

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE

MINISTÈRE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR ET DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE

UNIVERSITÉ IBN-KHALDOUN DE TIARET

FACULTE DES SCIENCES APPLIQUES

DEPARTEMENT DE GENIE ELECTRIQUE



MEMOIRE DE FIN D'ETUDES

Pour l'obtention du diplôme de Master

Domaine : sciences et technologie

Filière : génie Electrique

Spécialité : commande des Systèmes Electrique

THÈME

**Contrôle par mode Glissant :
Observation et Estimation d'une Machine à Induction
avec Défaut**

Préparé par : Melle AOUS Mimouna

Melle TAYEBI Fatma

Devant le jury :

Nom et Prénom	Grade	Lieu d'exercice	Qualité
ABDICHE.A	Pr	U de Tiaret	Président
BELABASSE.B	MAA	U de Tiaret	Examineur
KHOUADRIA.S	MAA	U de Tiaret	Examineur
LARIBI.S	MCB	U de Tiaret	Encadreur

PROMOTION 2016-2017



Remerciements

*Nos remerciements vont tout premièrement à Dieu tout-puissant Pour
La volonté, la santé et la patience, qu'il nous A donnée
Durant toutes ces longues années.*

*Nous tenons à exprimer nos vifs remerciements à notre Encadreur
Madame LARIBI Souad*

*Qui nous a inspiré le sujet et guidé dans sa simulation pour son aide,
ses conseils et la documentation qu'il nous a fournie.*

*Nos sincères remerciements vont aux membres du jury pour l'honneur
qu'il nous en fait pour Juger ce travail.*

*Nous tenons à remercier vivement toute personne qui nous a aidés de près
ou de loin à réaliser ce mémoire.*

*Nos remerciements vont aussi à tous les enseignants du Département de
Génie Electrique spécialement les enseignants de commande
Des systèmes électriques qui ont contribué
à notre formation.*

*Enfin nous tenons à exprimer notre reconnaissance à tous nos amis et
collèges pour leurs soutiens morale et matériel.*

Liste des symboles

Liste des symboles

α	Angle électrique entre deux mailles rotorique [rd]
α, β	Indices pour les composantes de Clarke
B	Angle de contact [rd]
B_d	Diamètre de la bille [m]
B_k	Induction magnétique dans l'entrefer produit par une maille rotorique k [T]
B_s	Induction magnétique crée dans l'entrefer par le courant statorique [T]
C_e	Couple électromagnétique [N.m]
C_r	Couple mécanique résistant [N.m]
d, q	Indices pour les composantes de Park directe et quadrature
D_p	Diamètre du palier [m]
e_0	Epaisseur de l'entrefer [m]
f	Fréquence d'alimentation [Hz]
f_0	La fréquence de la bague extérieure [Hz]
f_b	La fréquence des billes [Hz]
f_{cag}	La fréquence de la cage [Hz]
f_i	La fréquence de la bague intérieure [Hz]
f_r	La fréquence de rotation [Hz]
F_v	Fréquences caractéristiques des vibrations [Hz]
$\Phi_{d,q}$	Llux rotorique diphasées dans le repère (d, q) [Wb]
$\Phi_{\alpha r}$	Llux rotorique diphasées dans le repère (α, β) [Wb]
Φ_{rk}	Llux magnétique crée par une maille rotorique k [Wb]
Φ_s	Flux des phases statorique [Wb]
g	Glissement
i_{bk}	Courant de la barre k [A]
i_e	Courant dans l'anneau de court-circuit [A]
i_{ek}	Courant dans une portion d'anneau k [A]
i_{rk}	Courant de maille rotorique k [A]
i_s	Courant d'une phase statorique [A]
J	Moment d'inertie [Kg.m ²]
k	Entier naturel (=1, 2, 3...)

Liste des symboles

L	Longueur active du circuit magnétique [m]
L_{sp}	Inductance propre statorique [H]
L_{sf}	Inductance de fuite rotorique [H]
L_b	Inductance d'une barre rotorique [H]
L_e	Inductance total de l'anneau de court-circuit [H]
L_{sc}	Inductance cyclique statorique [H]
L_{rc}	Inductance cyclique rotorique [H]
M_s	Mutuelle entre phase statorique [H]
M_{sr}	Mutuelle cyclique entre le stator et rotor [H]
μ₀	Perméabilité magnétique de l'air [H.m ⁻¹]
N	Entier naturel
N_b	Nombre de bille
N_r	Nombre de barres rotoriques
N_s	Nombre de spires statoriques par phase
p	Nombre de paires de pôles
P_d	Diamètre de la cage
P_e	La puissance électrique [W]
P_m	Puissance mécanique [W]
R	Rayant moyen de l'entrefer [m]
R_b	Résistance d'une barre rotorique à l'état sain [Ω]
R_{brk}	Résistance de la barre défailante k [Ω]
R_{bk}	Résistance de la barre k [Ω]
R_e	Résistance totale de l'anneau de court-circuit [Ω]
R_r	Résistance de l'enroulement rotorique [Ω]
R_s	Résistance de l'enroulement statorique [Ω]
s, r	Indices stator et rotor respectivement
σ	Coefficient de dispersion de Blondel
θ	Position [rd]
T_r	Constante de temps rotorique[s]
T_s	Constante de temps statorique[s]
w	Vitesse de rotation mécanique [rd/s]
V_s	Tensions des phases statorique [V]
ws	Pulsation des grandeurs statoriques [rd/s]

Liste des figures

Liste des figures

Chapitre I: État de l'art sur le diagnostic de défaut de la machine asynchrone

Figure I.01: Constitution d'une machine asynchrone	03
Figure I.02: Photo du stator d'une machine asynchrone	04
Figure I.03: le rotor à cage d'une machine asynchrone	05
Figure I.04: Composantes de la surveillance industrielle	06
Figure I.05: Diagramme des différents concepts de maintenance	08
Figure I.06: Répartition des causes des défauts pour une machine asynchrone	09
Figure I.07: Statistiques des pannes	09
Figure I.08: a) court-circuit entre spires (b) le courant de circulation (c) court-circuit entre deux faisceaux	10
Figure I.10 : Schéma descriptif d'une barre et une portion d'anneaux	11
Figure I.11: Rupture d'une et de deux portions d'anneaux	12
Figure I.12: Défauts d'excentricités statique, dynamique et mixte	12
Figure I.13: Différentes défaillances des roulements à billes et leurs Dimensions	13
Figure I.14: Méthodes du diagnostic des défauts	15
Figure I.15: Principe de la surveillance par analyse spectrale	16
Figure I.16: Principe des méthodes de classification	17
Figure I.17: Principe de fonctionnement de la méthode du modèle	17

Chapitre II: Modélisation de la MAS a cage en présence de défaut

Figure II.01: Structure électrique du rotor	20
Figure II.02: Induction magnétique produite par une maille du rotor	20
Figure II.03: Induction produite par une maille du rotor de la phase statorique	21
Figure II.04: Schéma équivalent des mailles rotorique	22
Figure II.05: Schéma équivalent de la cage rotorique avec une barre rompue	30
Figure II.06: (a) vitesse de rotation et (b) zoom sous une charge de 7Nm($g=0.069$)	32
Figure II.07: (a) le couple (c) le courant statorique, (b) (d) sons zoom respectivement (e) L'analyse spectrale du courant sous une charge de 7Nm($g=0.069$)	33
Figure II.08: (a) vitesse de rotation et (b) zoom sous une charge de 7Nm ($g=0.095$)	34
Figure II.09: (a) le couple (c) le courant statorique, (b) (d) sons zoom respectivement (e) L'analyse spectrale du courant sous une charge de 7Nm($g=0.095\%$)	35

**Chapitre III : Commande vectorielle par orientation du flux
rotorique**

Figure III.01 : Orientation du flux (rotorique, statorique, d'entrefer)	38
Figure III.02: Equivalence entre la commande d'une MCCet la commande vectorielle d'un MAS	40
Figure III.03: Régulation de vitesse par la commande vectorielle indirecte (CV-OFRI)	43
Figure III.04: Description du couplage	44
Figure. III.05 : Découplage par addition des termes de compensation	46
Figure. III.06 : Boucle de régulation du courant	47
Figure. III.08 : Boucle définitive de régulation de vitesse	49
Figure III.09: Schéma de simulation	51
Figure III.10: (a) vitesse de rotation (c) le couple électromagnétique,(b) (d) sons zoom respectivement sous une charge de 7Nm($g=0.00063$), $W_{mec}^*=157\text{rad/s}$	52
Figure III.11: (a) le courant I_{ds} (b) le courant I_{qs} , (c) et (d) le courant statorique et leur zoom (e) L'analyse spectrale du courant sous une charge de 7Nm($g=0.00063$)	53
Figure III.12: (a) vitesse de rotation (c) le couple électromagnétique, (b) (d) leurs zoom respectivement sous une charge de 7Nm($g=0.00063$), $W_{mec}^*=120\text{rad/s}$	54
Figure III.13: (a) le courant I_{ds} (b) le courant I_{qs} , (c) et (d) le courant statorique et leur zoom (e) L'analyse spectrale duc courant sous une charge de 7Nm($g=0.00063$)	55
Figure III.14: (a) vitesse de rotation (c) le couple électromagnétique, (b) (d) leurs zoom respectivement sous une charge de 7Nm($g=0.03$) machine avec défaut	56
Figure III.15: (a) le courant I_{ds} (b) le courant I_{qs} , (c) et (d) le courant statorique et leur zoom (e) L'analyse spectrale duc courant sous une charge de 7Nm($0.03=0.4$)	57

Chapitre IV : Contrôle par mode glissant

Figure VI.01: Différents modes de trajectoire dans le plan de phase	60
Figure IV.02: Commande équivalente U_{eq}	63
Figure. IV.03 : Définition de la fonction <i>sign</i>	64
Figure. IV.04 : Démonstration du phénomène de réticence	65
Figure. IV.05 : Fonction <i>sign</i> de la commande avec un seul seuil	66
Figure IV.06: Fonction <i>sign</i> de la commande adoucie	66
Figure. IV.07 : Définition de la fonction intégrale	67
Figure. IV.08: Définition de la fonction Saturation (SAT)	68
Figure IV.09: vitesse de rotation ($g=0.01$)	72
Figure. IV.10: (a) vitesse de rotation (b) le couple électromagnétique	73
Figure. IV.11 : (a) vitesse mécanique, (b) courant i_{as}	73
Figure. IV.12 : courant statorique i_{as}	74
Figure. IV.13: (a) spectre de courant i_{as}	74
Figure. IV.14: (a) vitesse mecanique, (b) surface de la vitesse	75

Sommaire

Sommaire

Introduction générale	01
------------------------------	-----------

Chapitre I: État de l'art sur le diagnostic de défaut de la machine asynchrone

I.1 Introduction	03
I.2 Constitution de la machine asynchrone	03
I.2.1 Le stator	04
I.2.2 Rotor	04
I.2.3 Les organes mécaniques	05
I.3 Concept et définition	05
I.3.1 Terminologie propre au diagnostic de défaut	05
I.3.2 Définitions de Diagnostic	07
I.3.3 La maintenance	07
I.4 Principaux défauts dans la machine asynchrone à cage	08
I.4.1 Cause des défauts	09
I.4.2 Différents défauts dans la machine	09
I.4.2.1 Défaillances statoriques	10
I.4.2.1.1 Court-circuit dans une phase	10
I.4.2.1.1 Court-circuit entre spires	10
I.4.2.2 Défaillances rotoriques	11
I.4.2.2.1 Les cassures de barres	11
I.4.2.2.2 Les ruptures de portions d'anneaux des cages	11
I.4.2.3 Excentricité Statique Et Dynamique	12
I.4.2.3 Défaillances mécaniques	13
I.4.2.4 Défauts divers	14
I.4.2.5 Conséquences Des Défauts	14
I.5 Méthodes De Diagnostic Des Machines Asynchrones	14
I.5.1 Approche signal	15
I.5.1.1 Méthodes de diagnostic des défauts basés sur l'analyse spectrale des signaux	15
I.5.1.2 Méthode d'analyse temps-fréquence et temps échelle	16
I.5.2 Méthodes de classification	16
I.5.3 Diagnostic à base de modèle	17
I.5.4 Méthodes basées sur l'intelligence artificielle (IA)	18
I.6 Conclusion	18

Chapitre II: Modélisation de la MAS a cage en présence de défaut

II.1 Introduction	19
II.2 Modèle multi-enroulement d'une machine asynchrone	19
II.3 Calcule des inductions	20
II.3.1 Stator	20
II.3.2 Rotor	20
II.3.3 Inductances Mutuelles entre Stator et Rotor	21
II.4 Mise en équation	22
II.4.1 Equations statorique	22
II.4.2 Equations rotorique	22
II.4.3 Équation mécanique	24
II.5 Modèle de taille réduit	09
II.6 Choix du référentiel	26
II.6.1 Dans un référentiel lié au stator	26
II.6.2 Dans un référentiel lié au rotor	27
II.6.3 Dans un référentiel lié au champ tournant	27
II.6.4 L'expression du couple	29
II.8. Résultat de simulation du modèle réduit	32
II.9 Conclusion	36

Chapitre III : Commande vectorielle par orientation du flux rotorique

III.1 Introduction	37
III.2 la commande vectorielle par orientation du flux	37
III.3 Principe de la commande vectorielle par orientation flux rotorique	38
III.4 Modèle de la machine asynchrone en vue de sa commande	40
III.4.1 commande vectorielle directe	42
III.4.2 Commande vectorielle indirecte	42
III.4.3 Régulation des courants	47
III.4.4 Régulation de vitesse	48
III.5 Présentation des résultats de simulation	50
II.6 Conclusion	58

Chapitre IV : Contrôle par mode glissant

IV.1 Introduction	58
IV.2 Théorie de la commande par mode glissement01	58
IV.2.1.Objectifs de la commande par MG01	58
IV.2.2. Systèmes à structure variables02	58
IV.2.3. Modes de la trajectoire dans le plan de phase	59
IV.3. Commande par mode glissant d'ordre 1	60
IV.3.1.Conception de commande par mode glissant	60
IV.3.1.1 Principe de la commande par MG	60
IV.3.2 La commande discontinue de base	63
IV.3.3 Commande par MG d'ordre un de la machine asynchrone à cage en défaut	68
IV.4 Résultats de simulation de la commande par MG	71
IV.5 Conclusion	75
Conclusion générale	76

Introduction générale

Introduction générale

Les machines asynchrones triphasées à cage d'écureuil sont les plus fréquemment utilisées grâce à leur robustesse, leur simplicité de construction et leur bas coût. Néanmoins, celles-ci subissent au cours de leur durée de vie un certain nombre de sollicitations externes ou internes qui peuvent les rendre défaillantes.

Les contraintes industrielles en fiabilité, maintenabilité, disponibilité et sécurité des équipements sont par ailleurs très fortes. C'est pourquoi le monde industriel est fortement intéressé par un ensemble de techniques permettant de déterminer l'état de santé de ces machines.

De nombreuses stratégies ont été développées pour en faire une machine qui dépasse les autres, même dans les systèmes commandés. Parmi se classe les algorithmes d'observation font l'utilisation du modèle analytique de la machine permettant l'estimation de la vitesse et du flux du rotor à partir des courants et des tensions du rotor.

Le réglage par mode glissant fait partie de ces méthodes de commandes robustes. Le principe de cette technique est de contraindre le système à atteindre et rester sur une surface de glissement ou bien dans son voisinage. Les principaux avantages de cette méthode sont:

- ✓ La relative simplicité de sa mise en œuvre.
- ✓ Sa robustesse par rapport des perturbations extérieures.

Ce mémoire est organisé en quatre chapitres complémentaires :

Le premier chapitre présente l'état de l'art du diagnostic de défaut de la machine asynchrone à cage dans ce chapitre nous avons citer les différents défauts pouvant affecter la machine, leurs causes et leurs influences sur le fonctionnement de la machine ainsi que les méthodes de diagnostic de ces défauts.

Le deuxième chapitre a été consacré à la modélisation de la machine asynchrone en présence de défaut rotorique (rupture des barres). En premier lieu, nous avons donné le développement du modèle multi enroulement et puis nous avons présenté les résultats de simulation basée sur le modèle de taille réduit de la machine à l'état sain et avec défaut. Le diagnostic de ce défaut est réalisé à travers l'utilisation de l'analyse spectrale du courant statorique à base de la transformation de fourrier rapide (FFT).

Introduction générale

Dans le troisième chapitre présente la commande vectorielle indirecte de la machine asynchrone à cage avec le défaut de rupture des barres rotoriqueutilisant des régulateurs classiques du type PI.

Enfin le quatrième chapitre de cette thèse concerne la commande par mode de glissement d'ordre un, appliqué à la machine asynchrone a l'état de présence de défaut, étude et simulation, tests de robustesse de la commande.

Chapitre I

Etat de l'art sur le diagnostic de défaut de la machine asynchrone

Chapitre I: État de l'art sur le diagnostic de défaut de la machine asynchrone

I.1 Introduction

Au cours de leur durée vie, la machine asynchrone est la plus utilisée dans l'industrie en raison qu'elle présente de nombreux avantages tels que la puissance massique, robustesse, facilité de mise en œuvre, son faible coût, etc..... Malgré ses qualités la machine asynchrone à cage d'écureuil peut présenter des défauts structurels, parmi ces défaillances la rupture totale ou partielle des barres rotoriques, portion d'anneau, court-circuit et défaut d'excentricité.

Actuellement, le domaine de la maintenance préventive devient de plus en plus une préoccupation stratégique des constructeurs et utilisateurs des machines électriques. En effet, la détection et l'analyse des défauts sont devenues essentielles pour le bon fonctionnement des machines. Ces tâches sont indispensables aussi afin d'augmenter la disponibilité des installations, maintenir une bonne qualité de service et réduire les coûts directs et indirects de la maintenance des équipements de production.

I.2 Constitution de la machine asynchrone

La machine asynchrone à cage d'écureuil est constituée des principaux éléments suivants :

- le stator (partie fixe) constitué de disques en tôles magnétiques portant les enroulements chargés de magnétiser l'entrefer.
- le rotor (partie tournante) constitué de disques en tôles magnétiques empilés sur l'arbre de la machine portant un enroulement injecté.
- les organes mécaniques permettant la rotation du rotor et le maintien des différents sous-ensembles, appelés aussi les paliers[1].

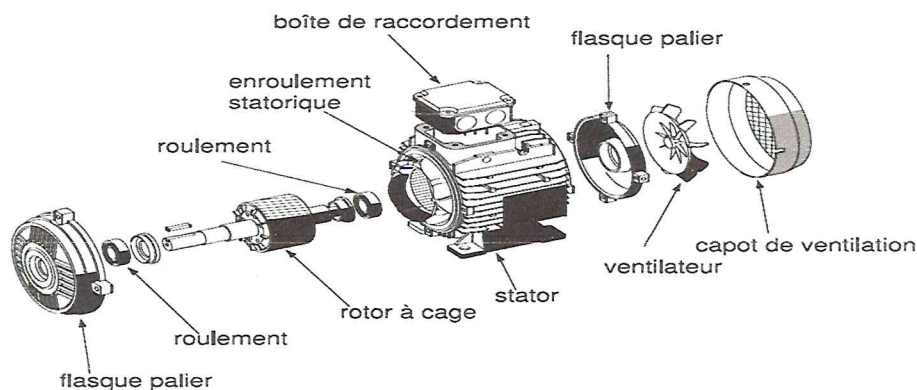


Figure I.01: Constitution d'une machine asynchrone

Chapitre I: État de l'art sur le diagnostic de défaut de la machine asynchrone

I.2.1 Le stator

Il est constitué d'un enroulement bobiné réparti dans les encoches du circuit magnétique. Ce circuit magnétique est constitué d'un empilement de tôles dans lesquelles sont découpées des encoches parallèles à l'axe de la machine. Le bobinage statorique peut se décomposer en deux parties : les conducteurs d'encoches et les têtes de bobines. Les conducteurs d'encoches permettent de créer dans l'entrefer, le champ magnétique à l'origine de la conversion électromagnétique. Les têtes de bobines permettent, quant à elles, la fermeture des courants en organisant la circulation judicieuse des courants d'un conducteur d'encoche à l'autre. L'objectif est d'obtenir à la surface de l'entrefer une distribution de courant la plus sinusoïdale possible, afin de limiter les ondulations du couple électromagnétique[2].

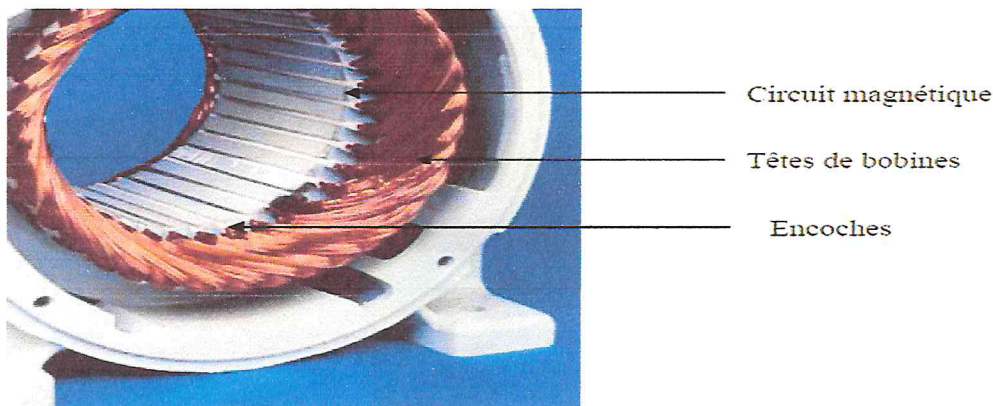


Figure I.02: Photo du stator d'une machine asynchrone

I.2.2 Rotor

Dans le rotor à cage, les anneaux de court-circuit permettent la circulation des courants d'un conducteur d'encoche (barre rotorique) à l'autre. Ces barres conductrices sont régulièrement réparties, et constituent le circuit du rotor. La cage est insérée à l'intérieur d'un circuit magnétique constitué de disques en tôles empilés sur l'arbre de la machine analogue à celui du moteur à rotor bobiné. Dans le cas du rotor à cage d'écureuil, les conducteurs sont réalisés par coulage d'un alliage d'aluminium, ou par des barres massives de cuivre préformées et frettées dans les tôles du rotor. Il n'y a généralement pas, ou très peu, d'isolation entre les barres rotoriques et les tôles magnétiques, mais leur résistance est suffisamment

Chapitre I: État de l'art sur le diagnostic de défaut de la machine asynchrone

faible pour que les courants de fuite dans les tôles soient négligeables, sauf lorsqu'il y a une rupture de barre[3].

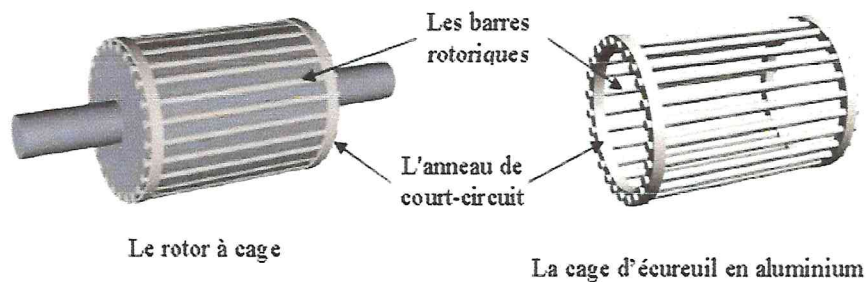


Figure I.03: le rotor à cage d'une machine asynchrone

I.2.3 Les organes mécaniques

Les paliers où les organes mécaniques, qui permettent de supporter et de mettre en rotation l'arbre rotorique, sont constitués de flasques et de roulements à billes insérés à chaud sur l'arbre. Les flasques, moulés en fonte, sont fixés sur le carter statorique grâce à des boulons des tiges de serrage.

L'ensemble ainsi établi constitue alors la machine asynchrone à cage d'écureuil[1].

I.3 Concept et définition

I.3.1 Terminologie propre au diagnostic de défaut

Avant d'aller plus loin, il faut définir d'abord les termes suivants[4] :

a) Système physique (Physical System)

Un système physique est un ensemble d'éléments (composants, constituants) interconnectés ou en interaction organisés pour réaliser une fonction.

b) Modèle (Model)

Un modèle d'un système physique est une description de sa structure et une représentation comportementale ou fonctionnelle de chacun de ses composants. Une représentation comportementale est constituée de relations entre diverses variables du système, appelées classiquement relations de causes à effets. Une représentation fonctionnelle est plus abstraite, puisqu'elle ne s'adresse qu'aux objectifs présumés que le système physique doit remplir.

