a + \frac{2\pi}{3}\right)V_{sc} \\ V = -\sin(\theta_a)V_{sa} - \sin\left(\theta_a - \frac{2\pi}{3}\right)V_{sb} - \sin\left(\theta_a + \frac{2\pi}{3}\right)V_{sc} \end{cases}$$

$$[P(\theta_a)]^{-1} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\theta_a) & \sin(\theta_a) & \frac{1}{2} \\ \cos\left(\theta_a - \frac{2\pi}{3}\right) & \sin\left(\theta_a - \frac{2\pi}{3}\right) & \frac{1}{2} \\ \cos\left(\theta_a - \frac{4\pi}{3}\right) & \sin\left(\theta_a - \frac{4\pi}{3}\right) & \frac{1}{2} \end{bmatrix}$$

Les tensions :

$$\begin{bmatrix} V_{su} \\ V_{sv} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{su} \\ I_{sv} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{su} \\ \Phi_{sv} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\omega_a \\ \omega_a & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Phi_{su} \\ \Phi_{sv} \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} V_{ru} \\ V_{rv} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 \\ 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{ru} \\ I_{rv} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{rs} \\ \Phi_{rv} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -(\omega_a - \omega) \\ (\omega_a - \omega) & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Phi_{ru} \\ \Phi_{rv} \end{bmatrix}$$

Les flux :

$$\begin{bmatrix} \Phi_{su} \\ \Phi_{sv} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & M \\ M & L_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{su} \\ I_{sv} \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} \Phi_{ru} \\ \Phi_{rv} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & M \\ M & L_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{ru} \\ I_{rv} \end{bmatrix}$$

Annexe C :

▪ **Les courants :**

$$\begin{aligned} \frac{di_{sa}}{dt} = & d_1 f_{sb}^2 f_{sc}^2 u_{sa} + d_2 f_{sa} f_{sb} f_{sc}^2 u_{sb} + d_2 f_{sa} f_{sc} f_{sb}^2 u_{sb} - \left(\frac{3}{2} (d_1 + d_2) T f_{sa}^2 f_{sb}^2 f_{sc}^2 + R_s d_1 f_{sa} f_{sb}^2 f_{sc}^2 \right) i_{sa} \\ & - \left(\frac{3}{2} \left(\frac{d_1 + 3d_2}{2} \right) T f_{sa} f_{sb}^3 f_{sc}^2 + R_s d_2 f_{sa} f_{sb}^2 f_{sc}^2 \right) i_{sb} - \left(\frac{3}{2} \left(\frac{d_1 + 3d_2}{2} \right) T f_{sa} f_{sb}^2 f_{sc}^3 + R_s d_2 f_{sa} f_{sb}^2 f_{sc}^2 \right) i_{sc} \\ & + k f_{sa} f_{sb}^2 f_{sc}^2 \left(G \Phi_{ra} + \left(\frac{\sqrt{3}}{2} w_r - \frac{G}{2} \right) \Phi_{rb} - \left(\frac{\sqrt{3}}{2} w_r + \frac{G}{2} \right) \Phi_{rc} \right) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \frac{di_{sb}}{dt} = & d_2 f_{sa} f_{sb} f_{sc}^2 u_{sa} + d_1 f_{sa}^2 f_{sc}^2 u_{sb} + d_2 f_{sa}^2 f_{sb} f_{sc} u_{sc} - \left(\frac{3}{2} \left(\frac{d_1 + 3d_2}{2} \right) T f_{sa}^3 f_{sb} f_{sc}^2 + R_s d_2 f_{sa}^2 f_{sb} f_{sc}^2 \right) i_{sa} \\ & - \left(\frac{3}{2} (d_1 + d_2) T f_{sa}^2 f_{sb}^2 f_{sc}^2 + R_s d_1 f_{sa}^2 f_{sb} f_{sc}^2 \right) i_{sb} - \left(\frac{3}{2} \left(\frac{d_1 + 3d_2}{2} \right) T f_{sa}^2 f_{sb} f_{sc}^3 + R_s d_2 f_{sa}^2 f_{sb} f_{sc}^2 \right) i_{sc} \\ & + k f_{sa}^2 f_{sb} f_{sc}^2 \left(\left(\frac{\sqrt{3}}{2} w_r + \frac{G}{2} \right) \Phi_{ra} + G \Phi_{rb} + \left(\frac{\sqrt{3}}{2} w_r - \frac{G}{2} \right) \Phi_{rc} \right) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \frac{di_{sc}}{dt} = & d_2 f_{sa} f_{sb}^2 f_{sc} u_{sa} + d_2 f_{sa}^2 f_{sb} f_{sc} u_{sb} + d_1 f_{sa}^2 f_{sb}^2 u_{sc} - \left(\frac{3}{2} \left(\frac{d_1 + 3d_2}{2} \right) T f_{sa}^3 f_{sb}^2 f_{sc} + R_s d_2 f_{sa}^2 f_{sb}^2 f_{sc} \right) i_{sa} \\ & - \left(\frac{3}{2} \left(\frac{d_1 + 3d_2}{2} \right) T f_{sa}^2 f_{sb}^3 f_{sc} + R_s d_2 f_{sa}^2 f_{sb}^2 f_{sc} \right) i_{sb} - \left(\frac{3}{2} (d_1 + d_2) T f_{sa}^2 f_{sb}^2 f_{sc}^2 + R_s d_1 f_{sa}^2 f_{sb}^2 f_{sc} \right) i_{sc} \\ & + k f_{sa}^2 f_{sb}^2 f_{sc} \left(\left(\frac{\sqrt{3}}{2} w_r - \frac{G}{2} \right) \Phi_{ra} + \left(\frac{\sqrt{3}}{2} w_r + \frac{G}{2} \right) \Phi_{rb} + G \Phi_{rc} \right) \end{aligned}$$