Chapitre I: État de l'art sur le diagnostic de défaut de la machine asynchrone

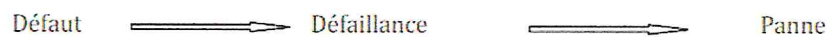
c) Signatures

La signature théorique d'un défaut peut être envisagée comme la trace attendue du défaut sur les différents RRA qui modélisent le système. Autrement dit la signature théorique d'un défaut peut être envisagée comme les résultats de détection lorsque tous les tests sensibles au défaut Réagissent.

d) **Une anomalie** : est une particularité non conforme à la loi naturelle ou logique[5].

e) **Une défaillance** : est une anomalie de fonctionnement au sein d'un système physique.

f) **Une panne** : est l'inaptitude d'un dispositif à accomplir une fonction requise. Une panne résulte toujours d'une défaillance



g) Un défaut

Le défaut est une anomalie de comportement au sein du système. Ce concept est important dans les opérations de surveillance pour la conduite et la maintenance des processus industriels. Tout écart entre la caractéristique observée et la caractéristique de référence est considéré comme étant un défaut. Il est donc clair qu'une défaillance conduit à un défaut. Mais un défaut n'induit pas nécessairement une défaillance. En effet, le dispositif peut conserver son aptitude à accomplir sa tâche principale si les défauts n'ont pas d'impacts sur cette tâche. L'art du diagnostic consiste à détecter de façon précoce un défaut avant qu'il ne conduise à un état de défaillance donc de panne.

h) La Supervision[6] :

La supervision comporte trois fonctions : la détection, la localisation, la décision.

- **La détection** : La détection consiste à reconnaître qu'un dispositif est dans un mode de Dysfonctionnement à partir de la connaissance de certaines caractéristiques.
- **La localisation** : La localisation consiste à déterminer les causes physiques ou fonctionnelles d'une panne, c'est-à-dire à déterminer le ou les éléments à l'origine du défaut.
- **La décision** : Elle consiste en premier lieu à décider quel est le mode de fonctionnement dans lequel on désire placer le dispositif (mode dégradé ou mode de fonctionnement normal). Ensuite, il s'agit de définir précisément quelles sont les actions à entreprendre pour atteindre ce mode.

Chapitre I: État de l'art sur le diagnostic de défaut de la machine asynchrone

I.1 Introduction

Au cours de leur durée vie, la machine asynchrone est la plus utilisée dans l'industrie en raison qu'elle présente de nombreux avantages tels que la puissance massique, robustesse, facilité de mise en œuvre, son faible coût, etc.... Malgré ses qualités la machine asynchrone à cage d'écureuil peut présenter des défauts structurels, parmi ces défaillances la rupture totale ou partielle des barres rotoriques, portion d'anneau, court-circuit et défaut d'excentricité.

Actuellement, le domaine de la maintenance préventive devient de plus en plus une préoccupation stratégique des constructeurs et utilisateurs des machines électriques. En effet, la détection et l'analyse des défauts sont devenues essentielles pour le bon fonctionnement des machines. Ces tâches sont indispensables aussi afin d'augmenter la disponibilité des installations, maintenir une bonne qualité de service et réduire les coûts directs et indirects de la maintenance des équipements de production.

I.2 Constitution de la machine asynchrone

La machine asynchrone à cage d'écureuil est constituée des principaux éléments suivants :

- le stator (partie fixe) constitué de disques en tôles magnétiques portant les enroulements chargés de magnétiser l'entrefer.
- le rotor (partie tournante) constitué de disques en tôles magnétiques empilés sur l'arbre de la machine portant un enroulement injecté.
- les organes mécaniques permettant la rotation du rotor et le maintien des différents sous-ensembles, appelés aussi les paliers[1].

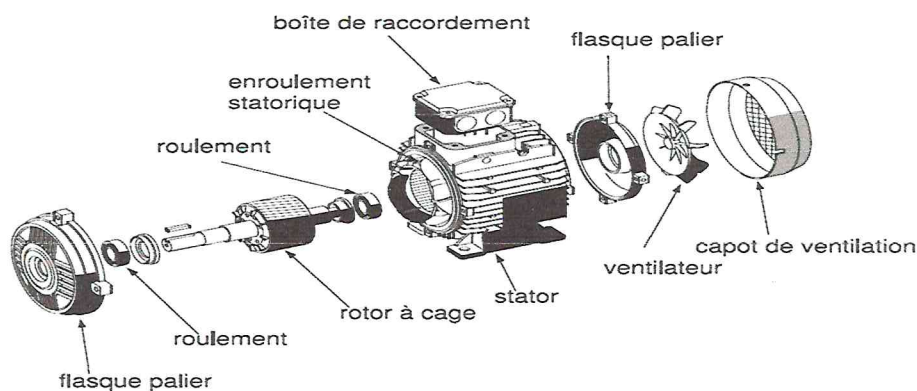


Figure I.01: Constitution d'une machine asynchrone

Chapitre I: État de l'art sur le diagnostic de défaut de la machine asynchrone

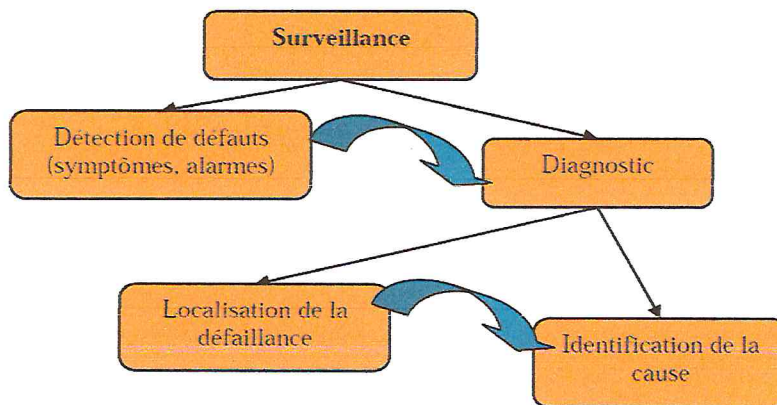


Figure I.04: Composantes de la surveillance industrielle

Alors La surveillance donne une réponse aux besoins d'information de la maintenance définie comme: un dispositif passif, informationnel qui analyse l'état du système et fournit des indicateurs.

La surveillance consiste notamment à détecter et à classer les défaillances en observant l'évolution du système puis à le diagnostiquer en localisant les éléments défaillants et en identifiant les causes premières. Elle se compose donc de deux fonctions principales qui sont la détection et le diagnostic, où la détection caractérisant le fonctionnement du système normal ou anormal[7].

I.3.2 Définitions de Diagnostic[8]

Le mot **diagnostic** peut avoir plusieurs interprétations selon le contexte et le domaine d'application. Le diagnostic des procédés industriels a pour objet de trouver la cause d'une défaillance ou d'un défaut. La définition de ce dernier adoptée par les instances internationales de normalisation "AFNOR" (association française de normalisation) est la suivante:

Le diagnostic est l'identification de la cause probable de là (ou des) défaillance(s) à l'aide d'un raisonnement logique fondé sur un ensemble d'informations provenant d'une inspection, d'un contrôle ou d'un test.

La responsabilité de garantir la disponibilité des systèmes repose sur la maintenance. D'après la norme AFNOR la maintenance est définie ainsi par:

I.3.3 La maintenance

Un ensemble des activités destinées à maintenir ou à rétablir un bien dans un état ou dans des conditions données de sûreté de fonctionnement, pour accomplir une fonction requise. On peut citer trois types de maintenance:

Chapitre I: État de l'art sur le diagnostic de défaut de la machine asynchrone

- **maintenance corrective:** intervient après la détection et la localisation d'un défaut;
- **maintenance préventive:** effectuée dans l'intention de réduire la probabilité de défaillance d'un bien ou la dégradation d'un service rendu. C'est une intervention de maintenance prévue, préparée et programmée avant la date probable d'apparition d'une défaillance. Le plus souvent, elle est systématique, c'est-à-dire une maintenance préventive effectuée selon un échéancier établi suivant le temps ou le nombre d'unités d'usage.
- **maintenance conditionnelle:** alternative à la maintenance systématique, faite l'objet d'une demande croissante dans un grand nombre d'application industrielle. Elle est basée sur la surveillance en continu de l'évolution du système, afin de prévenir un dysfonctionnement avant qu'il n'arrive. Elle n'implique pas la connaissance de la loi de dégradation. La décision d'intervention préventive est prise lorsqu'il y a évidence expérimentale du défaut imminent, ou approche d'un seuil de dégradation prédéterminé. Elle impose donc des traitements en ligne, au moins une partie.

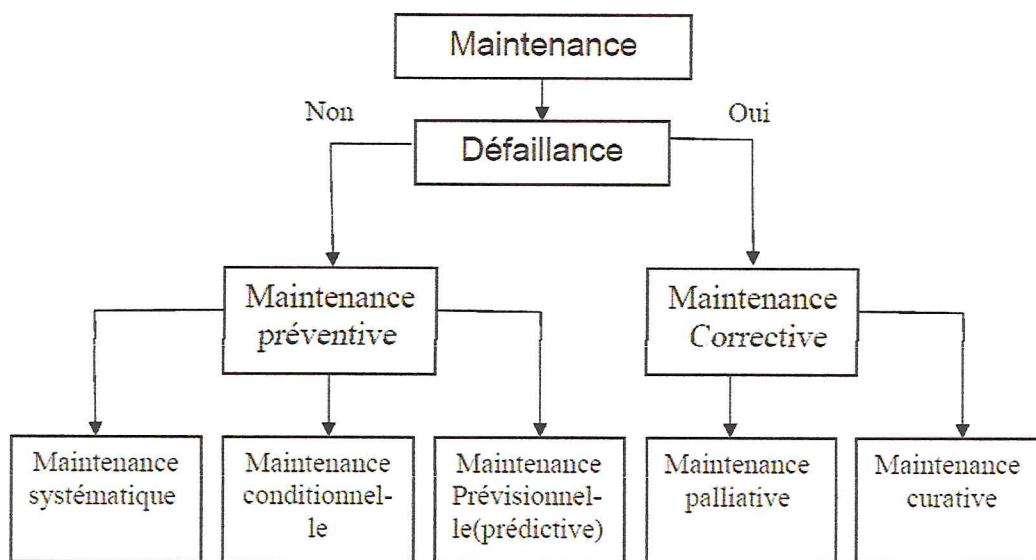


Figure I.05: Diagramme des différents concepts de maintenance

I.4 Principaux défauts dans la machine asynchrone à cage

Les défauts dans les entraînements électriques se répartissent en deux catégories : les défauts qui se produisent dans la machine électrique (défauts des roulements, inclinaison de l'axe) et ceux qui se produisent dans la chaîne d'entraînement à l'extérieur de la machine électrique (défauts dans la boîte de vitesse mécanique...). Notre étude est restreinte aux problèmes électriques qui se développent dans la machine asynchrone[9].

Chapitre I: État de l'art sur le diagnostic de défaut de la machine asynchrone

I.4.1 Cause des défauts

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

a) **Les générateurs de pannes ou initiateurs de défauts** : surchauffe du moteur, défaut Électrique (court-circuit), problèmes mécaniques, rupture de fixations, problème d'isolation, survoltage d'alimentation...

b) **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...

c) **Les vices de fabrication et les erreurs humaines** : défauts de fabrication, défectuosité des composants, protections inadaptées, mauvais dimensionnement de la machine etc[10][11].

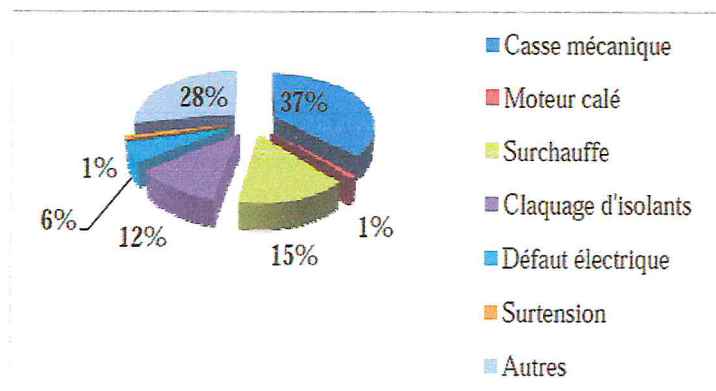


Figure I.06: Répartition des causes des défauts pour une machine asynchrone

I.4.2 Différents défauts dans la machine

On peut classer ces défaillances en quatre catégories :

- Défaillances statoriques.
- Défaillances rotoriques.
- Défaillances mécaniques (roulements).
- Autre défaillances.

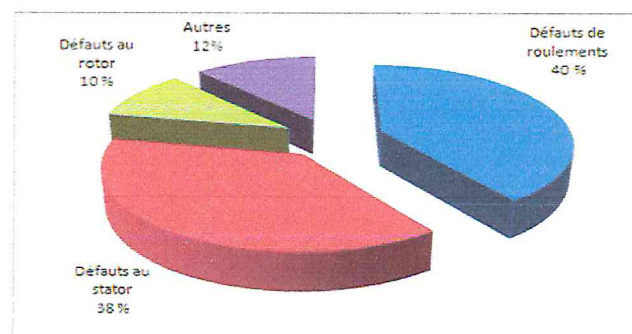


Figure I.07: Statistiques des pannes

Chapitre I: État de l'art sur le diagnostic de défaut de la machine asynchrone

I.4.2.1 Défaillances statoriques

I.4.2.1.1 Court-circuit dans une phase

Un court-circuit dans une phase est un des problèmes les plus difficiles à tolérer[12]. Dans ce cas, la littérature présente la phase concernée comme perdue sur une machine triphasée avec un onduleur à 3 bras, cela implique l'arrêt de la machine à cause des conséquences physique sur le moteur en cas de maintien de l'alimentation. La conséquence la plus importante est l'apparition des courants de court-circuit, le principal problème étant l'échauffement important pouvant propager la faute. L'importance est des courants de fautes dépend directement du nombre de spires en court-circuit.

Il faut aussi prendre en compte le fait que des spires en court-circuit engendrent un couple résistant dû aux courants induits par le flux d'excitation circulant et les mutuelles de la machines en fonctionnement. Ce couple résistant est une valeur à caractériser pour en prévoir les conséquences sur le fonctionnement suite à la panne de la machine[13].

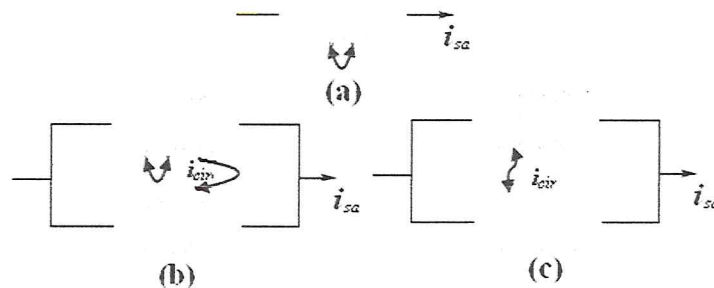


Figure I.08: a) court-circuit entre spires (b) le courant de circulation (c) court-circuit entre deux faisceaux

I.4.2.1.1 Court-circuit entre spires

Un court-circuit entre spires de la même phase est un défaut assez fréquent. Cette défaillance a pour origine à 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. 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 2ème court-circuit).

Par contre, le couple électromagnétique moyen délivré par la machine reste sensiblement identique hormis une augmentation des oscillations proportionnelle au défaut[14].

Chapitre I: État de l'art sur le diagnostic de défaut de la machine asynchrone

I.4.2.2 Défaillances rotoriques

I.4.2.2.1 Les cassures de barres

La rupture des barres d'une machine asynchrone est défaut le plus couramment étudié en laboratoire en raison de sa simplicité de réalisation.

La rupture de barre provoque une dissymétrie du rotor. Le résultat de la dissymétrie réside dans la création d'un champ tournant en sens opposé à celui généré par le stator et cela à la fréquence de glissement par conséquent, il y aura création d'un courant supplémentaire dans le bobinage statorique[15].

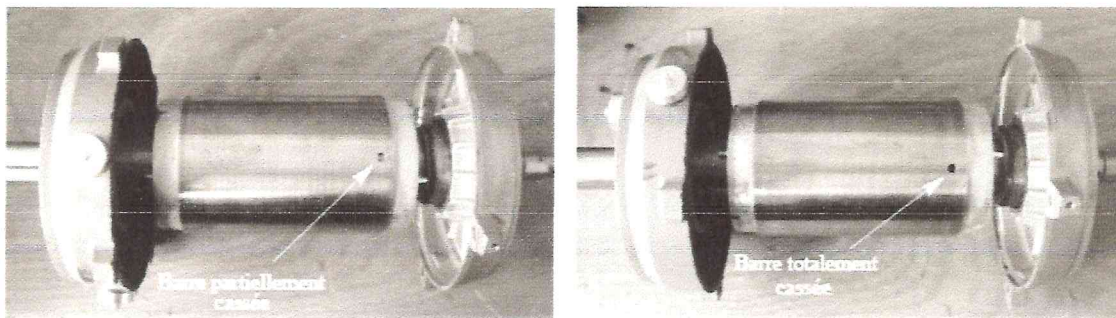


Figure I.09: Défaut d'une barre cassée

I.4.2.2.2 Les ruptures de portions d'anneaux des cages

Ces défauts apparaissent au niveau du bobinage rotorique. Ce sont les défauts les plus fréquents. Ils se présentent par des ruptures totales ou partielles d'une barre au niveau de l'anneau de la cage d'écureuil, ou par des ruptures d'une portion d'anneau. 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.

Suite à l'apparition de ce type de défauts, la machine continue à fonctionner, il est donc très difficile de détecter ces défaillances si la machine est en régime de défauts. Le courant qui conduit une barre cassée se répartit sur les autres barres, ces dernières seront surchargées, ce qui conduit à leurs ruptures, et par la suite la rupture d'un nombre plus important de barres, dans la machine.

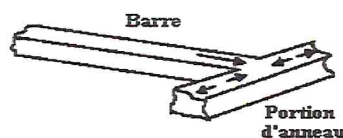


Figure I.10 : Schéma descriptif d'une barre et une portion d'anneaux

Chapitre I: État de l'art sur le diagnostic de défaut de la machine asynchrone

Les cassures de portions d'anneaux sont dues soit à des bulles de coulées ou aux dilatations entre les barres et les anneaux.

Les portions d'anneaux de court-circuit véhiculent des courants plus importants que ceux des barres rotoriques. Un mauvais dimensionnement des anneaux, une détérioration des conditions de fonctionnement ou une surcharge du couple et donc de courant peuvent entraîner leur cassure. La cassure d'une portion d'anneau engendre un comportement similaire à celui de la cassure de barres[16].

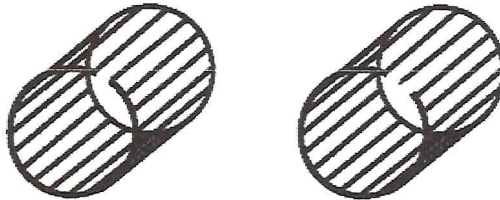


Figure I.11: Rupture d'une et de deux portions d'anneaux

I.4.3.3 Excentricité statique et dynamique

Parfois, la machine électrique peut être soumise à un décentrement du rotor, se traduisant par des oscillations de couple (décalage entre le centre de rotation de l'arbre et le centre du rotor). Ce phénomène est appelé excentricité (statique et dynamique) dont l'origine peut être liée à un positionnement incorrect des paliers lors de l'assemblage, à un défaut de roulement (usure), à un défaut de charge, ou à un défaut de fabrication (Usinage).

Trois cas d'excentricité, sont généralement distingués[17]:

- **l'excentricité statique** : le rotor est déplacé du centre de l'alésage stator mais tourne toujours autour de son axe.
- **l'excentricité dynamique** : le rotor est positionné au centre de l'alésage mais ne tourne plus autour de son axe.
- **l'excentricité 'mixte'** : associant les deux cas précédemment cités.

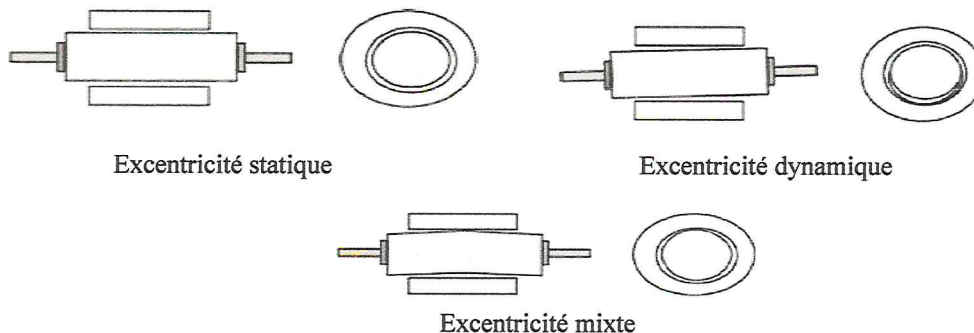


Figure I.11: Défauts d'excentricités statique, dynamique et mixte

Chapitre I: État de l'art sur le diagnostic de défaut de la machine asynchrone

I.4.2.3 Défaillances mécaniques

I.4.2.3.1 Roulements à billes

À l'interface entre le rotor et le stator, le roulement à billes présente aussi un vieillissement relativement rapide. Classiquement ce type de défaut est diagnostiqué à partir du spectre d'une mesure acoustique ou vibratoire. En partant du principe que l'entrefer n'est plus constant lors d'une défectuosité du roulement, R. Schoenet al [18] a montré que cette information était aussi présente dans le spectre du courant, puisque n'importe quelle excentricité produit des anomalies dans la distribution du champ dans l'entrefer.

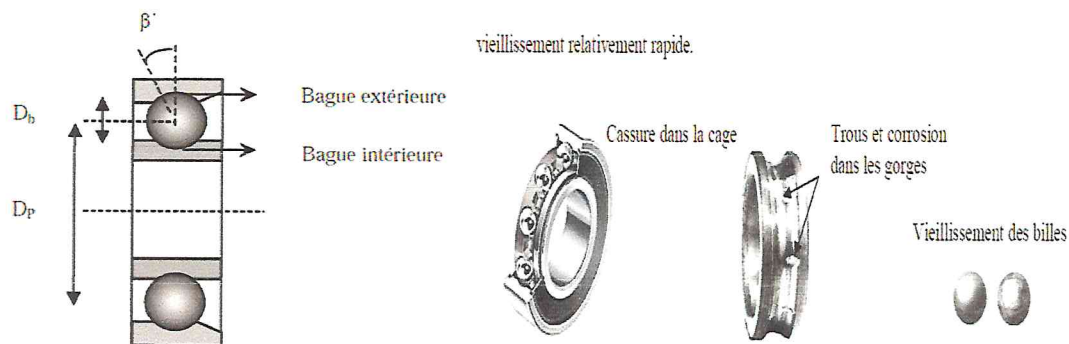


Figure I.12: Différentes défaillances des roulements à billes et leurs Dimensions

Dans son article, il a explicité l'expression analytique des fréquences liées aux défauts du roulement en fonction de ses paramètres mécaniques (nombre de billes de roulement, vitesse mécanique du rotor, l'angle de contact des billes avec les bagues), et donne la relation suivante [19]

$$f_r = \frac{N_b}{2} f_r \left[1 + \frac{B_d}{p_d} \cos \beta \right] \quad (I.01)$$

$$f_o = \frac{N_b}{2} f_r \left[1 - \frac{B_d}{p_d} \cos \beta \right] \quad (I.02)$$

$$f_b = \frac{p_d}{2} f_r \left[1 - \left(\frac{B_d}{p_d} \cos \beta \right)^2 \right] \quad (I.04)$$

$$f_b = \frac{f_r}{2} \left[1 - \left(\frac{B_d}{p_d} \cos \beta \right) \right] \quad (I.05)$$

$$f_{bng} = |f_s \pm m f_v| \quad (I.06)$$

Ou $m=1, 2, 3 \dots$ et f_v est une fréquence caractéristique de vibration.

On Suggère les expressions pour les trois types de défaut comme suit :

Chapitre I: État de l'art sur le diagnostic de défaut de la machine asynchrone

$$\text{Défaut de bague extérieur : } f_{\text{bng}} = |f_s \pm mf_0| \quad (\text{I.07})$$

$$\text{Défaut de bague intérieur : } f_{\text{bng}} = |f_s \pm f_r \pm mf_i| \quad (\text{I.08})$$

$$\text{Défaut de bille : } f_{\text{bng}} = |f_s \pm f_{\text{cage}} \pm mf_b| \quad (\text{I.09})$$

Les fréquences caractéristiques de vibration seront calculées sur la base des dimensions du roulement. Les cinq paramètres qui doivent être connus pour calculer les fréquences de défaut de roulement sont, le diamètre de la bille B_d , le diamètre moyen ou diamètre de la cage P_d , le nombre de bille N_b , l'angle de contact β en radians et la fréquence de rotation f_r .

I.4.2.4 Défauts divers

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

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

I.4.2.5 Conséquences Des Défauts

Les défauts qui surviennent sur les machines asynchrones conduisent à de multiples 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[21]:

- a) Fluctuations au niveau du couple et de la vitesse.
- b) Appel supplémentaire de courant.
- c) Déséquilibre au niveau de la tension et du courant de ligne.
- d) Augmentations des arrêts non programmés, des pertes de production, et par conséquent, du rendement global.

I.5 Méthodes De Diagnostic Des Machines Asynchrones

Les méthodes de diagnostic sont nombreuses et variées, elles correspondent à la diversité des problèmes rencontrés. Il est possible de les classer selon le schéma suivant :

Chapitre I: État de l'art sur le diagnostic de défaut de la machine asynchrone

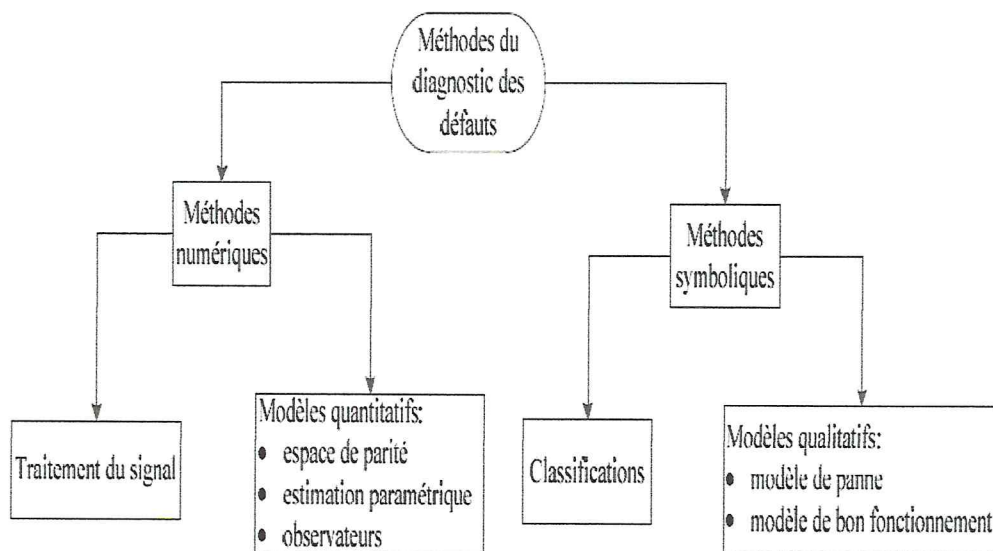


Figure I.13: Méthodes du diagnostic des défauts

Selon que l'on dispose, ou pas, d'un modèle mathématique représentatif du système, les méthodes de diagnostic se répartissent en deux grandes classes. Dans le premier cas, on a des redondances d'informations et la connaissance fournie par le modèle mathématique pour caractériser le mode de fonctionnement ou l'état du système puis décider s'il est normal ou anormal. Dans le deuxième cas, c'est l'analyse des données fournies par le système qui permet de décider de son état[22][23].

I.5.1 Approche signal

I.5.1.1 Méthodes de diagnostic des défauts basés sur l'analyse spectrale des signaux

L'analyse spectrale est utilisée depuis de nombreuses années pour détecter des défaillances dans les machines électriques, essentiellement les ruptures de barres au rotor des machines asynchrones, la dégradation des roulements, les excentricités et les courts circuits dans les bobinages. Ces cas se prêtent bien à cette approche dans la mesure où de nombreux phénomènes se traduisent par l'apparition de fréquences directement liées à la vitesse de rotation ou à des multiples de la fréquence d'alimentation.

La surveillance par analyse spectrale de la machine asynchrone consiste à effectuer une simple transformée de Fourier des grandeurs affectées par le défaut, et à visualiser les fréquences parasites constituant la signature d'un défaut dans la machine. Les grandeurs choisies

Chapitre I: État de l'art sur le diagnostic de défaut de la machine asynchrone

sont soit les grandeurs électriques (plus particulièrement les courants de ligne)[24][25], soit les grandeurs mécaniques (vibration, couple électromagnétique)[26][27].

Cette technique permet une surveillance rapide et peu onéreuse car elle exige un simple capteur de courant ou de vibration. Cependant, elle nécessite une analyse manuelle par un expert en surveillance des machines électriques.



Figure I.14: Principe de la surveillance par analyse spectrale

I.5.1.2 Méthode d'analyse temps-fréquence et temps échelle

L'analyse spectrale basée sur la transformée de Fourier (TF), fournit une bonne description des signaux stationnaires et pseudo-stationnaires, mais présente de nombreuses limitations quand les signaux à analyser ne sont pas stationnaires. Dans ce cas, la solution serait d'utiliser ce qu'on appelle les outils d'analyse temps-fréquence. Parmi ces méthodes, on peut citer[28]:

- transformée de Fourier sur une fenêtre glissante.
- transformée en Ondelettes.
- transformée de Wigner Ville.
- transformée d'Hilbert-Huang.

I.5.2 Méthodes de classification

De manière générale, on peut diviser les méthodes de classification entre méthodes avec apprentissage supervisé et méthodes avec auto-apprentissage. Les méthodes avec apprentissage supervisé ont besoin de connaître, à priori, les classes associées aux données d'entraînement.

Dans tous les cas, un vecteur résumant l'information (individu) qui correspond aux échantillons du système, est analysé pour trouver les caractéristiques des classes. La différence entre les 2 types de méthodes est la phase d'apprentissage.

Chapitre I: État de l'art sur le diagnostic de défaut de la machine asynchrone

Dans le contexte des méthodes basées sur la fouille de données, les méthodes qui se situent dans la « Machine d'apprentissage » permettent d'obtenir des règles ou des expressions de classification plus simples, de telle sorte que les résultats obtenus soient, facilement, interprétables. Un des objectifs de ces méthodes est que l'intervention humaine dans la phase d'entraînement soit minimale et qu'en même temps, les classes obtenues soient facilement et interprétables[29].

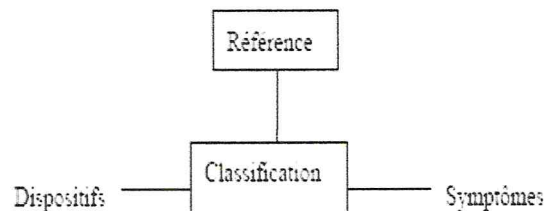


Figure I.15: Principe des méthodes de classification

I.5.3 Diagnostic à base de modèle

Le diagnostic de défaillances par des méthodes internes requiert un modèle fiable et suffisamment précis du système à surveiller. Il peut être plus ou moins agrégé, représentatif d'un modèle de bon fonctionnement ou de fonctionnement caractéristique d'une ou plusieurs défaillances. Selon ce mécanisme de diagnostic, on distingue:

- **surveillance par les observateurs (estimateurs):** ce modèle est décrit sous une représentation de variable d'état[30].
- **surveillance par redondance analytique (espace de parité):** cette méthode consiste à vérifier l'exactitude des équations mathématiques du modèle en se basant sur les sorties du procédé[31].
- **surveillance par estimation paramétrique:** c'est la détermination des vecteurs des paramètres qui gouvernent le comportement dynamique du système[32].

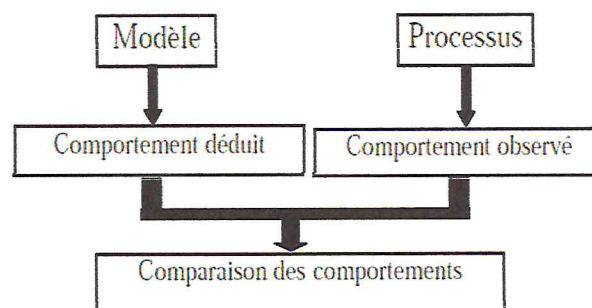


Figure I.16: Principe de fonctionnement de la méthode du modèle

Chapitre I: État de l'art sur le diagnostic de défaut de la machine asynchrone

I.5.4 Méthodes basées sur l'intelligence artificielle (IA)

L'intelligence artificielle (IA) est une branche de l'informatique qui traite la reproduction par la machine de certains aspects de l'intelligence humaine tels qu'apprendre à partir d'une expérience passée à reconnaître des formes complexes et à effectuer des déductions[33]. L'intérêt de recourir à l'intelligence artificielle (IA) pour résoudre le problème de diagnostic des défaillances, est dû principalement aux avantages suivants[34] :

- la non disponibilité de modèle explicite pour le cas de défaillances est un problème que les techniques de l'intelligence artificielle (IA) peuvent résoudre car basées sur la non nécessité de modélisation.
- L'insertion de connaissance d'expert, données sous forme linguistique soit pour la détection, ou la localisation de défauts ce qui permet de rendre le système de contrôle commande apte à effectuer l'insertion automatique des symptômes et la mémorisation de chaque nouvel acte (possibilité de son auto instruction).
- La simplicité dans la mise en œuvre, une fois préparées les règles d'expert.
- La robustesse face aux perturbations.

Parmi ces méthodes, nous pouvons citer :

- Réseaux de neurones artificiels.
- Reconnaissances des formes (RDF) et la Logique floue.

I.6 Conclusion

Dans ce chapitre nous avons donné une vue générale sur les composants de la machine asynchrone, les méthodes de surveillance des systèmes industriels.

Ensuite nous avons présenté les différentes défaillances dans la machine asynchrone comme court-circuit, rupture des barres, excentricité. En plus de sa nous avons cite quelques approches de diagnostic de ses défauts.

Chapitre II

La modélisation de la MAS en présence de défaut

II.1 Introduction

L'étude du régime de fonctionnement transitoire et permanent d'une machine asynchrone, nécessite l'élaboration d'un modèle mathématique qui tient compte des différents phénomènes enregistrés dans celle-ci. La modélisation est indispensable quelque soit l'objectif de l'étude envisagée qu'elle soit commande ou surveillance[35].

La modélisation décrite dans ce chapitre a pour objet de représenter un modèle de la machine asynchrone à cage d'écureuil en présence de défaut. Dans la première étape, nous détaillons le modèle de la machine asynchrone à cage d'écureuil à l'état sain, puis nous introduisons dans ce modèle la défaillance de rupture des barres rotorique.

II.2 Modèle multi-enroulement d'une machine asynchrone

L'objectif est avant tout de posséder un modèle de la machine asynchrone qui met en évidence l'influence des défauts étudiés sur les grandeurs mesurables de la machine (courants, vitesse, couple, ...), afin d'étudier les phénomènes mis en jeu.

Pour se faire, on va modéliser le rotor de la machine par des mailles reliées entre elles électriquement et couplées magnétiquement, afin de disposer d'un modèle mathématique où les paramètres mesurables apparaissent explicitement et ne nécessitent pas d'outils de calcul complexes.

On introduit dans notre étude le modèle de la machine asynchrone où on considère le stator avec des constitutions symétriques pour permettre d'avoir une force magnétomotrice sinusoïdale dans l'entrefer et le rotor à une structure de mailles[36].

En Considérant les hypothèses de départ simplificatrices suivantes :

- L'entrefer est constant, l'effet d'encoche est négligé.
- Perméabilité relative du fer très grande.
- La répartition dans l'entrefer de la force magnétomotrice et du flux sont sinusoïdaux.
- Pas de saturation, effet pelliculaire nul, courants de Foucault négligeable hors des barres rotoriques.

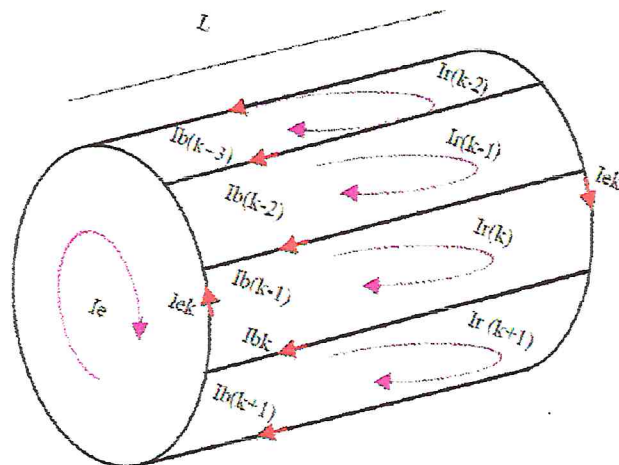


Figure II.01: Structure électrique du rotor

En plus de ces hypothèses, on suppose que le stator est sain.

II.3 Calcul des inductions [37][17]

II.3.1 Stator

L'induction due à la bobine statorique de la phase m s'écrit :

$$B_{sm} = \frac{\pi}{2} \mu_0 \frac{N_s}{ep} I_{sm} \cos\left(-m \frac{2\pi}{3}\right) \quad (\text{II.01})$$

Par conséquent, le flux principal et l'inductance cyclique sont donnés par :

$$\Phi_{Psm} = \frac{4}{\pi} \mu_0 \frac{N_s^2}{ep^2} RL I_{sm} \quad (\text{II.02})$$

$$L_{sc} = \frac{3}{2} I_{sp} + I_{sl} = \frac{6}{\pi} \mu_0 \frac{N_s^2}{ep^2} RL + I_{sl} \quad (\text{II.03})$$

II.3.2 Rotor

La figure II.2 représente la forme d'onde de l'induction produite par la maille rotorique k .

I_{rk} représente le courant de maille k et I_{bk} le courant de barre K avec : $I_{bk} = I_{rk} - I_{r(k-1)}$

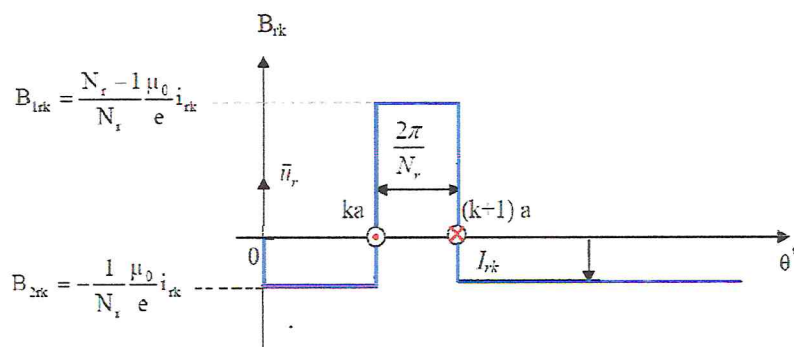


Figure II.02: Induction magnétique produite par une maille du rotor

On voit bien, à travers la figure II.2 qu'il n'est pas possible de retenir l'hypothèse du premier

Chapitre II: Modélisation de la MAS en présence de défaut

harmonique qui concerne l'induction produite par une maille du rotor. Partant de cette répartition, on calcule alors l'inductance principale d'une maille rotorique ainsi que la mutuelle entre deux mailles :

$$M_{rr} = -\frac{1}{N_r^2} \frac{\mu_0}{e} 2\pi RL \quad (\text{II.04})$$

$$L_{rp} = -\frac{N_r - 1}{N_r^2} \frac{\mu_0}{e} 2\pi RL \quad (\text{II.05})$$

II.3.3 Inductances Mutuelles entre Stator et Rotor

L'induction produite par la bobine statorique de la phase m induit dans la maille rotorique est donnée par :

$$\Phi_{smk} = \int_{S_{rk}} \vec{B}_{sm} \cdot \vec{d}S_{rk} = - \int_{\frac{\theta}{p} + K\frac{2\pi}{N_r} + \frac{\pi}{N_r}}^{\frac{\theta}{p} + K\frac{2\pi}{N_r} + \frac{\pi}{N_r}} B_{sm}(\theta') RL \theta' \quad (\text{II.06})$$

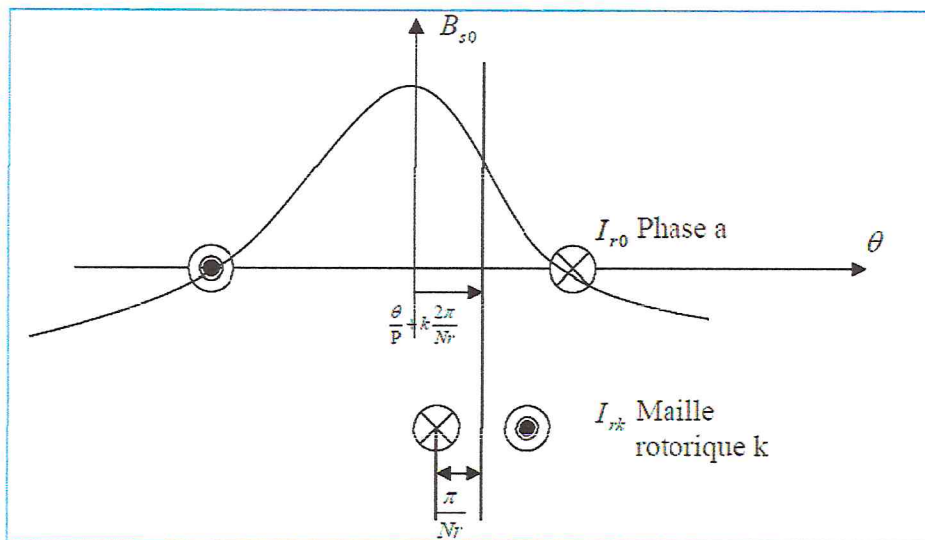


Figure II.03: Induction produite par une maille du rotor de la phase statorique

Il en résulte le mutuel stator rotor entre la phase statorique met la maille rotorique K:

$$M_{smk} = -M_{sr} \cos\left(p\theta - m\frac{2\pi}{3} + K\alpha\right) \quad (\text{II.07})$$

Ou :

$$M_{sr} = \frac{4}{\pi} \frac{\mu_0}{e p^2} N_s \cdot RL \cdot \sin\left(\frac{\alpha}{2}\right) \quad (\text{II.08})$$

Et : $\alpha = p\frac{2\pi}{N_r}$ est l'angle électrique entre deux mailles rotoriques.

II.4 Mise en équation

Chapitre II: Modélisation de la MAS en présence de défaut

II.4.1 Equations statorique

Les tensions statoriques son données par :

$$[V_{sabc}] = [Rs][I_{sabc}] + \frac{d[\phi_{sabc}]}{dt} \quad (II.09)$$

Après transformation de PARK, les équations électriques exprimées dans le repère lié au rotor s'écrivent comme suit:

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s I_{sd} - \omega \phi_{sd} + \frac{d\phi_{sd}}{dt} \\ V_{qs} = R_s I_{sq} - \omega \phi_{sq} + \frac{d\phi_{sq}}{dt} \end{cases} \quad (II.10)$$

Avec :

$$\phi_{sdq} = \begin{bmatrix} L_{sc} & 0 \\ 0 & L_{sc} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{ds} \\ I_{qs} \end{bmatrix} - M_{sr} \begin{bmatrix} \dots & \cos \alpha_j & \dots \\ \dots & \sin \alpha_j & \dots \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{r0} \\ \vdots \\ I_{rj} \\ \vdots \\ I_{r(Nr-1)} \end{bmatrix} \quad (II.11)$$

Tel que : $j \in [0, Nr - 1]$

II.4.2 Equations rotorique

A partir de la cage rotorique qui est représentée par le schéma équivalent de la figure II.4, les équations électriques rotorique peuvent se calculer comme suit [37] :

Sachant que :

Pour le nœud N° 1 :

$$I_{bk} = I_{rk} - I_{r(k-1)} \quad (II.12)$$

Pour le nœud N° 2 :

$$I_{b(k-1)} = I_{r(k-1)} - I_{rk} \quad (II.13)$$

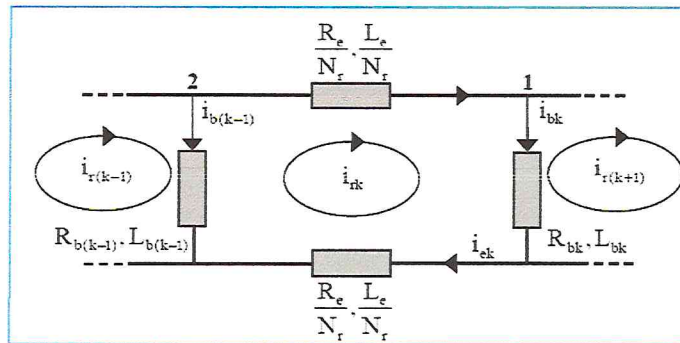


Figure II.04: Schéma équivalent des mailles rotorique

L'équation électrique d'une maille K est donnée par :

Chapitre II: Modélisation de MAS a cage en présence de défaut

$$I_{b(k-1)} = I_{r(k-1)} - I_{rk} \quad (II.13)$$

L'équation électrique d'une maille K est donnée par :

$$0 = \frac{R_e}{N_r} I_{rk} - R_{b(k-1)} I_{b(k-1)} + \frac{R_e}{N_r} [I_{r(k)} - I_e] + R_{bK} I_{bK} + \frac{d\phi_{rk}}{dt} \quad (II.14)$$

Le flux induit dans la maille rotorique s'écrit de la manière suivante :

$$\phi_{rk} = \left(L_{rp} + \frac{2L_e}{N_r} + 2L_b \right) I_{rk} + M_{rr} \sum_{\substack{j=0 \\ j \neq K}}^{N_r-1} I_{rj} - \frac{3}{2} M_{sr} (I_{ds} \cos K\alpha + I_{qs} \sin K\alpha) + \frac{L_e}{N_r} (I_{rK} + I_{eK}) + L_b (-I_{r(k-1)} + I_{bK}) \quad (II.15)$$

On essaye d'écrire l'équation (II.15) uniquement en fonction des courants de maille ;

En utilisant les expressions (II.12), (II.13)

$$\text{et } I_{rk} - I_e = I_{ek} \quad (II.16)$$

On aboutit à :

$$\phi_{rk} = \left(L_{rp} + \frac{2L_e}{N_r} + 2L_b \right) I_{rk} + M_{rr} \sum_{\substack{j=0 \\ j \neq K}}^{N_r-1} I_{rj} - L_b (I_{r(k-1)} + I_{r(k+1)}) - \frac{3}{2} M_{sr} (I_{ds} \cos K\alpha + I_{qs} \sin K\alpha) - \frac{L_e}{N_r} I_e \quad (II.17)$$

On calcule $\frac{d\phi_{rk}}{dt}$:

$$\begin{aligned} \frac{d\phi_{rk}}{dt} &= \left(L_{rp} + \frac{2L_e}{N_r} + 2L_b \right) \frac{dI_{rk}}{dt} \\ &+ M_{rr} \sum_{\substack{j=0 \\ j \neq K}}^{N_r-1} \frac{dI_{rj}}{dt} - L_b \left(\frac{dI_{r(k-1)}}{dt} + \frac{dI_{r(k+1)}}{dt} \right) - \frac{3}{2} M_{sr} \left(\frac{dI_{ds}}{dt} \cos K\alpha + \frac{dI_{qs}}{dt} \sin K\alpha \right) \\ &\quad - \frac{L_e}{N_r} \frac{dI_e}{dt} \end{aligned} \quad (II.18)$$

On remplace $\frac{d\phi_{rk}}{dt}$ dans l'équation (II.14):

$$\begin{aligned} 0 &= \frac{R_e}{N_r} I_{rk} - R_{b(k-1)} [I_{r(k-1)} - I_{rK}] - \frac{R_e}{N_r} I_e + \frac{R_e}{N_r} I_{rk} + R_{bK} [I_{rK} - I_{r(k-1)}] + \left(L_{rp} + \frac{2L_e}{N_r} + \right. \\ &2L_b \left. \right) \frac{dI_{rk}}{dt} + \left(L_{rp} + \frac{2L_e}{N_r} + 2L_b \right) \frac{dI_{rk}}{dt} + \\ &M_{rr} \sum_{\substack{j=0 \\ j \neq K}}^{N_r-1} \frac{dI_{rj}}{dt} - L_b \left(\frac{dI_{r(k-1)}}{dt} + \frac{dI_{r(k+1)}}{dt} \right) - \frac{3}{2} M_{sr} \left(\frac{dI_{ds}}{dt} \cos K\alpha + \frac{dI_{qs}}{dt} \sin K\alpha \right) - \frac{L_e}{N_r} \frac{dI_e}{dt} \end{aligned} \quad (II.19)$$

L'équation (II.19) peut s'écrire sous la forme état suivante :

Chapitre II: Modélisation de MAS a cage en présence de défaut

$$\begin{bmatrix}
 L_{sc} & 0 & \dots & \dots & \dots & -M_{sr} \cos j \alpha & \dots & \dots & 0 \\
 0 & L_{sc} & \dots & \dots & \dots & -M_{sr} \sin j \alpha & \dots & \dots & 0 \\
 \vdots & \vdots & L_{rp} + \frac{2L_e}{Nr} + 2L_b & M_{rr} - L_b & M_{rr} & \dots & M_{rr} & M_{rr} - L_b & -\frac{L_e}{Nr} \\
 \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\
 -\frac{3}{2}M_{sr} \cos K \alpha & -\frac{3}{2}M_{sr} \sin K \alpha & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\
 \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\
 \vdots & \vdots & M_{rr} - L_b & M_{rr} & \dots & M_{rr} & M_{rr} - L_b & L_{rp} + \frac{2L_e}{Nr} + 2L_b & -\frac{L_e}{Nr} \\
 0 & 0 & -\frac{L_e}{Nr} & \dots & \dots & \dots & \dots & \frac{L_e}{Nr} & L_e
 \end{bmatrix}
 \begin{bmatrix}
 \frac{d}{dt} \\
 \frac{d}{dt} \\
 \frac{d}{dt} \\
 \frac{d}{dt} \\
 \frac{d}{dt} \\
 \frac{d}{dt} \\
 \frac{d}{dt} \\
 \frac{d}{dt} \\
 \frac{d}{dt}
 \end{bmatrix}
 \begin{bmatrix}
 i_{sd} \\
 i_{sq} \\
 I_{r0} \\
 \vdots \\
 I_{rj} \\
 \vdots \\
 I_{r(Nr-1)} \\
 I_e
 \end{bmatrix}
 =
 \begin{bmatrix}
 R_s & -\omega L_{sc} & \dots & \dots & -M_{sr} \cos j \alpha & \dots & \dots & \dots & 0 \\
 -\omega L_{sc} & R_s & \dots & \dots & -M_{sr} \sin j \alpha & \dots & \dots & \dots & 0 \\
 0 & 0 & 2\frac{R_e}{Nr} + R_{b0} + R_{b(Nr-1)} & -R_{b0} & 0 & 0 & \dots & -R_{b(Nr-1)} & \frac{R_e}{Nr} \\
 0 & 0 & 0 & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \vdots \\
 0 & 0 & 0 & -R_{b(K-1)} & 2\frac{R_e}{Nr} + R_{bK} + R_{b(K-1)} & -R_{bK} & \dots & 0 & \vdots \\
 0 & 0 & 0 & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \vdots \\
 0 & 0 & -R_{b(Nr-2)} & 0 & 0 & -R_{b(K-2)} & 2\frac{R_e}{Nr} + R_{b(Nr-2)} + R_{b(Nr-1)} & \frac{R_e}{Nr} & I_{r(Nr-1)} \\
 0 & 0 & \frac{R_e}{Nr} & \dots & \dots & \dots & \dots & \frac{R_e}{Nr} & I_e \\
 0 & 0 & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & R_e & \dots
 \end{bmatrix}
 \begin{bmatrix}
 i_{sd} \\
 i_{sq} \\
 I_{r0} \\
 \vdots \\
 I_{rj} \\
 \vdots \\
 I_{r(Nr-1)} \\
 I_e
 \end{bmatrix}
 \quad (II.20)$$

II.4.3 Équation mécanique

Elle est définie par la relation suivante [38] :

$$\frac{d\Omega_r}{dt} = \frac{1}{J} (C_e - C_r - f \cdot \Omega_r) \quad (II.21)$$

J : Le moment d'inertie de la partie tournante

C_e : Le couple électromagnétique de la MAS

C_r : Le couple de charge,

f : Le coefficient de frottement

II.5 Modèle de taille réduit

La représentation du système par l'expression (II.20) fait apparaître un système d'ordre élevé car il est constitué du nombre de phases statoriques, du nombre de phases rotoriques et des équations électromécaniques.