▪ **Les tension :**

$$\frac{d\Phi_{ra}}{dt} = \sigma \left(f_{sa} i_{sa} - \frac{f_{sb}}{2} i_{sb} - \frac{f_{sc}}{2} i_{sc} \right) - \frac{R_r A}{C} \Phi_{ra} - \left(\frac{R_r B}{C} + \frac{\sqrt{3}}{3} w_r \right) \Phi_{rb} - \left(\frac{R_r B}{C} - \frac{\sqrt{3}}{3} w_r \right) \Phi_{rc}$$

$$\frac{d\Phi_{rb}}{dt} = \sigma \left(-\frac{f_{sa}}{2} i_{sa} + f_{sb} i_{sb} - \frac{f_{sc}}{2} i_{sc} \right) - \left(\frac{R_r B}{C} - \frac{\sqrt{3}}{3} w_r \right) \Phi_{ra} - \frac{R_r A}{C} \Phi_{rb} - \left(\frac{R_r B}{C} + \frac{\sqrt{3}}{3} w_r \right) \Phi_{rc}$$

$$\frac{d\Phi_{rc}}{dt} = \sigma \left(-\frac{f_{sa}}{2} i_{sa} - \frac{f_{sb}}{2} i_{sb} + f_{sc} i_{sc} \right) - \left(\frac{R_r B}{C} + \frac{\sqrt{3}}{3} w_r \right) \Phi_{ra} - \left(\frac{R_r B}{C} - \frac{\sqrt{3}}{3} w_r \right) \Phi_{rb} - \frac{R_r A}{C} \Phi_{rc}$$

▪ **Les constantes :**

$$A = (L_{rf} + M_r)^2 - \frac{M_r^2}{4}$$

$$B = \frac{M_r L_{rf}}{2} + \frac{3M_r^2}{4}$$

$$C = L_{rf}^3 + 3L_{rf}^2 M_r + \frac{9}{4} M_r^2 L_{rf}$$

$$\sigma = \frac{M_{sr} R_r (A - B)}{C}$$

$$T = \frac{M_{sr}^2 R_r (A - B)^2}{C^2}$$

$$z = M_s - \frac{3M_{sr}^2 (A - B)}{2C}$$

$$\lambda = z + L_{sf}$$

$$H = \lambda^2 - \frac{z\lambda}{2} - \frac{z^2}{2}$$

$$\Gamma = f_{sa}^2 f_{sb}^2 f_{sc}^2 \left(\lambda^3 - \frac{3z^2 \lambda}{4} - \frac{z^4}{4} \right)$$

$$d_1 = (z + L_{sf})^2 - \frac{z^2}{4}$$

$$d_2 = \frac{z(z + L_{sf})}{2} + \frac{z^2}{4}$$

$$K = \frac{M_{sr} H (A - B)}{C \cdot \Gamma}$$

$$G = \frac{R_r (A - B)}{C}$$

- ***Dans le régime normal :***

$$f_{sa} = 1, f_{sb} = 1, f_{sc} = 1$$

- ***Dans le régime anormal :***

$$\begin{cases} f_{sa} = 0.8125, f_{sb} = 1, f_{sc} = 1 \\ f_{sa} = 0.625, f_{sb} = 1, f_{sc} = 1 \\ f_{sa} = 0.5, f_{sb} = 1, f_{sc} = 1 \end{cases}$$