Nous avons appliqué une transformation de Park étendue au système rotorique de manière à transformer ce système à n_b phases en un système (d, q).

Nous pouvons définir un vecteur d'état [X] qui, après l'application de cette matrice de transformation, donnera [37]:

$$[X_{odqs}] = [T_{3 \times 3}(\theta_r)] [X_{abcs}]$$

$$[X_{odqr}] = [T_{3 \times n_b}(\theta_r)] [X_{rk}]$$

Chapitre II: Modélisation de la MAS en présence de défaut

Alors :

$$[X_{abcs}] = [T_{3 \times 3}(\theta_r)]^{-1} [X_{odqs}]$$

$$[X_{rk}] = [T_{3 \times n_b}(\theta_r)]^{-1} [X_{odqr}]$$

Avec :

$$[T_{3 \times n}(\theta_r)] = \frac{2}{n} \begin{bmatrix} \frac{1}{2} & & & & \frac{1}{2} \\ \cos \theta_r & \cos(\theta_r - k.p.\frac{2\pi}{n}) & \dots & \cos(\theta_r - (n-1)k.p.\frac{2\pi}{n}) \\ -\sin \theta_r & -\sin(\theta_r - k.p.\frac{2\pi}{n}) & \dots & -\sin(\theta_r - (n-1)k.p.\frac{2\pi}{n}) \end{bmatrix}$$

Et :

$$[T_{3 \times n}(\theta_r)]^{-1} = \begin{bmatrix} 1 & \cos \theta_r & -\sin \theta_r \\ 1 & \cos(\theta_r - k.p.\frac{2\pi}{n}) & -\sin(\theta_r - k.p.\frac{2\pi}{n}) \\ \vdots & \vdots & \vdots \\ 1 & \cos(\theta_r - (n-1)k.p.\frac{2\pi}{n}) & -\sin(\theta_r - (n-1)k.p.\frac{2\pi}{n}) \end{bmatrix}$$

L'application de la transformation de Park à l'équation statorique suivante :

$$[V_s] = [R_s][I_s] + \frac{d}{dt} \{ [L_{ss}] \cdot [I_s] \} + \frac{d}{dt} \{ [L_{sr}] [I_{rk}] \} \quad (II.22)$$

Donne :

$$\begin{aligned} [V_{odqs}] &= \{ [T_{3 \times 3}(\theta_s)] [R_s] [T_{3 \times 3}(\theta_s)]^{-1} \} [I_{odqs}] + \{ [T_{3 \times 3}(\theta_s)] [L_{ss}] [T_{3 \times 3}(\theta_s)]^{-1} \} \frac{d}{dt} [I_{odqs}] \\ &+ \left\{ [T_{3 \times 3}(\theta_s)] [L_s] \frac{d}{dt} [T_{3 \times 3}(\theta_s)]^{-1} \right\} [I_{odqs}] + \{ [T_{3 \times 3}(\theta_s)] [L_{sr}] [T_{3 \times n_b}(\theta_r)]^{-1} \} \frac{d}{dt} [I_{odqr}] \\ &+ \left\{ [T_{3 \times 3}(\theta_s)] \frac{d}{dt} \{ [L_{sr}] [T_{3 \times n_b}(\theta_r)]^{-1} \} \right\} [I_{odqr}] \end{aligned}$$

L'application de la transformation de Park à l'équation rotorique suivante :

$$[V_r] = [R_r][I_{rk}] + \frac{d}{dt} \{ [L_{rr}] \cdot [I_{rk}] \} + \frac{d}{dt} \{ [L_{rs}] \cdot [I_s] \} \quad (II.23)$$

Donne de la même façon :

$$\begin{aligned} [V_{odqr}] &= \{ [T_{3 \times n_b}(\theta_r)] [R_r] [T_{3 \times n_b}(\theta_r)]^{-1} \} [I_{odqr}] + \{ [T_{3 \times n_b}(\theta_r)] [L_r] [T_{3 \times n_b}(\theta_r)]^{-1} \} \frac{d}{dt} [I_{odqr}] \\ &+ \left\{ [T_{3 \times n_b}(\theta_r)] [L_{sr}] \frac{d}{dt} [T_{3 \times 3}(\theta_s)]^{-1} \right\} \frac{d}{dt} [I_{odqr}] + \left\{ [T_{3 \times n_b}(\theta_r)] \frac{d}{dt} [L_{rs}] [T_{3 \times 3}(\theta_s)]^{-1} \right\} [I_{odqs}] \end{aligned} \quad (II.24)$$

Chapitre II: Modélisation de la MAS en présence de défaut

Les repères de la transformation de *Park* des grandeurs statoriques et celles des grandeurs rotoriques doivent coïncider pour simplifier les équations.

Ceci se fait en liant les angles θ_s et θ_r par la relation :

$$\theta_s = \theta + \theta_r \quad (\text{II.25})$$

Les flux dans le référentiel de Park sont donnés par les relations suivantes :

$$\begin{cases} \varphi_{ds} = L_{sc} I_{ds} + \frac{n_b M_{sr}}{2} I_{dr} \\ \varphi_{qs} = L_{sc} I_{qs} + \frac{n_b M_{sr}}{2} I_{qr} \\ \varphi_{dr} = \frac{3M_{sr}}{2} I_{ds} + L_{dqr} I_{dr} \\ \varphi_{qr} = \frac{3M_{sr}}{2} I_{qs} + L_{dqr} I_{qr} \end{cases} \quad (\text{II.26})$$

II.6 Choix du référentiel

Il existe différentes possibilités pour choisir un système d'axe de référence et cela dépend généralement des objectifs de l'application. on distingue trois cas possibles :

- Axes solidaires du champ tournant : est utilisé pour l'étude de la commande.
- Axes liés au stator ($\theta_s = 0$) : est utilisé pour l'étude des grandeurs rotorique.
- Axes tournants à la vitesse du rotor ($\theta_r = 0$) : est utilisé pour l'étude des grandeurs statoriques[39].

II.6.1 Dans un référentiel lié au stator

Dans ce cas les repères (α_s, β_s) et (d, q) sont confondus, C'est le référentiel le mieux adopté pour travailler avec les grandeurs instantanées. Il se traduit par la condition

$$\frac{d\theta_s}{dt} = 0; \frac{d\theta_r}{dt} = -\frac{d\theta}{dt} = -\omega = -p\Omega$$

D'où les équations électriques suivantes :

Chapitre II: Modélisation de la MAS en présence de défaut

$$\begin{bmatrix} L_{sc}.I_2 & \frac{n_b}{2}.M_{sr}.I_2 & \vdots & 0 \\ \frac{3}{2}M_{sr}.I_2 & L_{dqr}.I_2 & \vdots & 0 \\ \dots & \dots & \vdots & \dots \\ 0 & 0 & \vdots & L_e \end{bmatrix} \cdot \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} I_{dqs} \\ I_{dqr} \\ \dots \\ I_e \end{bmatrix} = \quad (II.31)$$

$$\begin{bmatrix} V_{dqs} \\ V_{dqr} \\ \dots \\ V_e \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s.I_2 + \omega.L_{sc}.J_2 & \frac{n_b}{2}.\omega.M_{sr}.J_2 & \vdots & 0 \\ .0.I_2 & R_{dqr}.I_2 & \vdots & 0 \\ \dots & \dots & \vdots & \dots \\ 0 & 0 & \vdots & R_e \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{dqs} \\ I_{dqr} \\ \dots \\ I_e \end{bmatrix}$$

Avec : $I_2 = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}$; $J_2 = \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}$

$$L_{dqr} = L_{mj} - L_{rkj} + \frac{2.L_e}{n_b} + 2.L_e(1 - \cos\alpha)$$

$$L_{sc} = \frac{4\mu_0 N_s^2 r l}{\pi.g.p^2} + L_{sf}$$

$$R_{dqr} = 2 \frac{R_e}{n_b} + 2.R_b(1 - \cos\alpha)$$

II.6.4 L'expression du couple

Le couple électromagnétique est peut être obtenu à l'aide d'un bilan de puissance. Par ailleurs la puissance électrique instantanée fournie aux enroulements statoriques et rotoriques en fonction des grandeurs d'axes (d, q) est donnée par l'expression suivante[42] :

$$P_e = V_{ds}.I_{ds} + V_{qs}.I_{qs} + V_{dr}.I_{dr} + V_{qr}.I_{qr}$$

Cette puissance se décompose en trois termes :

- Puissance dissipée en pertes joules

$$R_s(I_{ds}^2 + I_{qs}^2) + R_r(I_{dr}^2 + I_{qr}^2) \quad (II.32)$$

- Puissance représentant les échanges d'énergie électromagnétique avec la source

$$I_{ds} \frac{d\varphi_{ds}}{dt} + I_{qs} \frac{d\varphi_{qs}}{dt} + I_{dr} \frac{d\varphi_{dr}}{dt} + I_{qr} \frac{d\varphi_{qr}}{dt} \quad (II.33)$$

- Puissance mécanique

$$P_m = (\varphi_{ds}.I_{qs} - \varphi_{qs}.I_{ds})\omega = C_e.\Omega = C_e.\frac{\omega}{p} \quad (II.34)$$

Chapitre II: Modélisation de la MAS en présence de défaut

On peut avoir plusieurs expressions scalaires du couple toutes égales, en manipulant les expressions du flux ou courants à partir du système d'équations (II.26) Le choix de celle à utiliser dépendra du vecteur d'état choisi .Donc, il en résulte les expressions du couple :

$$\begin{aligned}
 C_e &= p \cdot (\varphi_{ds} \cdot I_{qs} - \varphi_{qs} \cdot I_{ds}) \\
 C_e &= \frac{1}{2} \cdot p \cdot n_b \cdot M_{sr} \cdot (I_{ds} \cdot I_{qr} - I_{qs} \cdot I_{dr}) \\
 C_e &= \frac{3}{4} \cdot p \cdot n_b \cdot M_{sr} \cdot (\varphi_{dr} \cdot I_{qs} - \varphi_{qr} \cdot I_{ds})
 \end{aligned}
 \tag{II.35}$$

II.7. Modèle réduit avec une cassure de barre [4]

La simulation de ce type de défaillance est réalisée, en utilisant deux méthodes différentes, le but étant d'annuler le courant qui traverse la barre incriminée.

La première méthode de modélisation consiste à reconstituer totalement le circuit électrique rotorique. Dans ce type d'approche, la barre rotorique défaillante est enlevée du circuit électrique, ce qui oblige à recalculer les matrices des résistances $[R_r]$ et des inductances $[L_r]$ de la machine asynchrone.

En effet, la suppression d'une barre de la cage nous donne des matrices $[R_r]$ et $[L_r]$ de rang inférieur à celle développée pour la machine saine.

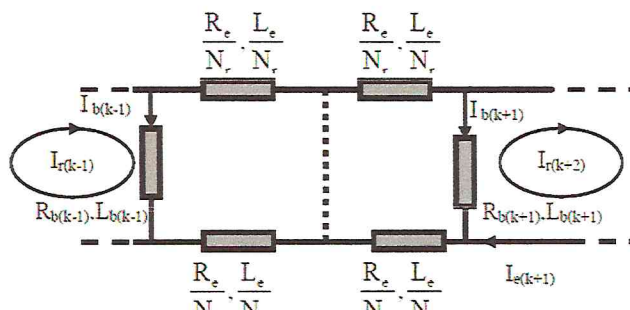
La seconde approche envisageable consiste à augmenter artificiellement la valeur de la résistance de la barre ou de la portion d'anneau incriminée d'un facteur suffisant pour que le courant qui la traverse soit le plus proche possible de zéro en régime permanent.

En comparaison avec la première méthode, la structure du circuit électrique rotorique n'est pas modifiée car nous considérons, dans ce type de modélisation, qu'une rupture de barre n'altère pas les inductances propres et mutuelles de la cage rotorique.

Par conséquent, le programme de simulation s'adaptera à cette nouvelle contrainte et nous donnera l'évolution temporelle des différents signaux pour un fonctionnement de la machine avec ce type de défaut.

De plus, la simulation d'une barre partiellement cassée (barre fissurée de moitié par exemple) ne peut pas être envisagée si nous utilisons la première méthode de modélisation alors qu'elle est tout à fait faisable avec la seconde.

La figure suivante représente un schéma de deux mailles adjacentes en présence de la rupture d'une barre[17].



Chapitre II: Modélisation de la MAS en présence de défaut

Figure II.05: Schéma équivalent de la cage rotorique avec une barre rompue

Dans le cas où le défaut concernerait la barre k , la nouvelle matrice de résistances rotoriques s'écrit :

$$[R_{rf}] = [R_r] + [R'_r]$$

$$\text{Ou : } [R'_r] = \begin{bmatrix} 0 & \dots & 0 & 0 & 0 & \dots \\ & \dots & & & & \dots \\ \vdots & \dots & \vdots & \vdots & & \dots \\ & \dots & & & & \dots \\ 0 & \dots & 0 & 0 & 0 & \dots \\ 0 & \dots & R'_{bk} & -R'_{bk} & 0 & \dots \\ 0 & \dots & -R'_{bk} & R'_{bk} & 0 & \dots \\ 0 & \dots & 0 & 0 & 0 & \dots \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & 0 & \dots \end{bmatrix}$$

En appliquant la matrice de transformation étendue de Park, la matrice de défaut rotorique s'écrit :

$$[R_{rfdq}] = [T(\theta_r)] [R_{rf}] [T(\theta_r)]^{-1} = [T(\theta_r)] ([R_r] + [R'_r]) [T(\theta_r)]^{-1} \quad (\text{II.37})$$

Ou :

$$[R_{rfdq}] = \begin{bmatrix} R_{rdd} & R_{rdq} \\ R_{rqd} & R_{rqq} \end{bmatrix}$$

Donc, en tenant compte du défaut de cassure de barres les équations électriques (II.30) se réécrivent sous la forme suivante :

Chapitre II: Modélisation de la MAS en présence de défaut

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s I_{ds} + \frac{d\varphi_{ds}}{dt} - \omega_s \varphi_{qs} \\ V_{qs} = R_s I_{qs} + \frac{d\varphi_{qs}}{dt} + \omega_s \varphi_{ds} \\ 0 = R_{rdd} I_{dr} + R_{rdq} I_{qr} + \frac{d\varphi_{dr}}{dt} - \omega_r \varphi_{qr} \\ 0 = R_{rqd} I_{dr} + R_{rqq} I_{qr} + \frac{d\varphi_{qr}}{dt} + \omega_r \varphi_{dr} \end{cases} \quad (\text{II.38})$$

Avec :

$$R_{rdd} = \frac{2}{n_b} \left[\left(2 \frac{R_e}{N_r} + R_{b1} + R_{nb} \right) \cos^2 0\alpha + \left(2 \frac{R_e}{n_b} + R_{b2} + R_{b1} \right) \cos^2 1\alpha + \dots + \left(2 \frac{R_e}{n_b} + R_{nb-1} + R_{bnb} \right) \cos^2 (nb-1)\alpha \right] - \frac{4}{n_b} [(R_{b1} \cos 0\alpha \cos 1\alpha) + (R_{b2} \cos 1\alpha \cos 2\alpha) + \dots + (R_{nb} \cos nb\alpha \cos 1\alpha)]$$

$$R_{rdq} = \frac{2}{n_b} \left[\left(2 \frac{R_e}{N_r} + R_{b1} + R_{nb} \right) \cos 0\alpha \cdot \sin 0\alpha + \left(2 \frac{R_e}{n_b} + R_{b2} + R_{b1} \right) \cos 1\alpha \cdot \sin 1\alpha + \dots + \left(2 \frac{R_e}{n_b} + R_{nb-1} + R_{bnb} \right) \cos (nb-1)\alpha \cdot \sin (nb-1)\alpha \right] + \frac{2}{n_b} [(R_{b1} \cos 0\alpha \cdot \sin 1\alpha) + (R_{b2} \cos 1\alpha \cdot \sin 2\alpha) + \dots + (R_{nb} \cdot \sin (nb-1)\alpha \cdot \cos 1\alpha)] + \frac{2}{n_b} [(R_{b1} \sin 0\alpha \cos 1\alpha) + (R_{b2} \sin 1\alpha \cos 2\alpha) + \dots + (R_{nb} \cdot \cos (nb-1)\alpha \sin 1\alpha)]$$

$$R_{rqd} = \frac{2}{n_b} \left[\left(2 \frac{R_e}{N_r} + R_{b1} + R_{nb} \right) \cos 0\alpha \cdot \sin 0\alpha + \left(2 \frac{R_e}{n_b} + R_{b2} + R_{b1} \right) \cos 1\alpha \cdot \sin 1\alpha + \dots + \left(2 \frac{R_e}{n_b} + R_{nb-1} + R_{bnb} \right) \cos (nb-1)\alpha \cdot \sin (nb-1)\alpha \right] + \frac{2}{n_b} [(R_{b1} \cos 0\alpha \cdot \sin 1\alpha) + (R_{b2} \cos 1\alpha \cdot \sin 2\alpha) + \dots + (R_{nb} \cdot \sin (nb-1)\alpha \cdot \cos 1\alpha)] + \frac{2}{n_b} [(R_{b1} \sin 0\alpha \cos 1\alpha) + (R_{b2} \sin 1\alpha \cos 2\alpha) + \dots + (R_{nb} \cdot \cos (nb-1)\alpha \sin 1\alpha)]$$

$$R_{rqq} = \frac{2}{n_b} \left[\left(2 \frac{R_e}{N_r} + R_{b1} + R_{nb} \right) \cos^2 0\alpha + \left(2 \frac{R_e}{n_b} + R_{b2} + R_{b1} \right) \cos^2 1\alpha + \dots + \left(2 \frac{R_e}{n_b} + R_{nb-1} + R_{bnb} \right) \cos^2 (nb-1)\alpha \right] - \frac{4}{n_b} [(R_{b1} \cos 0\alpha \cos 1\alpha) + (R_{b2} \cos 1\alpha \cos 2\alpha) + \dots + (R_{nb} \cos nb\alpha \cos 1\alpha)]$$

Dans le cas où on veut simuler la rupture d'une barre ou de deux barres ou plus, les seules valeurs qui vont changer dans $R_{rdd}, R_{rdq}, R_{rqd}$ et R_{rqq} sont celles des valeurs des barres cassées qui vont être augmentés.

II.8. Résultat de simulation du modèle réduit

- **Machine saine**

Les résultats ci-dessous, représentent la simulation du modèle de la machine asynchrone dont les paramètres sont consignés dans l'annexe A.

Chapitre II: Modélisation de la MAS en présence de défaut

La simulation du modèle réduit du moteur asynchrone alimenté par un réseaux triphasée , avec un rotor sain nous a permis d'obtenir les différentes caractéristiques de vitesse, du couple électromagnétique , et du courant statorique. On remarque que la vitesse atteint la valeur nominale et diminue légèrement au moment où l'on charge la machine (fig. II.6). Le couple tend alors à la valeur du couple de charge (fig. II.7).

Un fort appel du courant statorique (fig. II-7-c).est observé au moment du démarrage. Lorsque le régime permanent est atteint, ce courant devient sinusoïdal (fig. II-7-d).

L'analyse spectrale du courant statorique contient une seule raie à la fréquence d'alimentation qui s'appelle le fondamentale $f_s = 50Hz$, (fig. II-7-e).

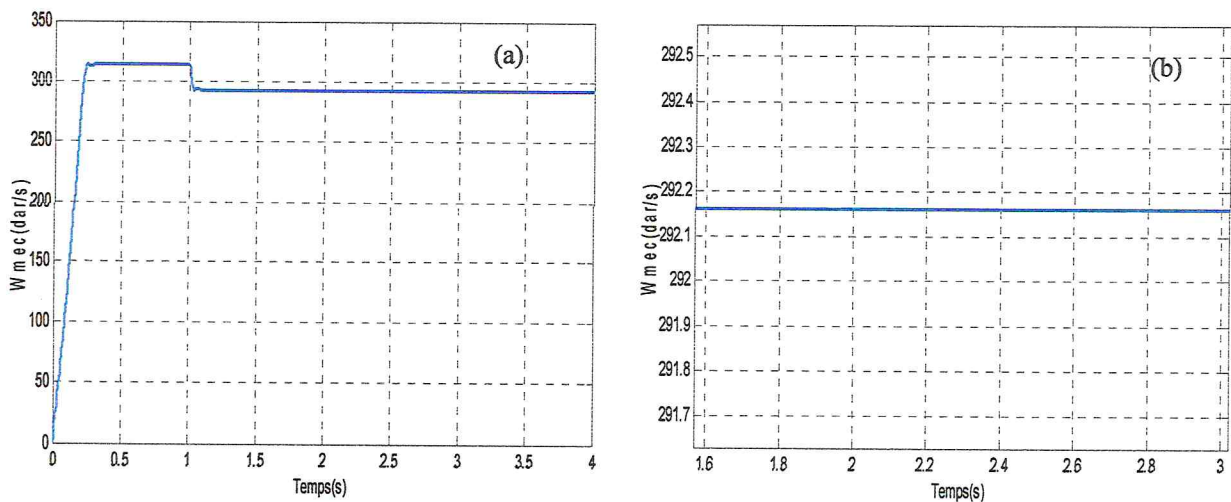
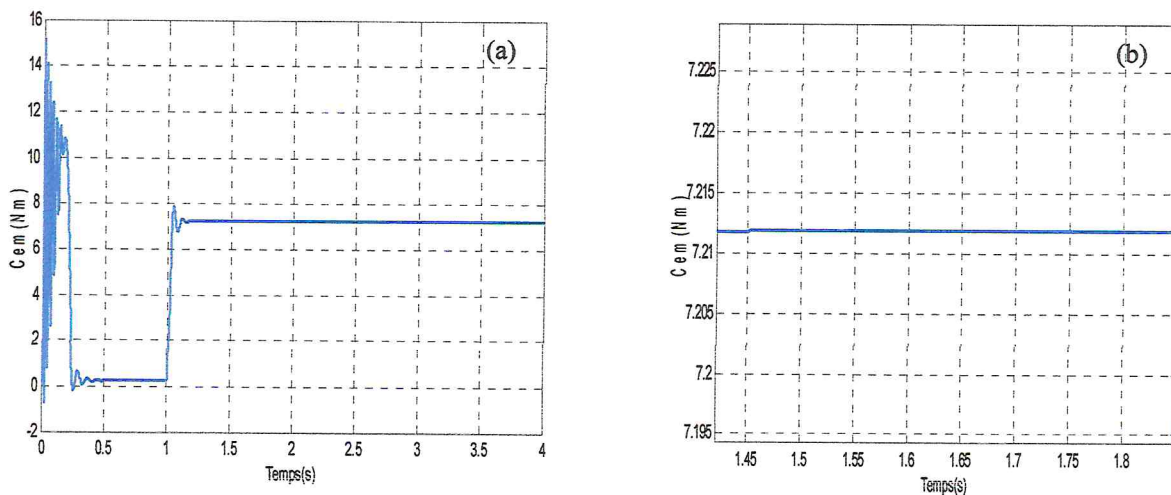


Figure II.06: (a) vitesse de rotation et (b) zoom sous une charge de 7Nm ($g=0.069$)



Chapitre II: Modélisation de la MAS en présence de défaut

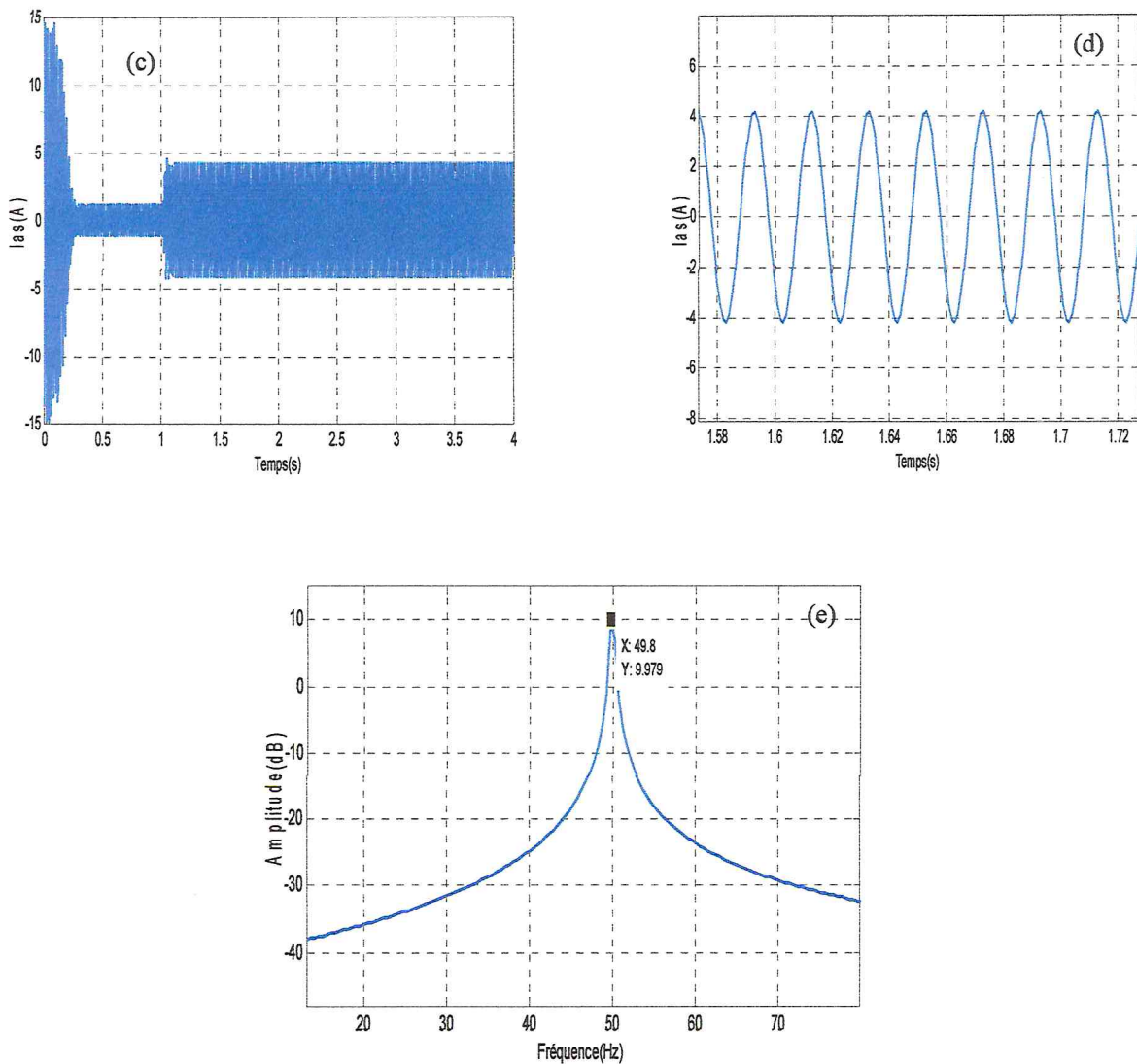


Figure II.07: (a) le couple électromagnétique (c) le courant statorique, (b) et (d) leurs zooms respectifs et (e) l'analyse spectrale du courant statorique sous une charge de $7Nm$ ($g=0.069$)

• Machine avec défauts :

Afin de vérifier la restitution des phénomènes physiques prévus par la théorie dans le cas d'une rupture de barre rotorique, nous avons effectué une simulation de cassure de d'une barres à l'aide du modèle constitué avec l'application d'un couple de charge de $7Nm$ à l'instant $t=1s$.

Par rapport à l'état sain de la machine, on remarque que :

- ✓ les oscillations qui apparaissent sur les courbes de vitesse (fig. II.8) et du couple (fig. II.09-) se traduisent par des vibrations dans la rotation de la machine.
- ✓ pour le courant statorique I_{sa} , l'amplitude n'est plus constante (fig. II.9-a), ce qui se traduit par la présence d'harmoniques dans le spectre.

Chapitre II: Modélisation de la MAS en présence de défaut

L'analyse par la transformée de Fourier FFT a permis de mettre en évidence les raies présentes dans le spectre du signal et qui se situent de part et d'autre du fondamental $(1 \pm 2.k.s).f_s$ (fig.9-e).

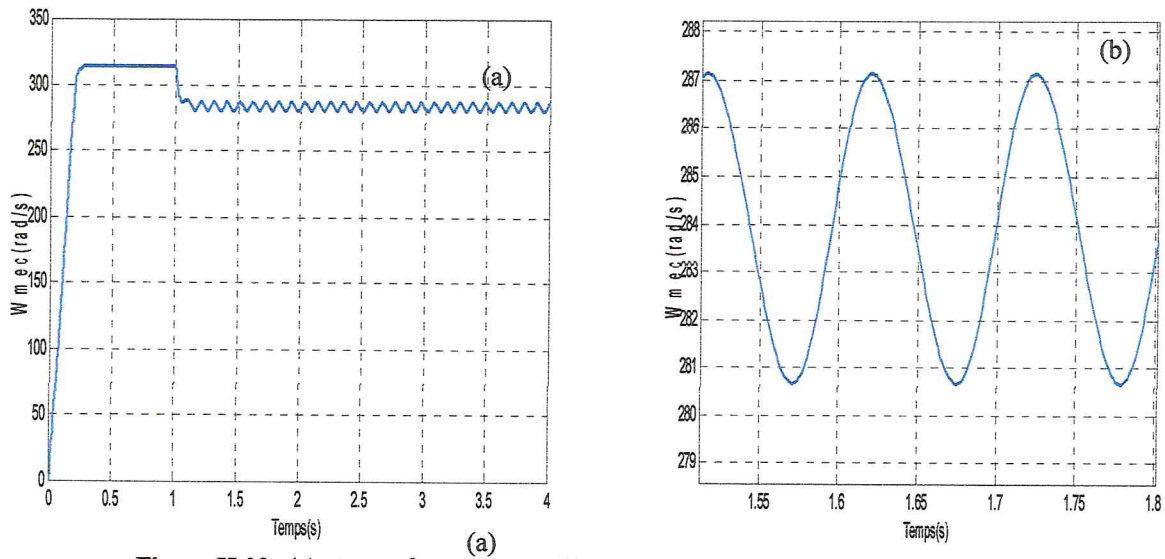
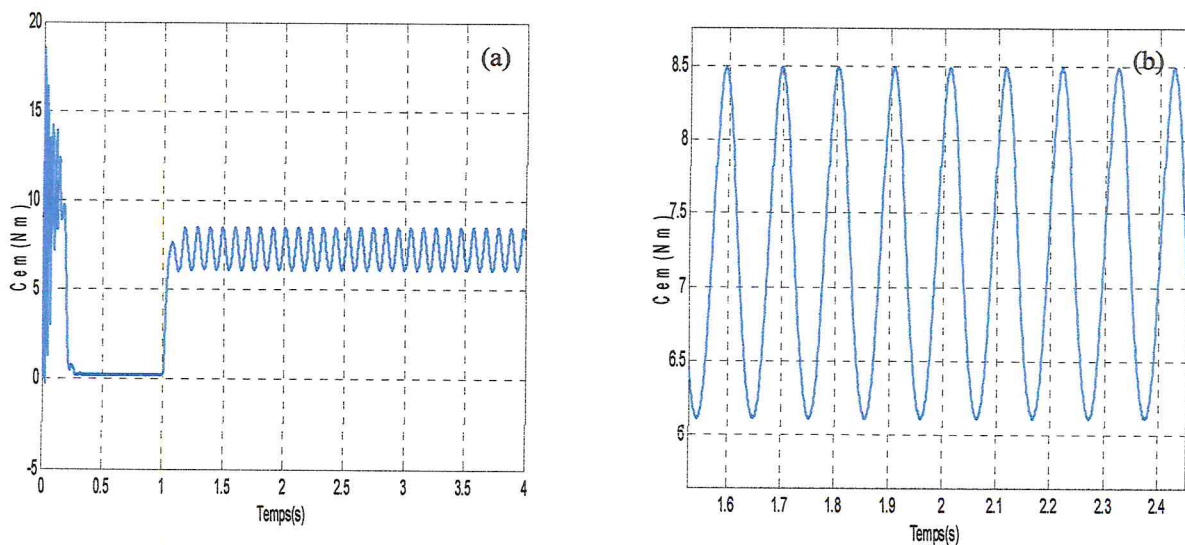


Figure II.08: (a) vitesse de rotation et (b) zoom sous une charge de 7Nm($g=0.095$)



Chapitre II: Modélisation de la MAS en présence de défaut

Dans ce chapitre on a utilisé l'analyse spectrale ou la Transformée de Fourier Rapide (FFT), d'où on a constaté :

➤ L'apparition de raies additionnelles dans le spectre du courant statorique tels que l'apparition de raies de fréquences $(1 \pm 2ks) f_s$ de part et d'autre du fondamental pour un défaut de cassure de barres.

➤ On a trouvé que le défaut rotoriques provoque des oscillations de couple, de la vitesse et du courant statorique. L'amplitude de ces oscillations augmente avec l'augmentation de sévérité du défaut.

Chapitre II: Modélisation de la MAS en présence de défaut

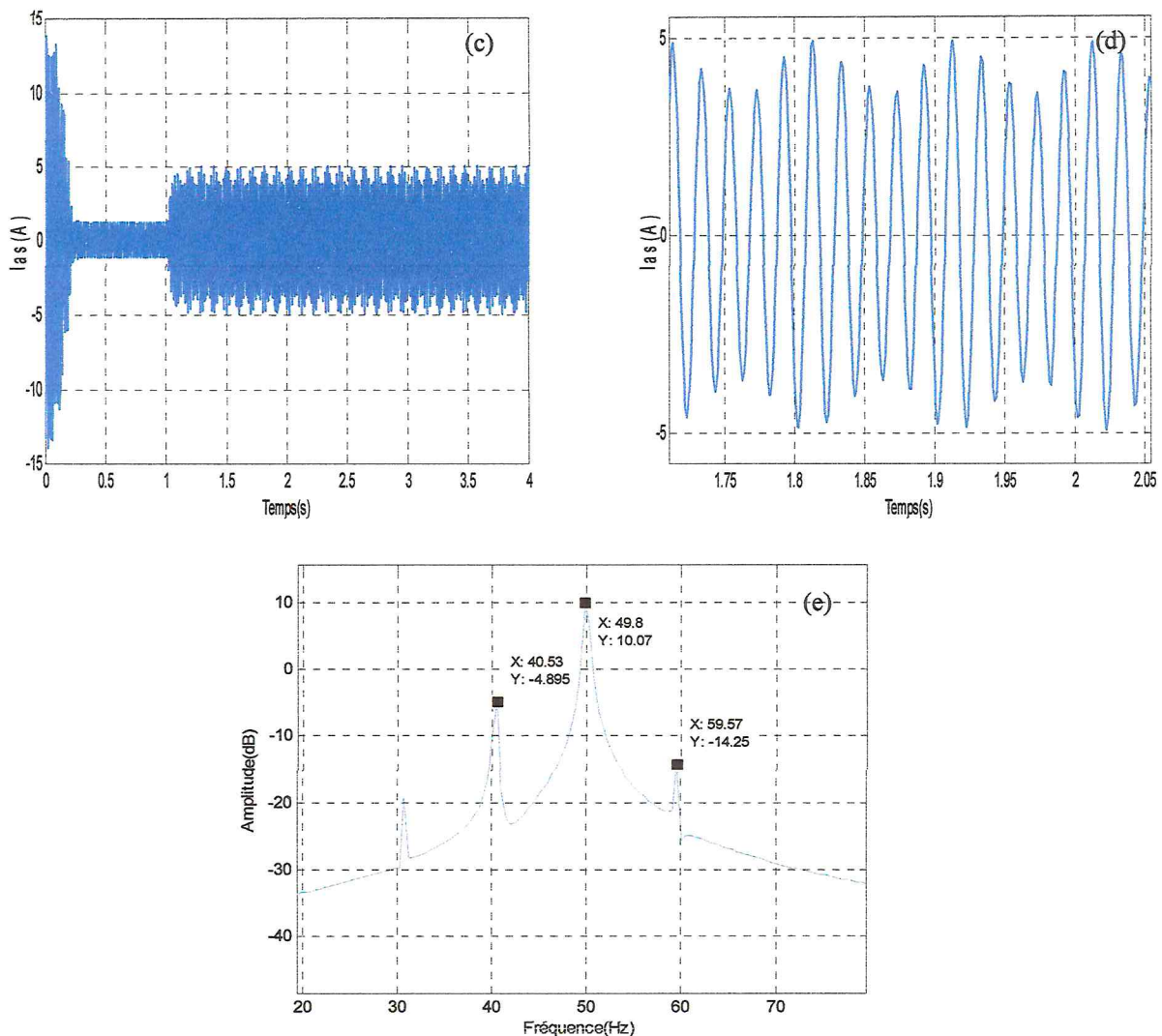


Figure II.09: (a) le couple (c) le courant statorique, (b) (d) sous zoom respectivement (e) L'analyse spectrale du courant sous une charge de $7Nm$ ($g=0.095$)

II.9 Conclusion

Dans ce chapitre, on a présenté une modélisation basée sur la représentation du moteur asynchrone triphasé à cage par des circuits électriques équivalents (modèle multi enroulements), qui tiennent compte de la structure du rotor. Ce modèle a été utilisé pour simuler le défaut de barres.

Par ailleurs, les mêmes simulations sont menées avec un modèle réduit de la machine dans le but de réduire l'ordre du modèle d'état de celle-ci. Cette démarche a facilité la réalisation d'une commande en présence de défaut dans le but du diagnostic en ligne. Par rapport aux résultats obtenus avec le modèle réduit sont encourageants pour valider la simulation.

Plusieurs façons permettent de mettre en évidence la présence d'un défaut (défaut de barre rotorique), pour faire le diagnostic plusieurs techniques existent.

Chapitre III

Commande vectorielle par orientation du flux rotorique

Chapitre III: Commande vectorielle par orientation du flux rotorique

III.1 Introduction

La difficulté majeure rencontrée dans la commande de la machine asynchrone réside dans le fait que le couple et le flux sont des variables fortement couplées et que toute action sur l'une d'elles se répercute sur l'autre. Dans la machine à courant continu à excitation séparée, ces deux variables sont naturellement découplées, ce qui explique la relative simplicité de la commande de cette machine.

En effet le control vectoriel permet de contrôler les valeurs instantanées des grandeurs électriques de la machine asynchrone ce qui permet d'avoir une dynamique assez élevée grâce au découplage du flux et du couple. Un des grands avantages de la commande vectorielle est l'obtention d'un couple élevé, pendant les transitoires, ce qui se traduit par une réponse rapide aux changements de charge ou de consigne de vitesse. Dans la littérature spécialisée, on dénombre beaucoup de techniques employées pour la C.V des MAS entre outre, la plus utilisée est celle par orientation du flux rotorique qui sera présentée dans ce chapitre[43].

Le présent chapitre consiste à introduire la méthode du contrôle vectoriel indirecte par orientation du flux rotorique. La méthodologie consiste, en premier lieu, à présenter les équations du modèle de la machine, représentés sous forme de schémas bloc, puis à adjoindre la commande sur cette dernière formulation[44].

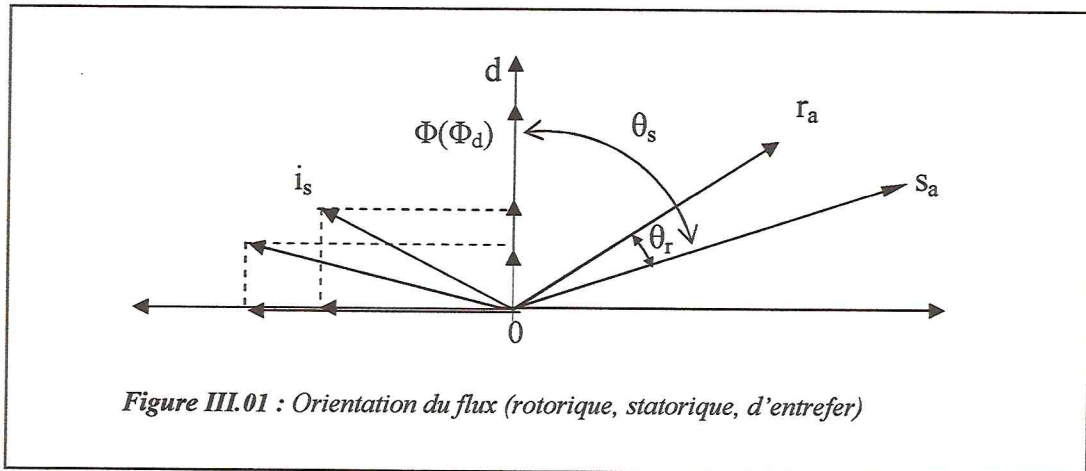
III.2 la commande vectorielle par orientation du flux

L'examen de l'expression du couple de la machine asynchrone montre qu'elle résulte d'une différence de produits de deux composantes en quadrature, des flux rotoriques et des courants statoriques qui présentent un couplage complexe entre les grandeurs de la machine. L'objectif de la commande par orientation du flux est le découplage des grandeurs responsables de la magnétisation de la machine et de la production du couple. Mathématiquement, la loi de commande consiste à établir l'ensemble des transformations pour passer d'un système possédant une double non linéarité structurelle à un système linéaire qui assure l'indépendance entre la création du flux et la production du couple comme dans une machine à courant continu à excitation séparée[44].

La commande par orientation du flux consiste à régler le flux par une composante du courant et le couple par l'autre composante. Pour cela, il faut choisir un système d'axe «d.q» et une loi de commande assurant le découplage du couple et du flux. La composante transversale i_{ds} du courant statorique fixe le flux et la composante en quadrature i_{qs} , le couple. On retrouve le comportement d'une machine à courant continu.

Chapitre III: Commande vectorielle par orientation du flux rotorique

La liaison du repère «d.q» avec le champ tournant $\frac{d\theta_s}{dt} = \omega_s$ est assurée par l'autopilotage de la machine [45]. Un choix judicieux de l'angle de l'axe d'orientation du repère «d.q» entraîne l'alignement de l'axe d sur la résultante du flux, cet alignement permet l'annulation de la composante transversale du flux comme l'indique la figure .



Le flux (Φ) peut représenter:

- 1 Flux rotorique : $\Phi_{rd} = \Phi_r$; $\Phi_{rq} = 0$
- 2 Flux statorique : $\Phi_{sd} = \Phi_s$; $\Phi_{sq} = 0$
- 3 Flux d'entrefer : $\Phi_{rg} = \Phi_g$; $\Phi_{gq} = 0$

Dans les trois cas, le couple est proportionnel au produit du flux par la composante du courant statorique en quadrature avec le flux [46].

L'orientation du flux rotorique permet d'obtenir un couple de démarrage important et nécessite la connaissance des paramètres rotorique [44]. Dans tout ce qui va suivre l'orientation du flux rotorique est la méthode qui sera retenue.

III.3 Principe de la commande vectorielle par orientation flux rotorique

Dans ce cas le flux rotorique est orienté sur l'axe d d'une référence solidaire au champ tournant de vitesse ω_s , donc on peut remarquer les propriétés suivantes:

La composante transversale du flux rotorique est nulle.

L'axe d est aligné systématiquement sur le vecteur du flux rotorique.

Chapitre III: Commande vectorielle par orientation du flux rotorique

La composante longitudinale du courant rotorique est nulle si le flux rotorique est maintenu constant.

D'après ces propriétés on peut écrire:

$$\Phi_{rq} = 0$$

$$\Phi_{rd} = \Phi_r = cst$$

$$i_{rd} = 0$$

Ceci se fait en liant les angles θ_s et θ_r par la relation :

$$\theta_s = \theta + \theta_r \tag{III.01}$$

Les flux dans le référentiel de Park sont donnés par la relation suivante :

$$\begin{cases} \varphi_{ds} = L_s I_{ds} + M I_{dr} \\ \varphi_{qs} = L_s I_{qs} + M I_{qr} \\ \varphi_{dr} = M I_{ds} + L_r I_{dr} \\ \varphi_{qr} = M I_{qs} + L_r I_{qr} \end{cases} \tag{III.02}$$

En tenant compte de ces équations, la puissance mécanique P_m peut s'écrire :

$$P_e = \frac{3}{2} (\varphi_{ds} I_{qs} - \varphi_{qs} I_{ds}) \frac{d}{dt} (\theta_s - \theta_r)$$

Avec :

$$\frac{d}{dt} (\theta_s - \theta_r) = p\Omega$$

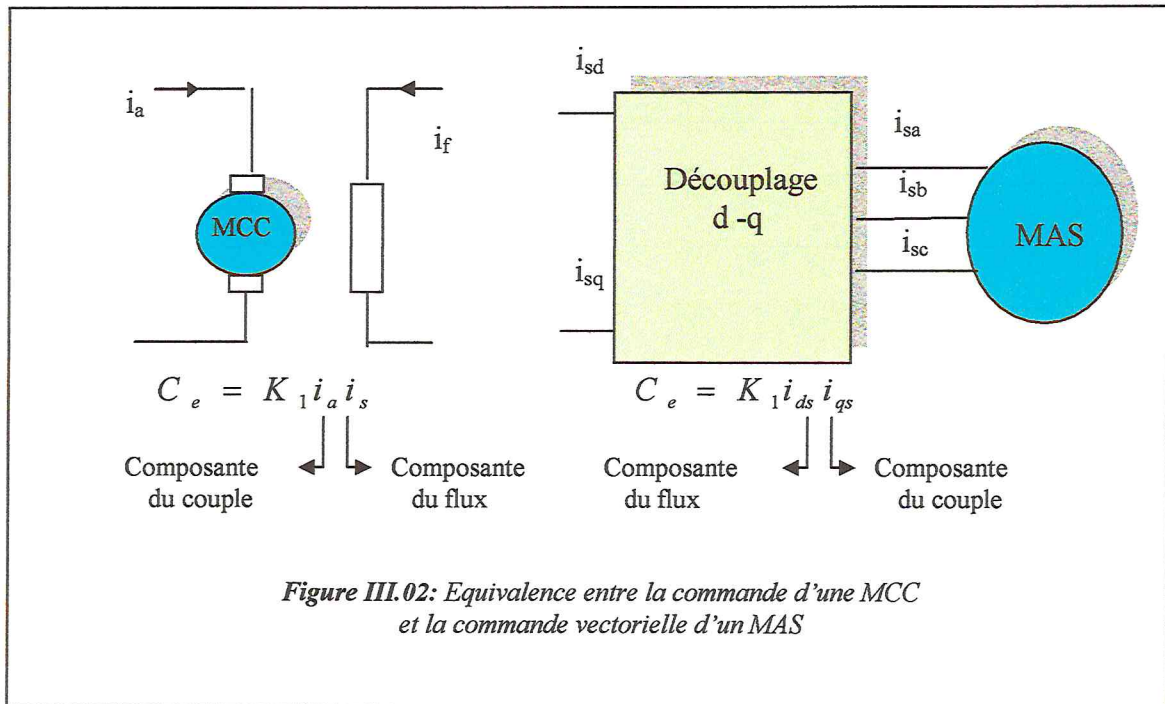
Or la puissance mécanique est égale à $C_e \cdot \Omega$, on en tire l'expression du couple électromagnétique :

$$C_e = \frac{3}{2} (\varphi_{ds} I_{qs} - \varphi_{qs} I_{ds}) \tag{III.03}$$

La présente expression est analogue à celle des couples d'une machine à courant continu. La figure (III.02) illustre l'équivalence entre l'expression du couple que l'on réalise avec la commande découplé classique d'une machine à courant continu et la commande vectorielle d'une machine asynchrone.