Bibliographie

BIBLIOGRAPHIE

- [1] : **MEKKI Hamza**, « Commande Tolérante aux défauts application à la MAS», Mémoire de magister, ENP, 2009.
- [2] : **MADANI Nadir**, « Diagnostic de défaillances de l'ensemble convertisseur-moteur et commande par les techniques de l'intelligence artificielle », Mémoire d'ingénieur Université de M'sila 2011/2012.
- [3] : **DJAFAR Djamel Eddine**, « Commande tolérante de la machine asynchrone en tenant compte des défauts » Mémoire d'ingénieur Université de M'sila 2011/2012.
- [4] : **Mr CHEBBI Azeddine** « Commande Backstepping d'une machine asynchrone sans capteur de vitesse », Mémoire d'ingénieur, Université de Batna, 2011.
- [5] : **NOUREDDINE Benbaha** « Commande Robuste Tolérante Aux Défauts Application à la Machine à Courant Alternatif » Mémoire d'ingénieur, Université de Batna 2009.
- [6] : **HALLOUCHE Khaled et NEFNAF Youcef** « Commande Des Machines à Induction en tenant compte des défauts. » Mémoire d'ingénieur Université de M'sila 2007/2008.
- [7] : **H. Razik et G. Didier**, « Notes de Cours sur le Diagnostic de la Machine Asynchrone », Université Henry Poincaré, Nancy 1, 7 Janvier 2001.
- [8] : **HERIZI Abdelghafour SERRAI Hocine** « Commande des systèmes non linéaires par Backstepping Application à la machine asynchrone » Mémoire d'ingénieur Université de M'sila 2006.
- [9] : **Djalal Eddine Khodja, et Aissa Kheldoun** « Three-phases Model of the Induction Machine Taking Account the Stator Faults », article' World Académie of Science, Engineering and Technologie '28 2009.
- [10] : **O. Benzineb, H. Mekki, D. Boukhetala, M. Tadjine, M.Benbouzid et D.Diallo** « Commande Robuste et tolérant aux défauts d'un moteur asynchrones ». International Conférence on Industrialo Engineering and Manufacturions ICIEM'10, May, 9-10, 2010, Batna, Alegria
- [11] : **MAGHRAOUI Abdelwahab et DEBOUCHA Abdelhakim** « Diagnostic des défauts dans les moteurs asynchrones triphasés à cage », Mémoire d'ingénieur Université de M'sila 2005/2006
- [12] : **MECHAI Hamza-MANSOUR Lamraoui** « Modalisation de la machine asynchrone en présence de défauts » Mémoire d'ingénieur Université de M'sila 2006.

Bibliographie

- [13] : **Mouna DEBBI Sarah BAKHTI** « Commande vectorielle d'une machine asynchrone à cage en présence des défauts rotoriques » Mémoire d'ingénieur Université de M'sila 2005/2006
- [14] : **LAKHDARI Meftah SALEC Mohamed-Ali** « Commande par mode glissant d'une machine asynchrone à cage en tenant compte des défauts rotoriques » Mémoire d'ingénieur Université de M'sila 2010/2011
- [15] : **Fateh GUENAB** « Contribution aux systèmes tolérants aux défauts : Synthèse d'une méthode de reconfiguration et/ou de restructuration intégrant la fiabilité des composants » Doctorat de l'Université Henri Poincaré, Nancy 1 20/2/2007.
- [16] : **BABAK, VASEEGHI**, « Contribution à l'étude des machines électriques en présence des défauts entre-spires », Thèse de doctorat, DE L'I.N.P.L, 2009.
- [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, université Boumerdès, 2007.
- [18] : **Derradj Lazhar, Mabrek Toufik**, « Détection des défauts rotoriques dans la machine asynchrone à cage par la technique des ondelettes », Mémoire de fin d'étude du diplôme d'ingénieur d'état, Université de M'sila, 2009.
- [19] : **Khatir Abdelfattah**, « Etude comparative des modèles des machines asynchrones utilisés un diagnostic des défauts », Thèse de Magister, Université Ferhat Abbas-Sétif, 2009.
- [20] : **DEGHNOUCHE Imad-Eddine, HALLALI Lallouani, MOUSSA Oussama**, « Commande par PI d'une machine asynchrone avec cassure des barres rotoriques », Mémoire d'ingénieur d'état, Université de M'sila, 2010.
- [21] : **CIESLAK, M.J.** « Analyse et synthèse d'une architecture coopérative pour la commande tolérante aux défauts application à un système aéronautique », thèse de doctorat, spécialité automatique, productique, signal et image, Université de bordeaux I, 2007.
- [22] : **M. Chakir**. « Commande Robuste Tolérante aux défauts Application à la MSAP ». Thèse de Magister, ENP, Alger, 2006.
- [23] : **TAIBI, Fateh** « diagnostic et commande tolérante aux défauts des convertisseurs multicellulaire –Approche Hybride», Mémoire de magister, l'ENP, 2010.
- [24] : **Cocquempot.V, Chang .X, Christophe .C** « Modélisation de la machine asynchrone en présence de pannes stator » Université Lille 1, France 2003.

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

SPECIALITE :

COMMANDE DES SYSTEMES ELECTRIQUES

Proposé et dirigé par : -Dr. KHODJA Djalal Eddine

Présenté par : - Maouche said.

Thème :

Commande par Backstepping des machines asynchrones en tenant compte des défauts

Résumé :

L'idée principale de ce mémoire est l'exploiter la technique du « Backstepping » basée sur la théorie de Lyapunov pour la commande des systèmes non linéaires et compenser les défauts par la commande tolérante au défaut de la machine asynchrone triphasé. Après présentation d'un état de l'art sur la commande tolérante aux défauts, et la présentation de la modélisation de la machine asynchrone (modèle triphasé), 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 par Backstepping - Commande tolérante aux défauts - Machine asynchrone

Numéro d'ordre : 084