Ainsi le système balais-collecteur dans la machine à courant continu est remplacé, dans le cas de la machine asynchrone par le système d'autopilotage qui permet de réaliser une harmonie entre la fréquence de rotation et celle des courants induits dans le rotor. [45]

Chapitre III: Commande vectorielle par orientation du flux rotorique



Tous les travaux de recherches effectués sur ce sujet utilisent deux principales méthodes .la première appelée méthode directe qui à été développé par F.Blaschke, la seconde connue par la méthode indirecte développée par k.Hasse.

III.4 Modèle de la machine asynchrone en vue de sa commande

Dans le cadre de ce travail, nous nous sommes intéressés aux modèles de la machine asynchrone qui permettent de simuler son fonctionnement en régimes transitoires ainsi, qu'à ceux qui débouchent sur une commande suivant un schéma de contrôle vectoriel par orientation de flux rotorique ou statorique. Nous verrons par la suite le modèle qui permet de tenir compte de défaillance au rotor.

Pour la mise en équation, nous retenons les mêmes hypothèses et les mêmes transformations (*Clark et Park*) utilisées dans le 2^{ème} chapitre.

Les équations qui lient le flux, le couple et le courant statorique découlent du modèle de Park à quatre paramètres .En effet, le choix du repère d-q tournant à ω_s (repère lié au champ tournant) et calé sur le flux rotorique revient à poser que :

$$\varphi_{dr} = \varphi_r \text{ et } \varphi_{qr} = 0 \quad \text{(III-04)}$$

Les équations correspondantes au modèle de commande de la machine alimentée en tension par orientation du flux rotorique s'écrivent comme suite:

Chapitre III: Commande vectorielle par orientation du flux rotorique

$$\left\{ \begin{array}{l}
 \varphi_{dr} = \varphi_r \\
 V_{ds} = R_s \cdot I_{ds} + \sigma L_{sc} \frac{dI_{ds}}{dt} + \frac{n_b \cdot M_{sr}}{2L_{rc}} \cdot \frac{d\varphi_r}{dt} - \omega_s \cdot \sigma \cdot L_{sc} \cdot I_{qs} \\
 V_{qs} = R_s \cdot I_{qs} + \sigma L_{sc} \frac{dI_{qs}}{dt} + \omega_s \cdot \frac{n_b \cdot M_{sr}}{2L_{rc}} \varphi_r + \omega_s \sigma \cdot L_{sc} \cdot I_{ds} \\
 T_r \cdot \frac{d\varphi_r}{dt} + \varphi_r = \frac{3}{2} M_{sr} \cdot I_{ds} \\
 \omega_r = \frac{\frac{3}{2} M_{sr}}{T_r \cdot \varphi_r} \cdot I_{qs} \\
 C_e = \frac{3}{4} p \cdot \frac{n_b \cdot M_{sr}}{L_{rc}} \cdot \varphi_r \cdot I_{qs}
 \end{array} \right. \quad (III-05)$$

avec :

$$T_s = \frac{L_{sc}}{R_s} \quad \text{et} \quad T_r = \frac{L_{rc}}{R_{rdq}}$$

Appliquons la transformation de Laplace, les équations précédentes peuvent s'écrire sous la forme suivante :

$$\left\{ \begin{array}{l}
 \varphi_r = \varphi_{dr} \\
 V_{ds} = (R_s + s \cdot \sigma \cdot L_{sc}) I_{ds} + s \cdot \frac{n_b \cdot M_{sr}}{2 \cdot L_{rc}} \cdot \varphi_r - \omega_s \cdot \sigma \cdot L_{sc} \cdot I_{qs} \\
 V_{qs} = (R_s + s \cdot \sigma \cdot L_{sc}) I_{qs} + \omega_s \sigma \cdot L_{sc} \cdot I_{ds} + \omega_s \cdot \frac{n_b \cdot M_{sr}}{2 \cdot L_{rc}} \varphi_r \\
 \varphi_r = \frac{\frac{3}{2} M_{sr}}{1 + s \cdot T_r} \cdot I_{ds} \\
 \omega_r = \frac{\frac{3}{2} M_{sr}}{T_r \cdot \varphi_r} \cdot I_{qs} \\
 C_e = \frac{3}{4} p \cdot \frac{n_b \cdot M_{sr}}{L_{rc}} \cdot \varphi_r \cdot I_{qs}
 \end{array} \right. \quad (III-06)$$

Il existe des méthodes de commande vectorielle directe et indirecte :

Dans la commande indirecte, l'angle de Park θ_s est calculé à partir de la pulsation statorique, elle-même reconstituée à l'aide de la vitesse de la machine et de la pulsation rotorique ω_r . En ce qui concerne la commande directe, l'angle de Park est calculé directement à l'aide des grandeurs mesurées ou estimées. Dans notre étude on va adopter la commande vectorielle indirecte.

Chapitre III: Commande vectorielle par orientation du flux rotorique

La commande vectorielle est dite à boucle ouverte s'il n'y a pas de régulation de flux. Le flux est imposé dans ce cas par I_{ds} , de plus la pulsation statorique peut uniquement être estimée par la relation III-06. Dans la version boucle fermée, cette pulsation est estimée à partir de la valeur du flux rotorique ou du courant magnétisant. Dans ce cas, on tient compte de la constante de temps rotorique T_r .

III.4.1 commande vectorielle directe

Elle nécessite une bonne connaissance du module du flux et de sa position. Celui-ci doit être vérifiée quel que soit le régime transitoire effectué. Il faut donc procéder à une série de mesures aux bornes du système. La mesure directe permet de connaître exactement la position du flux. Ce mode de contrôle garantit un découplage correct entre le flux et le couple, quel que soit le point de fonctionnement. Toutefois, il nécessite l'utilisation d'un capteur de flux, ce qui augmente considérablement le coût et rend plus fragile son utilisation. L'application de cette méthode impose inconvénients parmi ces inconvénients:

- ✓ non fiabilité de la mesure du flux.
- ✓ problème du filtrage du signal mesuré.
- ✓ précision de la mesure qui varie en fonction de la température (échauffement de la machine) et de la saturation.
- ✓ coût de production élevé (capteurs + flux) [47].

III.4.2 Commande vectorielle indirecte

La commande vectorielle indirecte est la plus utilisée d'une manière générale. Ceci s'explique par le fait que dans la méthode indirecte, la connaissance de la position du flux rotorique n'est pas nécessaire. Toutefois, elle exige une bonne connaissance des paramètres de la machine, plus particulièrement de la constante de temps rotorique, qui varie considérablement avec la température et le niveau de la saturation. Une mauvaise estimation de la constante de temps rotorique implique donc une erreur dans le calcul de la vitesse de glissement et par conséquent apporte une dégradation des performances de la commande qui se traduit par des oscillations au niveau du couple de la machine.

La figure III.03 représente le schéma bloc de la commande vectorielle à orientation du flux rotorique indirect (CV-OFRI) de la machine asynchrone, avec la régulation de vitesse et la régulation des deux courants I_{ds} et I_{qs} dans le repère (d, q) .

Chapitre III: Commande vectorielle par orientation du flux rotorique

Le calcul de θ_s se fait en sommant la "pulsation rotorique" avec la vitesse électrique ($\omega_s = \omega_r + p\Omega$), ce qui donne la "pulsation statorique" puis en intégrant cette dernière, on obtient θ_s :

$$\theta_s = \int \omega_s . dt = \int \left(p.\Omega + \frac{3}{2} \frac{M_{sr}}{T_r . \varphi_r^*} . I_{qs}^* \right) . dt \quad \text{(III-07)}$$

Le schéma complet de la commande vectorielle indirecte à flux rotorique orienté est le suivant :

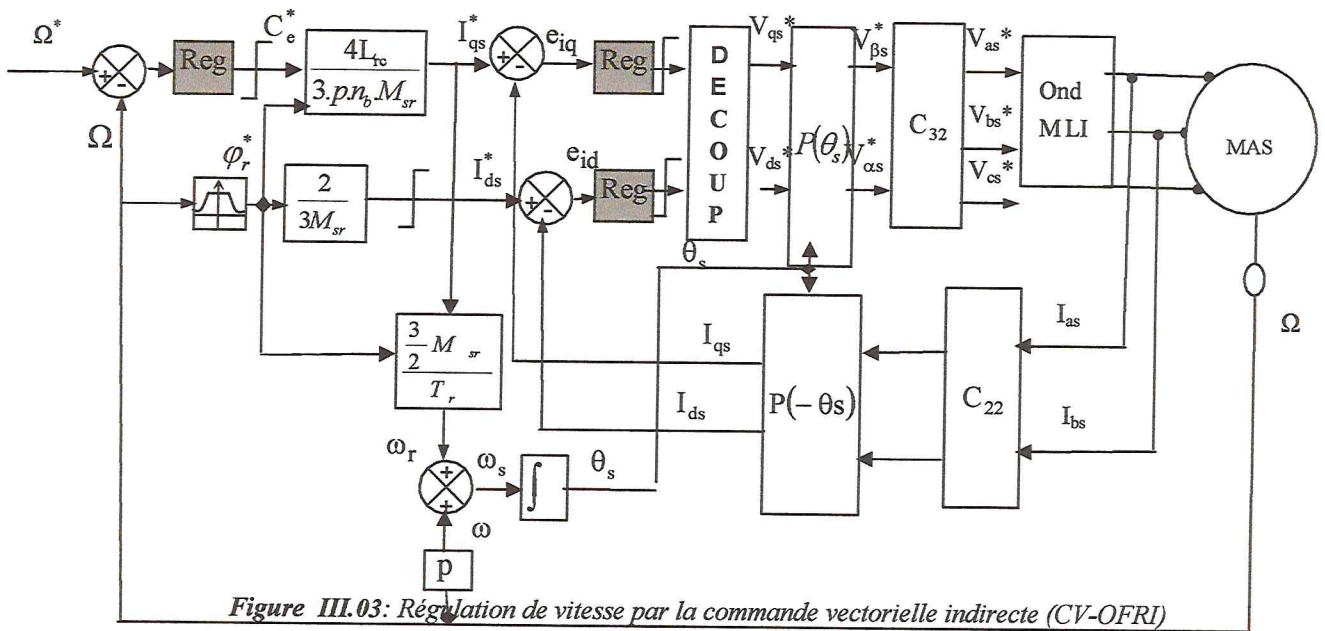


Figure III.03: Régulation de vitesse par la commande vectorielle indirecte (CV-OFRI)

- **Estimation**

Cette fonction est chargée d'élaborer le vecteur du flux et les composantes du courant I_{ds} et I_{qs} à partir de la résolution numérique du système (machine asynchrone).

- **Découplage**

Les tensions V_{ds} et V_{qs} sont couplées, les équations s'écrivent :

$$\begin{cases} V_{ds} = \sigma L_{sc} \frac{dI_{ds}}{dt} + \left(R_s + R_{dqr} \frac{3.n_b.M_{sr}^2}{4L_{rc}^2} \right) I_{ds} - \omega_s . \sigma L_{sc} . I_{qs} - R_{dqr} \frac{3.n_b.M_{sr}^2}{4L_{rc}^2} \varphi_r \\ V_{qs} = \sigma L_{sc} \frac{dI_{qs}}{dt} + \left(R_s + R_{dqr} \frac{3.n_b.M_{sr}^2}{4L_{rc}^2} \right) I_{qs} + \omega_s . \sigma L_{sc} . I_{ds} + \omega \frac{n_b.M_{sr}}{2L_{rc}} \varphi_r \end{cases} \quad \text{(III-08)}$$

Chapitre III: Commande vectorielle par orientation du flux rotorique

Avec:

$$\varphi_r = \frac{\frac{3}{2} M_{sr}}{1 + s \cdot T_r} I_{ds} \quad (III-09)$$

$$\omega_r = \frac{\frac{3}{2} M_{sr}}{T_r \varphi_r} I_{qs}$$

Ces expressions peuvent- être exploitées telles quelles pour réaliser la commande vectorielle ; mais elles ont un gros inconvénient : les tensions V_{ds} et V_{qs} influent à la fois sur I_{ds} et I_{qs} donc sur le flux et le couple (couplage entre les actions sur les axes d et q). Il est donc nécessaire de réaliser un découplage entre V_{ds} et V_{qs} qui permet de contrôler de manière indépendante (le couple par la composante I_{qs} et le flux rotorique par la composante I_{ds}).

Il existe différentes techniques de découplage:

- ✓ découplage utilise un régulateur.
- ✓ découplage par retour d'état
- ✓ découplage par compensation.

Dans notre étude on va adopter la méthode de découplage par compensation. Cela revient à définir deux nouveaux variables de commande V_{ds}^* et V_{qs}^* qui sont les termes de découplage dans l'élaboration de.

Ces termes de découplage s'écrivent à partir des équations de la machine. Après ce découplage, le calcul des correcteurs (I_{ds} et I_{qs}) s'en trouve simplifié.

Le schéma bloc de la figure III.02 représente la machine avec le couplage entre les axes d et q.

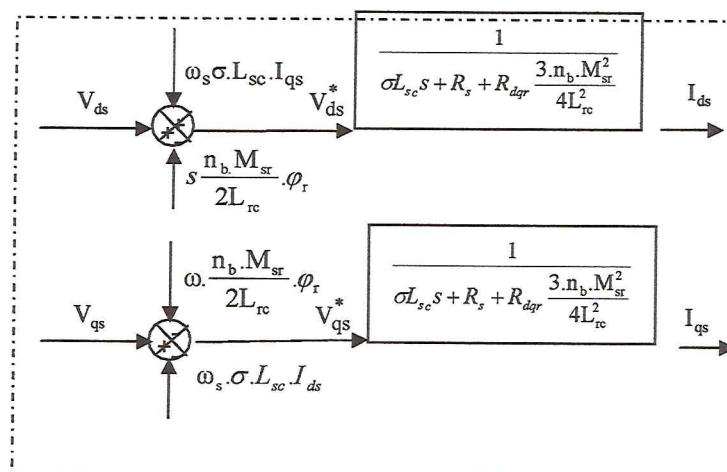


Figure III.04: Description du couplage

Chapitre III: Commande vectorielle par orientation du flux rotorique

A partir des expressions (III-08), il est possible de définir les termes de découplage $\omega_s \cdot \sigma \cdot L_{sc} \cdot I_{qs}$, $s \cdot \frac{n_b \cdot M_{sr}}{2L_{rc}} \cdot \varphi_r$ et $\omega_s \cdot \sigma \cdot L_{sc} \cdot I_{ds}$ et $\omega \cdot \frac{n_b \cdot M_{sr}}{2L_{rc}} \cdot \varphi_r$ qui sont considérés, dans la suite, comme des perturbations vis-à-vis de la régulation. Pour ne pas compliquer cette étude, nous considérons le cas de décomposition des tensions.

Les équations sont de la manière :

$$\begin{cases} V_{ds} = V_{ds}^* + e_{ds} \\ V_{qs} = V_{qs}^* + e_{qs} \end{cases} \quad (III-10)$$

Appliquons la transformation de Laplace sur les équations (III-05), on obtient :

$$\begin{cases} V_{ds} = \left(\sigma L_{sc} s + R_s + R_{dqr} \frac{3 \cdot n_b \cdot M_{sr}^2}{4L_{rc}^2} \right) I_{ds} - \omega_s \cdot \sigma \cdot L_{sc} \cdot I_{qs} - R_{dqr} \frac{3 \cdot n_b \cdot M_{sr}^2}{4L_{rc}^2} \varphi_r \\ V_{qs} = \left(\sigma L_{sc} s + R_s + R_{dqr} \frac{3 \cdot n_b \cdot M_{sr}^2}{4L_{rc}^2} \right) I_{qs} + \omega_s \cdot \sigma \cdot L_{sc} \cdot I_{ds} + \omega \frac{n_b \cdot M_{sr}}{2L_{rc}^2} \varphi_r \end{cases} \quad (III-11)$$

Par identification entre les équations (III-10) e (III-11), on peut écrire :

$$\begin{cases} V_{ds}^* = \frac{1}{A(s)} I_{ds} \\ V_{qs}^* = \frac{1}{A(s)} I_{qs} \end{cases} \quad (III-12)$$

$$\begin{cases} e_{ds} = -\omega_s \cdot \sigma \cdot L_{sc} \cdot I_{qs} - R_{dqr} \frac{3 \cdot n_b \cdot M_{sr}^2}{4L_{rc}^2} \varphi_r \\ e_{qs} = +\omega_s \cdot \sigma \cdot L_{sc} \cdot I_{ds} + \omega \frac{n_b \cdot M_{sr}}{2L_{rc}^2} \varphi_r \end{cases}$$

Avec :

$$A(S) = \frac{1}{\sigma L_{sc} s + R_s + R_{dqr} \frac{3 \cdot n_b \cdot M_{sr}^2}{4L_{rc}^2}}$$

V_{ds}^* et V_{qs}^* Sont les tensions de réglage.

e_{ds} et e_{qs} Sont les forces électromagnétiques de couplage.

Les perturbations e_{ds} et e_{qs} sont compensées par un terme identique de manière à ce que la fonction de transfert équivalente soit celle indiquée dans (III-12).

Enfin, le schéma bloc suivant représente la régulation découplée souhaitée :

Chapitre III: Commande vectorielle par orientation du flux rotorique

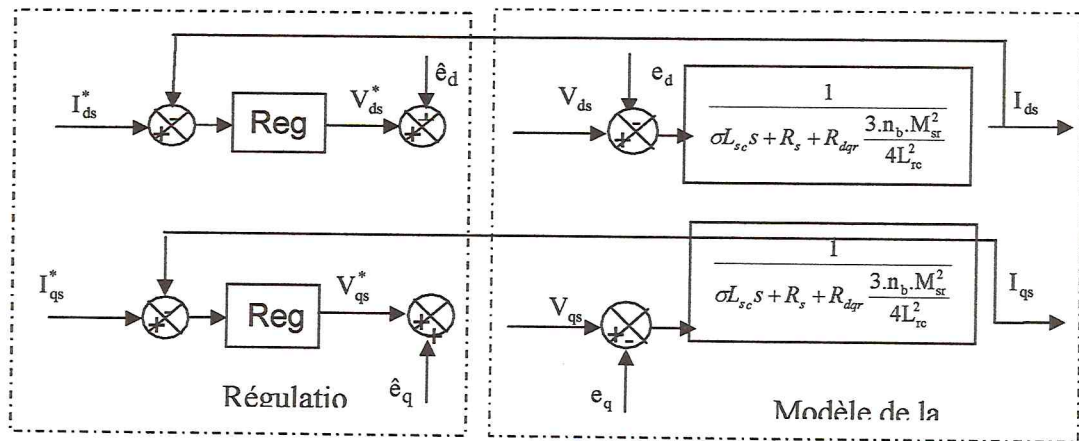


Figure. III.05 : Découplage par addition des termes de compensation

Les structures des régulations sont choisies pour répondre à plusieurs nécessités. Il convient d'abord de régler la machine de façon à imposer à la charge la vitesse, la position ou le couple. Il est également nécessaire d'assurer certaines fonctions supplémentaires les plus importantes concernent les sécurités.

Pour s'assurer que les courants réels suivent les courants de consigne, des régulateurs de courants agissant sur les tensions de commande sont indispensables (cas d'une alimentation en tension).

Pour calculer les paramètres des régulateurs, on adopte des modèles linéaires continus et les méthodes classiques de l'automatique sont utilisables. Ces méthodes ont l'avantage d'être simples et faciles à mettre en œuvre.

Dans le cas de notre étude on se limite à la technique du contrôle (PI).

III.4.3 Régulation des courants

Pour chaque boucle de courant un régulateur proportionnel-intégral est adopté où l'action proportionnelle permet de régler la rapidité et une action intégrale qui sert à éliminer l'erreur statique entre la grandeur régulée et la grandeur de consigne.

D'après les équations de la machine associées au découplage par compensation, le schéma fonctionnel du contrôle du courant I_{ds} et I_{qs} est représenté par la figure suivante :

Chapitre III: Commande vectorielle par orientation du flux rotorique

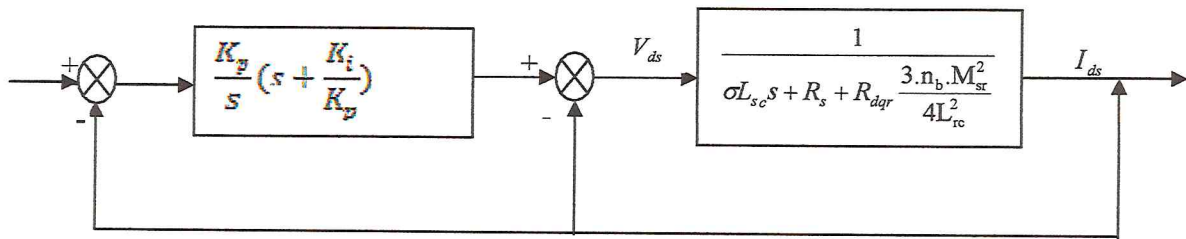


Figure. III.06 : Boucle de régulation du courant

On pose :

$$A(s) = \frac{1}{\sigma L_{sc} s + R_s + R_{dqr} \frac{3 \cdot n_b \cdot M_{sr}^2}{4 L_{rc}^2}} = \frac{b}{s + a}$$

Avec:

$$a = \frac{R_s + R_{dqr} \frac{3 \cdot n_b \cdot M_{sr}^2}{4 L_{rc}^2}}{\sigma L_{sc}} \quad \text{et} \quad b = \frac{1}{\sigma L_{sc}}$$

La fonction de transfert en boucle ouverte $F_{d0}(s)$ est comme suit:

$$F_{TBO}(s) = A(s) \cdot K_p \left(s + \frac{K_i}{K_p} \right) = \frac{1}{1 + \frac{\sigma L_{sc}}{R_s + R_{dqr} \frac{3 n_b M_{sr}^2}{4 L_{rc}^2}} s} K_i \left(\frac{K_p}{K_i} s + 1 \right) = \frac{A_0}{1 + \tau s} K_i \left(\frac{K_p}{K_i} s + 1 \right)$$

$$\text{avec: } A_0 = \frac{1}{R_s + R_{dqr} \frac{3 n_b M_{sr}^2}{4 L_{rc}^2}}$$

(III-13)

Avec :

$$\frac{K_p}{K_i} s + 1 = 1 + \tau s \Rightarrow \tau = \frac{K_p}{K_i} = \frac{1}{a}$$

Avec :

τ : la constante de temps dans la boucle interne.

La fonction de transfert en boucle fermée $F_{TBF}(s)$ est :

Chapitre III: Commande vectorielle par orientation du flux rotorique

$$F_{TBF}(s) = \frac{\frac{A_0}{1+\tau s} K_i \left(\frac{K_p}{K_i} s + 1 \right)}{\left(s + \frac{A_0}{1+\tau s} K_i \left(\frac{K_p}{K_i} s + 1 \right) \right)} \Rightarrow \tau_{BF} = \frac{1}{A_0 K_i} \quad (\text{III-14})$$

Les paramètres du régulateurs sont alors donnés par :

$$\begin{cases} K_i = \frac{1}{A_0 \tau_{bf}} \\ K_p = \frac{\tau}{A_0 \tau_{bf}} \end{cases} \quad (\text{III-15})$$

Les mêmes valeurs des coefficients sont adoptés pour les deux boucles de courant I_{ds} et I_{qs} .

Les boucles des courants jouent un rôle primordial puisque, tout en assurant le contrôle vectoriel, elles garantissent les protections nécessaires à l'ensemble convertisseur- machine. Ainsi, l'introduction de limitations sur les références des courants I_{ds}^* et I_{qs}^* assure la maîtrise des courants même s'il apparaît un problème sur les boucles de régulation externe.

III.4.4 Régulation de vitesse

Le réglage du couple se fait par l'action sur le courant I_{qs} plutôt que par une action sur le flux. Par conséquent, la sortie du régulateur de la boucle externe (vitesse) constitue la référence (l'entrée) de la boucle interne (courant I_{qs}).

La correction intégrale proportionnelle est largement utilisée pour la commande vectorielle des machines asynchrones, en raison de ses bonnes performances : simplicité et facilité d'implémentation.

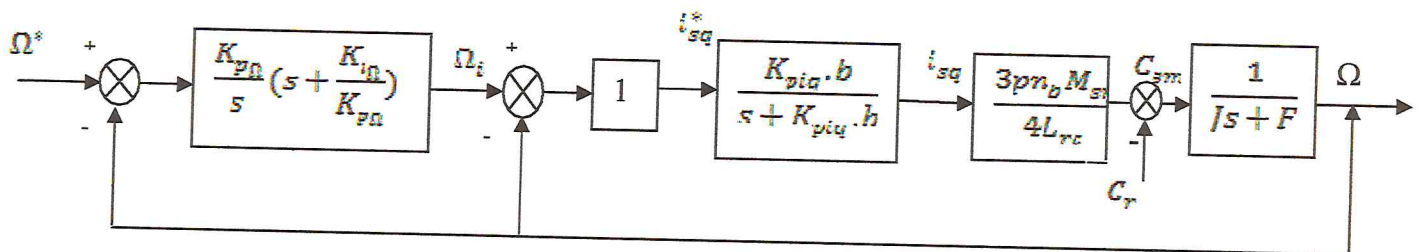


Figure. III.07 : Boucle de régulation de la vitesse

Le schéma de réglage de la vitesse est représenté par la figure suivante :

A cause de l'existence du pole lent $(-F/J)$ proche de l'axe imaginaire (comportement proche d'un intégrateur), il vaut mieux utiliser un régulateur PI.

La fonction de transfert en boucle fermée de la boucle de réglage interne est :

Chapitre III: Commande vectorielle par orientation du flux rotorique

$$\frac{\Omega}{\Omega_i} = \frac{3.K_v.K_q.b.p.n_b.M_{sr}.\varphi_r / (4.L_{rc}.J)}{s^2 + \left(K_p.b + \frac{F}{J}\right)s + \frac{K_p.b.F}{J} + \frac{3.K_p.b.p.n_b.M_{sr}.\varphi_r}{4.L_{rc}.J}} \quad (\text{III-16})$$

La fonction est de la forme standard $\frac{\omega_n^2}{s^2 + 2\xi.\omega_n.s + \omega_n^2}$, d'où on aura :

$$\begin{cases} 2\xi\omega_{nv} = K_p.b + \frac{F}{J} \\ \omega_{nv}^2 = \frac{K_p.b.F}{J} + \frac{3.K_p.b.F.n_b.M_{sr}.\varphi_r}{4.L_{rc}.J} \end{cases}$$

La fonction de transfert en boucle interne peut s'écrire comme suivant :

$$\frac{\Omega}{\Omega_i} = \frac{3K_p.b.p.n_b.M_{sr}.\varphi_r / (4.L_{rc}.J)}{(s + \omega_{nv})^2}$$

Le schéma de réglage devient :

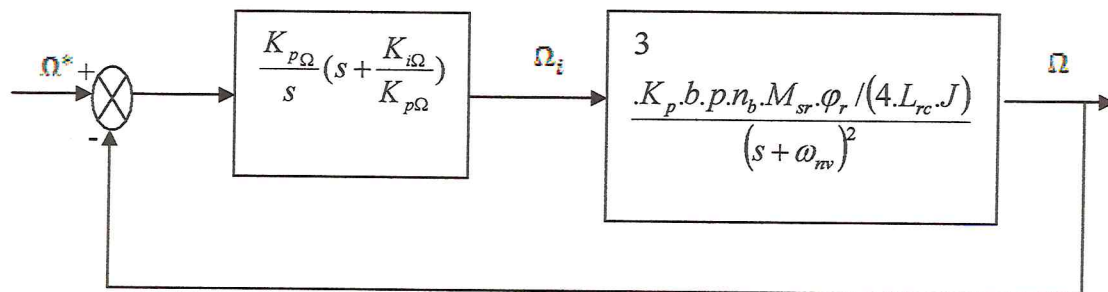


Figure. III.08 : Boucle définitive de régulation de vitesse

Par compensation de zéro introduit par le régulateur avec un des deux pôles du système on a :

$$\frac{K_{i\Omega}}{K_{p\Omega}} = \omega_{nv} \quad (\text{III-17})$$

La fonction de transfert en boucle fermée devient :

$$\frac{\Omega}{\Omega^*} = \frac{3.K_{p\Omega}.K_p.b.p.n_b.M_{sr}.\varphi_r / (4.L_{rc}.J)}{s^2 + \omega_{nv}s + \frac{3.K_{p\Omega}.K_p.b.p.n_b.M_{sr}.\varphi_r}{4.L_{rc}.J}} \quad (\text{III-18})$$

Par identification avec l'équation standard $\frac{\omega_n^2}{s^2 + 2\xi.\omega_n.s + \omega_n^2}$, on aura :

$$\begin{cases} 2\xi\omega_{n\Omega} = \omega_{nv} \\ \omega_{n\Omega}^2 = \frac{3.K_{p\Omega}.K_p.b.P.n_b.M_{sr}.\varphi_r}{4.L_{rc}.J} \end{cases}$$

Chapitre III: Commande vectorielle par orientation du flux rotorique

On trouve :

$$\begin{cases} K_{p\Omega} = \frac{4.L_{rc}.J.\omega_{n\Omega}^2}{3.K_{piq}.b.p.n_b.M_{sr}.\varphi} \\ K_{i\Omega} = K_{p\Omega}.\omega_{nv} \end{cases}$$

III.5 Présentation des résultats de simulation

Avant de présenter les résultats de simulation de la commande vectorielle indirecte en tension de la machine asynchrone, nous devons signaler que la simulation est effectuée dont le schéma-bloc de la simulation est représenté par la figure (III-09).

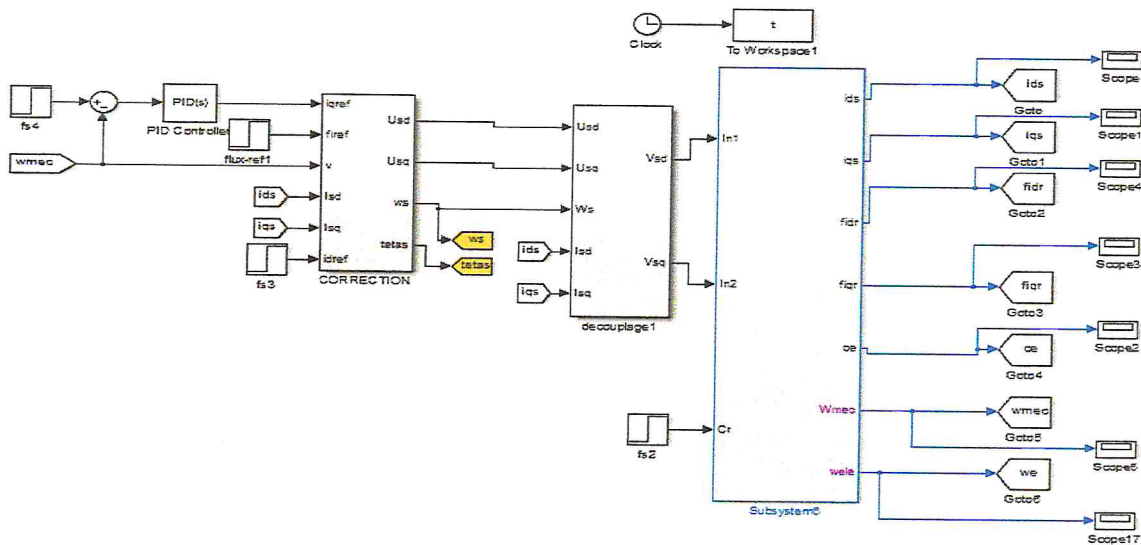


Figure III.09: Schéma de simulation

• Fonctionnement sain de la machine

Afin de tester les performances de la commande, différents essais sont effectués. La figures III.10 .présentent séparément un essai de suivi de trajectoire de vitesse, l'évolution du courant statorique, les courants de Park et l'écart de l'entrée des correcteurs de ces courants dans la commande vectorielle. Comme le montre les résultats, la vitesse rotorique suit bien sa référence et comme celle-ci est une grandeur contrôlée, on ne constate aucun changement notable, cela peut être expliqué, par la performance ou la robustesse de la commande appliquée. On remarque aussi que le courant I_{sd} reste constant lorsque la machine est à vitesse variable (bon découplage).

Chapitre III: Commande vectorielle par orientation du flux rotorique

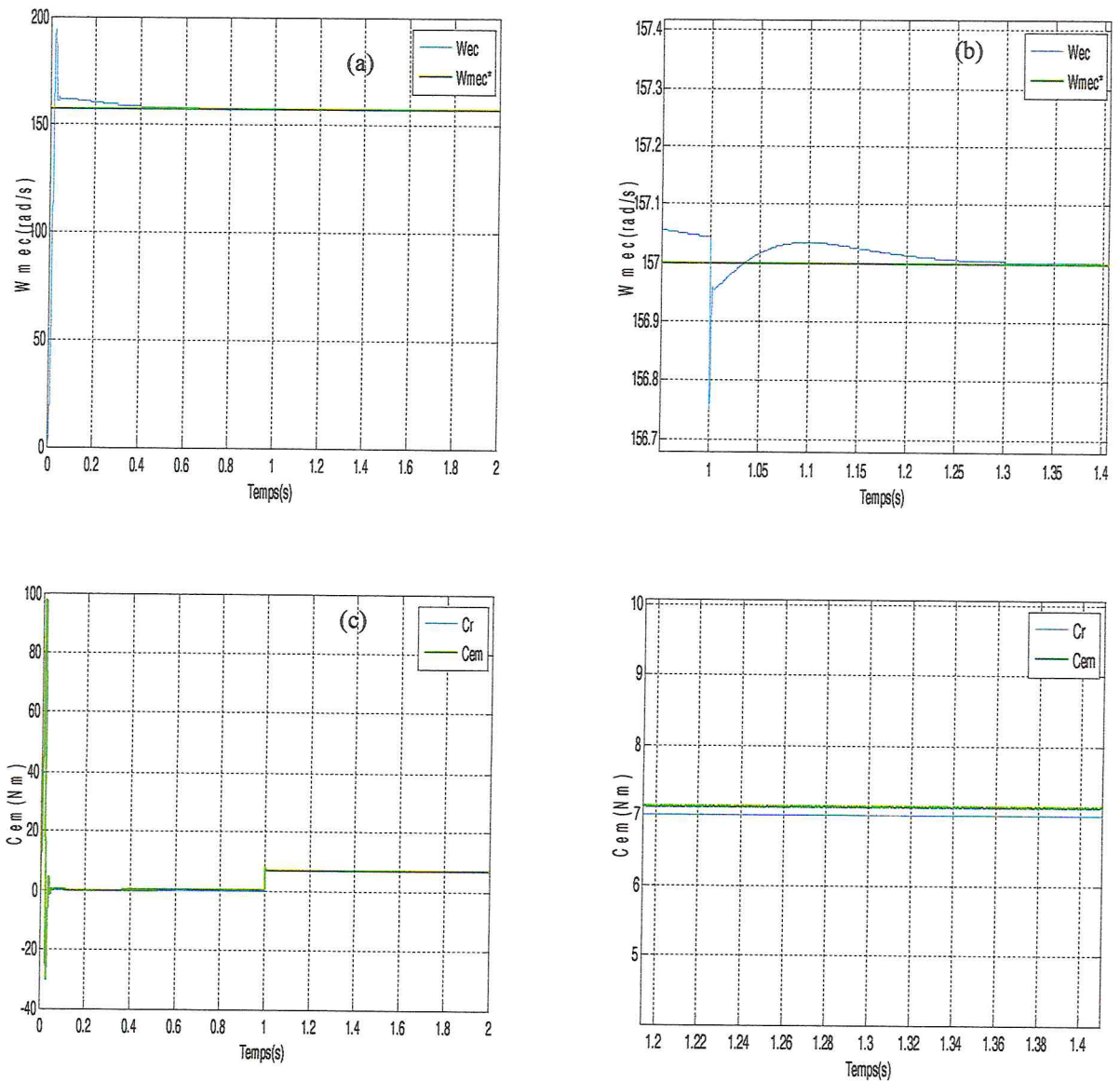


Figure III.10: (a) vitesse de rotation (c) le couple électromagnétique, (b) (d) sous zoom respectivement sous une charge de 7Nm ($g=0.12$), $W_{mec}^*=157\text{rad/s}$

Chapitre III: Commande vectorielle par orientation du flux rotorique

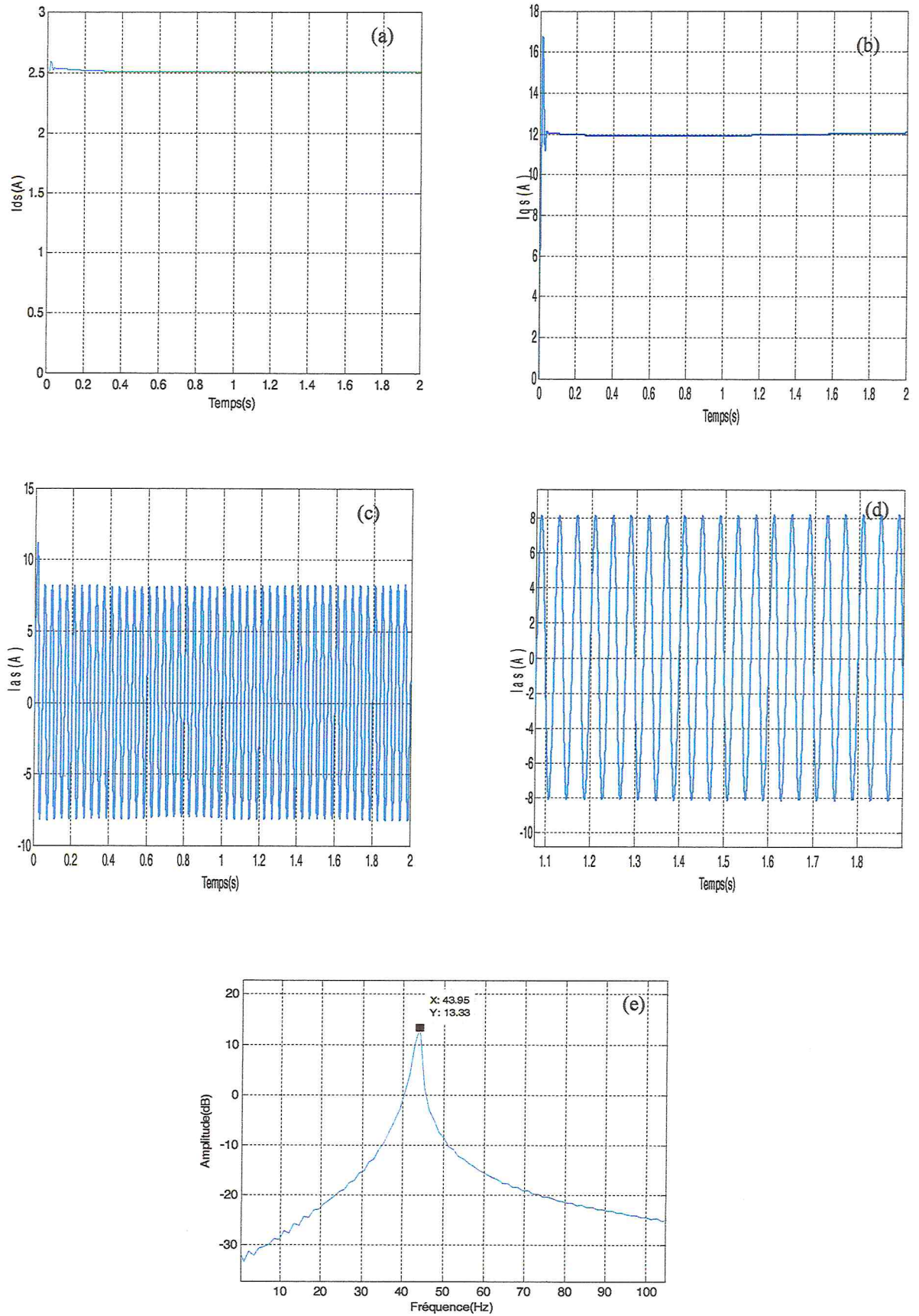


Figure III.11: (a) le courant I_{ds} (b) le courant I_{qs} , (c) et (d) le courant statorique et leur zoom (e) L'analyse spectrale du courant sous une charge de $7Nm$ ($g=0.012$)

Chapitre III: Commande vectorielle par orientation du flux rotorique

- **Test de robustesse pour la variation de la vitesse**

Les résultats de simulation obtenus pour la variation de la vitesse ($\Omega_{ref}=120\text{rad/s}$) de montre que cette variation entraîne une variation de la fréquence statorique ce qui influe sur les courants, les flux et le couple.

On remarque que le système répond positivement à ce test, la vitesse suit sa nouvelle référence, le couple subit un pic de transaction lors du passage d'un mode à l'autre, puis rejoint sa valeur avec une petite erreur.

Le découplage existe toujours, donc la régulation est robuste de point de vue contrôle de vitesse.

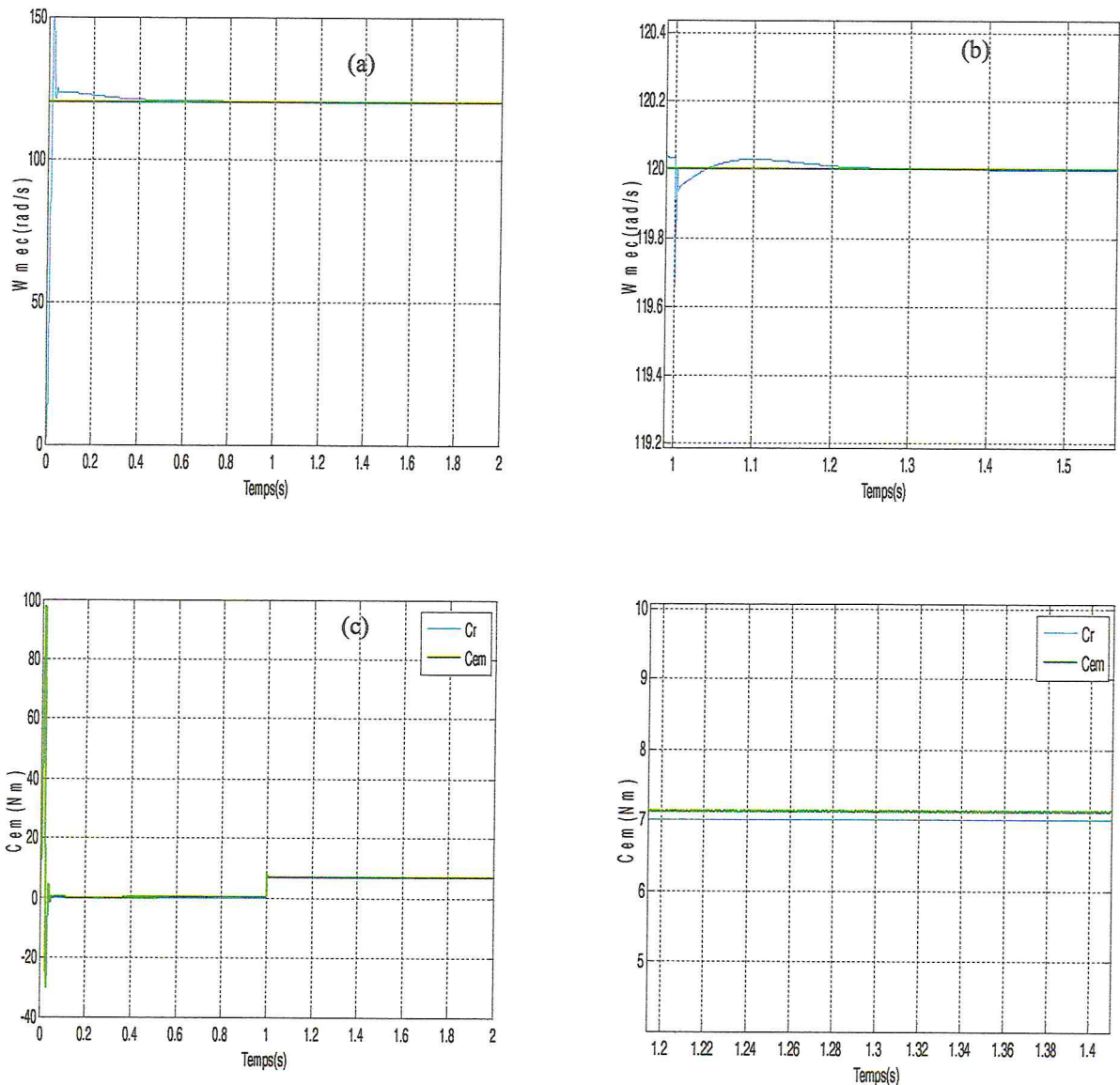


Figure III.12: (a) vitesse de rotation (c) le couple électromagnétique, (b) (d) leurs zoom respectivement sous une charge de $7\text{Nm} (=0.012)$, $W_{mec}^*=120\text{rad/s}$

Chapitre III: Commande vectorielle par orientation du flux rotorique

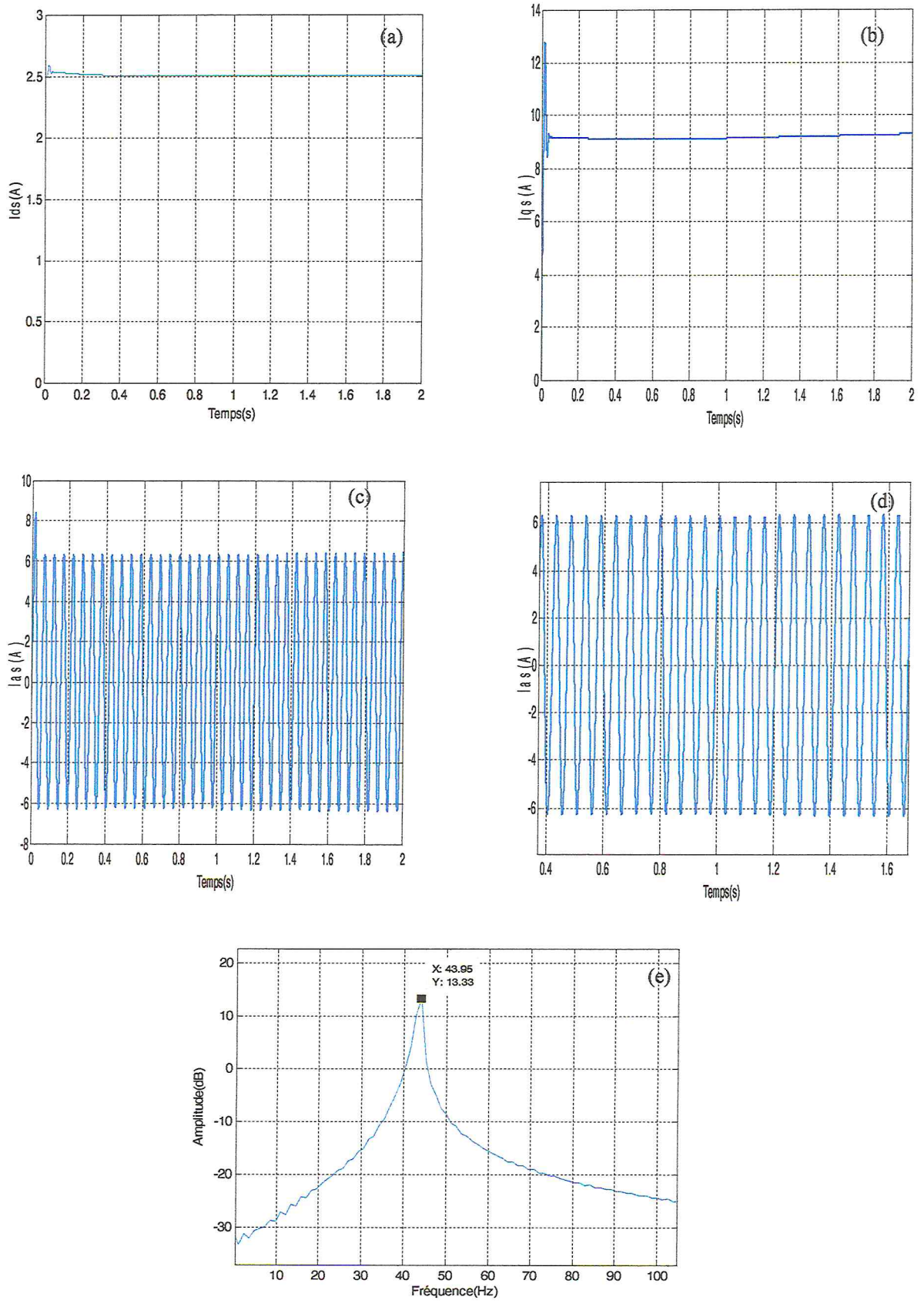


Figure III.13: (a) le courant I_{ds} (b) le courant I_{qs} , (c) et (d) le courant statorique et leur zoom (e) L'analyse spectrale du courant sous une charge de $7Nm$ ($g=0.012$)

Chapitre III: Commande vectorielle par orientation du flux rotorique

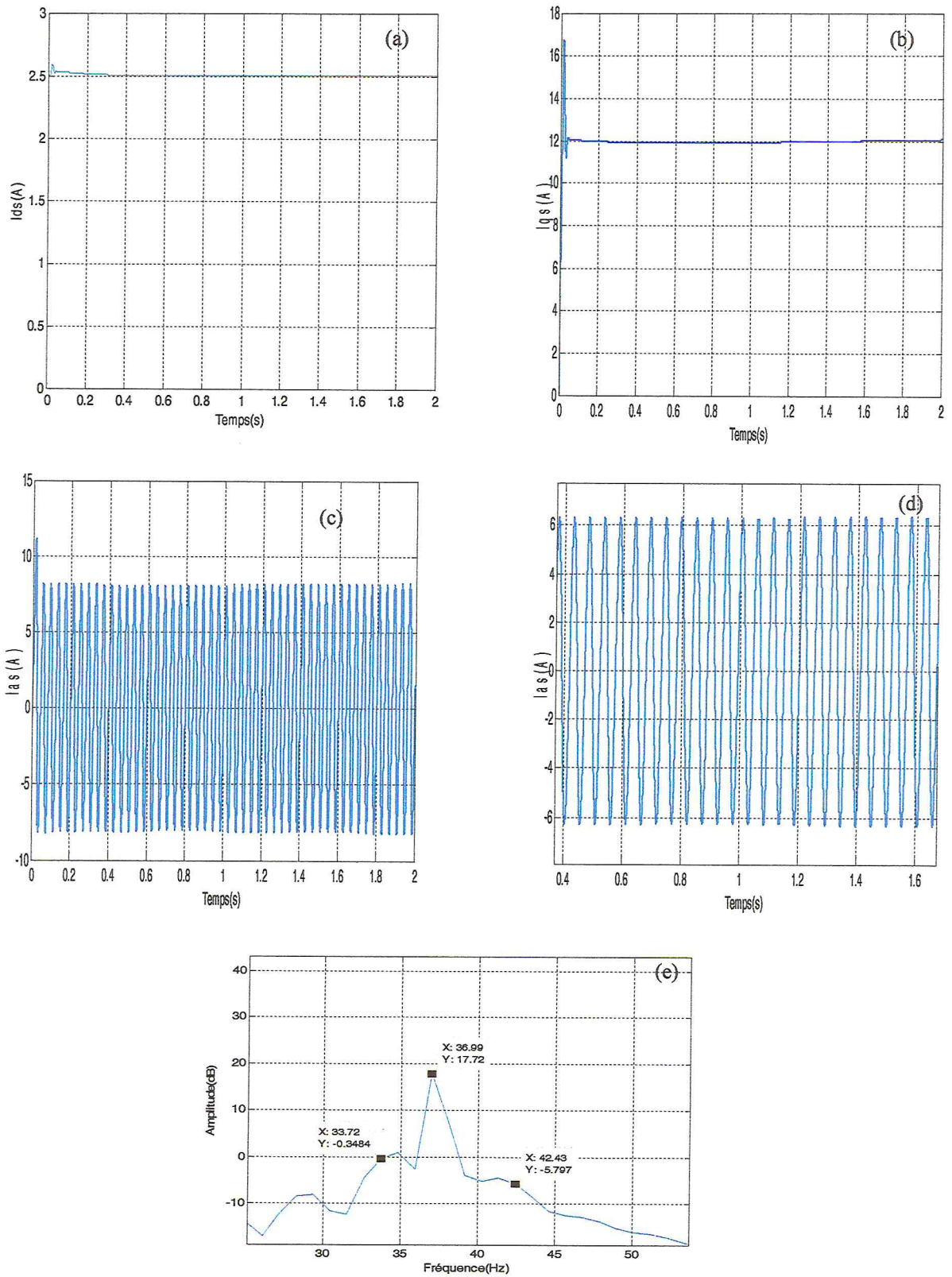


Figure III.15: (a) le courant I_{ds} (b) le courant I_{qs} , (c) et (d) le courant statorique et leur zoom (e) L'analyse spectrale du courant sous une charge de $7Nm$ ($g=0.03$)

Chapitre III: Commande vectorielle par orientation du flux rotorique

On remarque d'après les résultats obtenus pour les deux fonctionnements sains et avec défaut de cassure de barres que:

. Dans le cas du moteur sain, on observe que le spectre du courant statorique (fig. III.11-e) présente une raie fondamentale située à la fréquence statorique $f_s = 43.95$ Hz qui correspond à une vitesse de rotation (156.9rd/s) et donc un glissement de 0.012 (fig. III. 10-b).

L'analyse spectrale du courant statorique à l'état de présence de défaut montre bien les raies de défaut à $(1 \pm 2.s).f_s$.

II.6 Conclusion

Dans ce chapitre, après avoir présenté le principe de la technique vectorielle par orientation du flux rotorique (type indirecte) appliquée sur le modèle de la machine asynchrone à cage d'écureuil moyennant un réglage classique ce qui nous a permis de simuler le système, avec ou sans défauts.

Les résultats de simulation montrent que la qualité de la commande a une influence essentiellement sur l'axe d (l'axe du flux). Meilleur sera le découplage du flux par rapport au couple, moins l'axe d sera affecté par le défaut. Le courant de ligne I_a possède l'information de la présence de défauts de barres cassées avec plus de difficultés de détecter un défaut lorsque les barres sont éloignées.

Pour les courants de Park, c'est le courant I_{sq} qui est le plus affecté (normal car c'est le courant lié au couple).

Chapitre IV
Commande par mode
glissant

IV.1 Introduction

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

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

Afin d'obtenir ce régime glissant, une loi de commande est requise pour avoir une nature discontinue, c'est à dire que la structure du système a besoin d'être modifiée dans le temps. Un tel système est appelé système à structure variable (VSS) (Variable Structure System).

IV.2 Théorie de la commande par mode glissement

IV.2.1.Objectifs de la commande par MG

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

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

IV.2.2. Systèmes à structure variables:

Lorsque la structure du système ou du correcteur utilisé prend d'une façon discontinue deux ou plusieurs expressions, la notion de système à structures variables intervient. Il en découle la définition suivante:

- **Définition 1 :**

Un système à structure variable est un système dont la structure change pendant son fonctionnement, il est caractérisé par le choix d'une structure et d'une logique de commutation.

Chapitre IV:Commande par mode glissant

Ce choix permet au système de commuter d'une structure à l'autre à tout instant. De plus un tel système peut avoir de nouvelles propriétés qui n'existent pas dans chaque structure[48].

- **Définition 2 :**

Un système est dit à structure variable, s'il admet une représentation par des équations différentielles de type :

$$\dot{X} = \begin{cases} F_1(X,t) & \text{si la condition (1) est vérifiée} \\ F_2(X,t) & \text{si la condition (n) est vérifiée} \end{cases} \quad (\text{IV.01})$$

Où X est le vecteur d'état et les fonctions F_i appartiennent à un ensemble de sous systèmes, et appelées structures. En effet, il y a des commutations entre ces différentes structures suivant la condition vérifiée.

L'étude de tels systèmes présente un grand intérêt, notamment en physique, en mécanique et en électricité. Cela grâce aux propriétés de stabilité que peut avoir le système global indépendamment de celles de chacun de sous systèmes $F_i(X)$ pris seul[49].

IV.2.3. Modes de la trajectoire dans le plan de phase

La technique de la commande par mode glissant consiste à ramener la trajectoire d'état d'un système vers la surface de glissement et de la faire commuter à l'aide d'une logique de commutation appropriée jusqu'au point d'équilibre. Cette trajectoire est constituée de trois parties distinctes[50]:

- **Mode de convergence (MC) :** C'est le mode durant lequel la variable à régler se déplace à partir de n'importe quel point initial dans le plan de phase, et tend vers la surface de commutation $S(x)=0$. Ce mode est caractérisé par la loi de commande et le critère de convergence ;
- **Mode de glissement (MG) :** C'est le mode durant lequel la variable d'état a atteint la surface de glissement et tend vers l'origine du plan de phase. La dynamique de ce mode est caractérisée par le choix de la surface de glissement $S(x)=0$;
- **Mode du régime permanent (MRP) :** Ce mode est ajouté pour l'étude de la réponse du système autour de son point d'équilibre (origine du plan de phase), il est caractérisé par la qualité et les performances de la commande. Avant d'entamer les méthodes utilisées dans la synthèse de système de contrôle par mode de glissement, nous allons expliquer quelques notions de bases du régime glissant[51].

Chapitre IV: Commande par mode glissant

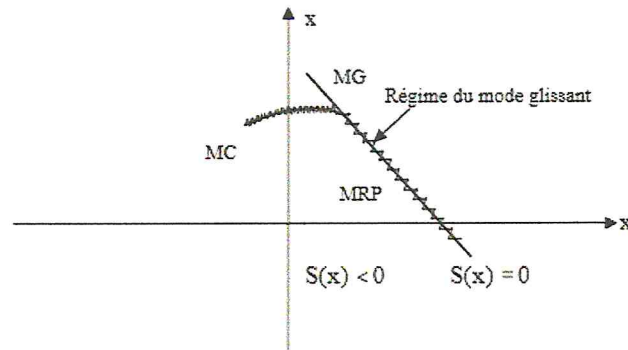


Figure VI.01: Différents modes de trajectoire dans le plan de phase

IV.3. Commande par mode glissant d'ordre 1

La commande par mode glissant d'ordre 1 (SMC) est une commande à structure variable pouvant changer de structure et commutant entre deux valeurs suivant une logique de commutation bien spécifique $s(x)$.

Le principe de la commande par modes glissants est de contraindre le système à atteindre une surface donnée appelée surface de glissement et d'y demeurer jusqu'à l'équilibre. Cette commande se fait en deux étapes : la convergence vers la surface et ensuite le glissement le long de celle-ci.

IV.3.1. Conception de commande par mode glissant

La synthèse de la commande par modes glissants se fait en trois étapes :

- Le choix de la surface de glissement
- L'établissement des conditions de la convergence
- La détermination de la loi de commande

IV.3.1.1 Principe de la commande par MG

➤ Choix de la surface de glissement

Soit le système décrit par l'équation différentielle suivante :

$$\dot{x} = f(x, t) + g(x, t).U \quad (IV.02)$$

Où :

f et g sont des fonctions non linéaires, g est supposée inversible.

U : L'entrée du système

Chapitre IV:Commande par mode glissant

x :état du système.

La formule générale de la surface de glissement est définie en fonction de l'ordre du système comme suit[52] :

$$S(x) = \left(\frac{\partial}{\partial t} + \lambda\right)^{r-1} e(x) \quad (\text{IV.03})$$

Avec : $e(x) = X_{ref} - X$

$e(x)$: écart de la variation à régler.

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

r :degré relatif ,égal au nombre de fois qu'il faut dériver la sortie pour faire apparaitre la commande.

Après le choix de la surface "S", le vecteur de commande "u" dont chaque composante U_i subit une discontinuité sur $S_i(x)=0$, est donné par[53] :

$$\begin{cases} u_i(x) = \bar{u}_i & \text{si } S_i(x) > 0 \text{ pour } i = 1, 2, \dots, m \\ u_i(x) = \underline{u}_i & \text{si } S_i(x) < 0 \text{ pour } i = 1, 2, \dots, m \end{cases} \quad (\text{IV.04})$$

L'équation (IV.) nous montre que le changement de valeur du vecteur de commande u dépend du signe de la surface $S(x)$. La surface $S(x)=0$ s'appelle surface de commutation et la commande est indéterminée sur cette surface[54].

➤ Condition d'existence du mode de glissement :

Les conditions de convergence permettent aux dynamiques du système de converger vers les surfaces de glissement. Nous retenons de la littérature deux conditions, celles-ci correspondent au mode de convergence de l'état du système/

• Fonction directe de commutation

C'est l'approche la plus ancienne et directe, a été proposée et étudiée par Emilyanov et Utkin. Il s'agit de donner à la surface une dynamique convergente vers zéro. Elle est donnée par:

$$S(X).S(X) < 0 \quad (\text{IV.05})$$

• Fonction de LYAPUNOV

L'approche de Lyapunov est une condition globale d'accès au mode glissant. Il s'agit de formuler une fonction scalaire positive $V(x)>0$ pour les variables d'état du système, et de choisir la loi de commutation qui fera décroître cette fonction (i.e. $V'(x) < 0$). Cette fonction est généralement utilisée pour garantir la stabilité des systèmes non linéaires[55].

Chapitre IV:Commande par mode glissant

En définissant la fonction de LYAPUNOV par :

$$V(X) = \frac{1}{2}S^2(X) \quad (\text{IV.06})$$

L'idée est de choisir cette fonction pour garantir l'attraction de la variable à contrôler vers sa valeur de référence, et de concevoir une commande U telle que le carré de la surface correspond à une fonction de LYAPUNOV. La dérivée de la fonction V(x) donne :

$$\dot{V}(X) = S(X)\dot{S}(X) \quad (\text{IV.07})$$

Pour que la fonction candidate de Lyapunov puisse décroître et converger vers zéro (pour garantir l'existence du mode de glissant), il suffit d'assurer que:

$$S(X)\dot{S}(X) < 0 \quad (\text{IV.08})$$

Cette équation montre que le carré de la distance vers la surface, mesurée par $S^2(x)$, diminue tout le temps, contraignant la trajectoire du système à se diriger vers la surface des deux cotés [56].

➤ Détermination de loi de commande

• Commande équivalente

Un vecteur de commande équivalente U_{eq} se définit comme étant les équations du régime glissant idéal. Nous nous intéressons au calcul de la commande équivalente et par la suite au calcul de la commande attractive du système défini dans l'espace d'état par l'équation [57].

Le vecteur u est composé de deux grandeurs U_{eq} et U_n soit :

$$U(t) = U_{eq} + U_n \quad (\text{IV.09})$$

Utilisons des équations (IV.02) et (IV.09) permet de obtenir la commande équivalente U_{eq} , nous avons:

$$\dot{S}(x) = \frac{dS}{dt} = \frac{\partial S}{\partial x} \frac{\partial x}{\partial t} = \frac{\partial S}{\partial x} \{f(x, t) + B(x, t)U_{eq}(t)\} + \frac{\partial S}{\partial t} \{B(x, t)U_n\} \quad (\text{IV.10})$$

En mode de glissement et en régime permanent, la dérivée de la surface est nulle (parce que $S(x) = 0$), on obtient:

$$U_{eq} = - \left\{ \frac{\partial S}{\partial x} B(x, t) \right\}^{-1} \left\{ \frac{\partial S}{\partial x} f(x, t) \right\} U_n = 0 \quad (\text{IV.11})$$

En portant U_{eq} dans l'équation (IV.01), on obtient l'équation du régime glissant idéal :

$$\dot{x} = f(x, t) - B(x, t) \left\{ \frac{\partial S}{\partial x} B(x, t) \right\}^{-1} \left\{ \frac{\partial S}{\partial x} f(x, t) \right\} \quad (\text{VI.12})$$

Chapitre IV:Commande par mode glissant

La commande équivalente U_{eq} est calculée en reconnaissant que le comportement dynamique durant glissement.

La commande équivalente peut être interpréter comme la valeur moyenne (continue) que prend la commande lors de la commutation rapide entre U_{max} et U_{min} .

U_{eq} correspond à la commande de linéarisation proposée par Fillipov et Utkin (commande équivalente), telle que la trajectoire de l'écart reste sur la surface de glissement $S(x) = 0$ [58].

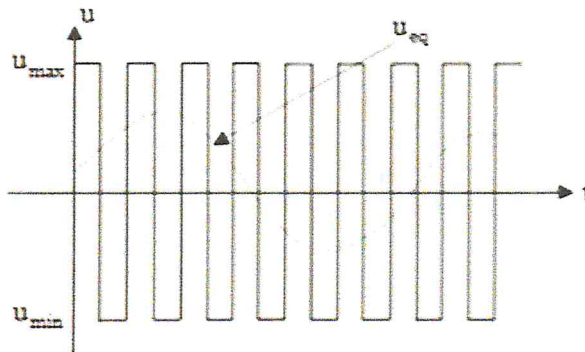


Figure IV.02: Commande équivalente U_{eq}

IV.3.2 La commande discontinue de base

L'addition du terme U_n à la loi de commande permet d'assurer l'attractivité de la surface de glissement $S(x)$. Celle-ci est attractive si seulement si $S(X)\dot{S}(X) < 0$.

Cette condition permet de définir la région dans laquelle le mode de glissement existe.

Durant le mode de convergence, on remplace le terme U_{eq} par sa valeur donnée par (IV.11) dans l'équation (IV.10). Nous obtenons donc une nouvelle expression de la dérivée de la surface, soit :

$$\dot{S}(x) = \frac{\partial S}{\partial x} [B(x, t)U_n] \quad (IV.13)$$

Le problème revient à trouver U_n tel que :

$$S(x) \cdot \dot{S}(x) = S(x) \frac{\partial S}{\partial x} [B(x, t)U_n] < 0 \quad (IV.14)$$

La solution la plus simple est de choisir U_n sous la forme de relais. Dans ce cas, la commande s'écrit comme suit:

$$U_n = K \cdot \text{Sign}(S(x)) = K \frac{S(x)}{|S(x)|} \quad (IV.15)$$

Chapitre IV:Commande par mode glissant

En remplaçant l'expression (IV.15) dans (IV.14) on obtient :

$$S(x) \cdot \dot{S}(x) = S(x) \frac{\partial S}{\partial x} B(x, t) \cdot K \frac{S(x)}{|S(x)|} < 0 \quad (\text{IV.16})$$

Où le facteur $\frac{\partial S}{\partial x} B(x, t)$ est toujours négatif pour la classe de systèmes que nous considérons. Le gain K doit être positif afin de vérifier les conditions de l'attractivité et de la stabilité. Le choix de ce gain est très influent car, s'il est très petit le temps de réponse sera très long et, s'il est choisi très grand, nous aurons des fortes oscillations au niveau de l'organe de la commande. Ces oscillations peuvent exciter les dynamiques négligées (phénomène de Chattering), ou même détériorer l'organe de commande[58].

- **Commande signe**

Plusieurs choix pour la commande discontinue U_n peuvent être faits. Le plus simple consiste à exprimer la commande discontinue $U_n = [U_1, U_2 \dots U_n]$ avec la fonction *sign* par rapport à

$$S = [S_1, S_2, \dots, S_n].$$

$$\begin{cases} \text{sign}(S(x)) = +1 & \text{si } S(x) > 0 \\ \text{sign}(S(x)) = -1 & \text{si } S(x) < 0 \end{cases} \quad (\text{IV.17})$$

U_n s'exprime donc comme :

$$U_n = K \text{sign}(S(x)) \quad (\text{IV.18})$$

Où: K est un gain positif.

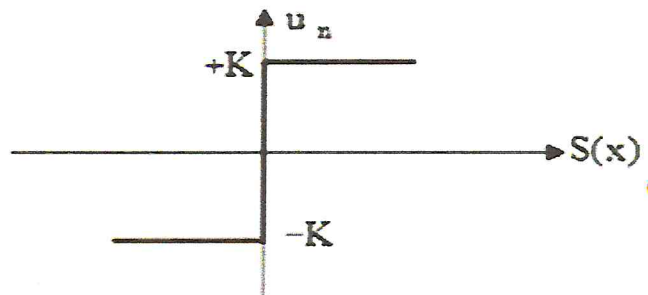


Figure.IV.03 : Définition de la fonction sign.

Le gain K est choisi positif pour satisfaire la condition. Le choix de ce gain est très influent car, s'il est très petit le temps de réponse sera très long, et s'il est choisi très grand, nous aurons des

Chapitre IV:Commande par mode glissant

fortes oscillations au niveau de l'organe de la commande. Ces oscillations peuvent exciter les dynamiques négligées (phénomène de chattering), ou même détériorer l'organe de commande [59].

- **Le phénomène de réticence ou 'chattering'**

La technique de commande décrite dans la partie précédente assure un comportement non désiré du système en boucle fermée. Cependant, elle a besoin (dans le cas idéal) d'une commutation infinie au niveau des actionneurs. Cette oscillation au voisinage de la surface est appelée réticence ou broutement. La Figure (IV.4) montre l'effet de la réticence dans la convergence du système. La réticence n'est pas désirable, car elle induit des dynamiques de haute fréquence du système, augmentant la consommation énergétique qui peut endommager les actionneurs [60].

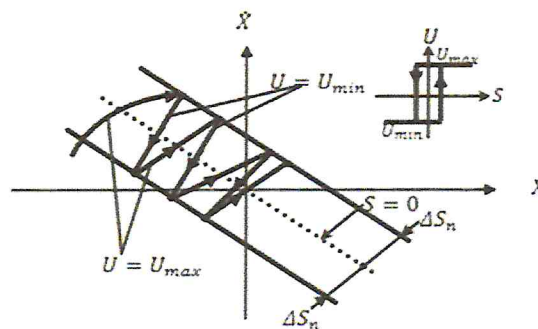


Figure.IV.04 :Démonstration du phénomène de réticence

La réticence est le principal des avantages des modes glissants. De nombreuses études ont été effectuées dans le but de réduire ou d'éliminer ce problème, par exemple : les solutions par limitation de la condition de glissement, les solutions par observateur, etc. Dans cette section nous allons décrire les techniques de limitation de la condition de glissement, car elles sont les plus utilisées pour les applications en temps réel. Ces techniques sont basées sur la définition d'une zone autour de la surface S , à l'intérieur de laquelle une condition de glissement moins stricte que la condition signe est appliquée. Ainsi, le terme $sign(S)$ dans la partie du glissement de la commande est souvent remplacé par un terme à variation plus douce:

- **Commande avec un seuil**

Cette commande est caractérisée par un seuil et la commande discontinue est donner par l'expression :

Chapitre IV: Commande par mode glissant

$$\begin{cases} U_n = 0 & \text{si } |S(x) < e| \\ U_n = K \cdot \text{sign}(S(x)) & \text{si } |S(x)| > e \end{cases} \quad (\text{IV.19})$$

Avec e : positive et petit.

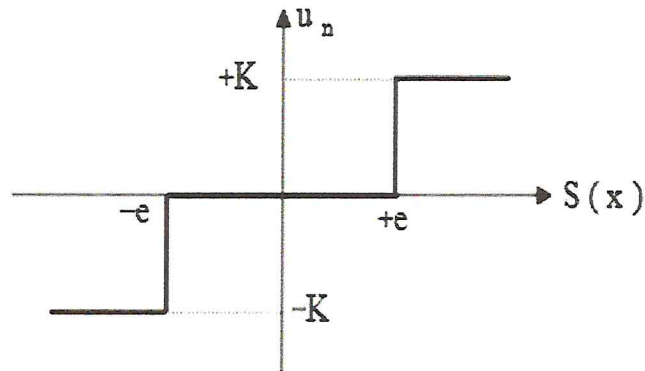


Figure IV.05 : Fonction sign de la commande avec un seul seuil.

- **Commande adoucie**

Dans le but de diminuer progressivement la valeur de la commande U_n en fonction de la distance entre la trajectoire de la variation à régler et la surface de glissement, on doit encadrer la surface par une bande avec un ou deux seuils.

On peut distinguer trois zones qui dépendent de la distance du point à la surface de glissement. Si la distance est supérieure au seuil e_2 , alors la fonction *sign* est activée. Si la distance est inférieure au seuil e_1 , alors U_n est nulle (zone morte). Si le point est dans la bande (e_1, e_2) , alors U_n est une fonction linéaire de la distance (droite de pente $\frac{K}{e_1 - e_2}$) [61].

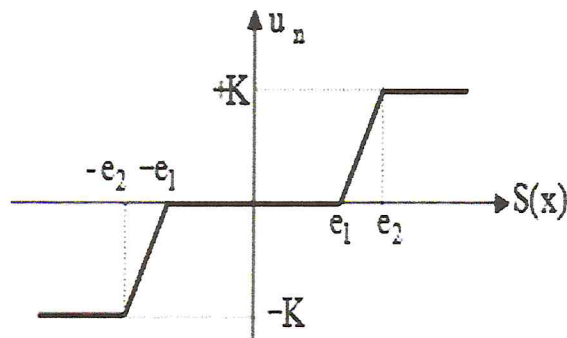


Figure IV.06: Fonction sign de la commande adoucie

Chapitre IV: Commande par mode glissant

- **La commande intégrale**

Les oscillations de haute fréquence qui apparaissent sur les réponses en régime glissant peuvent être évitées en rendant continue la commande discontinue U_n , en remplaçant la fonction signe par la fonction continue voisine:

$$U_n = \frac{S(x)}{|S(x) + \varepsilon|} \quad (\text{IV.21})$$

Où ε est un paramètre définissant le degré d'atténuation des oscillations. Lorsque ε tend vers zéro, on tend vers la même commande discontinue. La fonction U_n continue est illustrée sur la figure (IV.07).

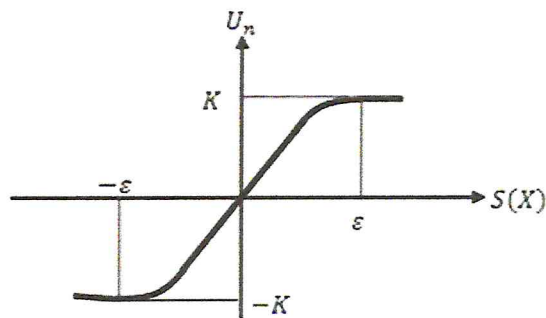


Figure.IV.07 : Définition de la fonction intégrale

Pour augmenter la précision de la réponse du système, on peut utiliser une commande continue incluant une composante intégrale qui devient active lorsque le point est proche de la surface. En général, le compensateur intégral diminue l'erreur en régime permanent, mais il est souvent indésirable pour les régimes transitoires brusques, car il provoque des oscillations supplémentaires sur la réponse. La commande U_n dans ce cas devient :

$$U_n = \frac{S(x)}{|S(x) + \varepsilon|} + \eta \quad (\text{IV.21})$$

$$\varepsilon = \varepsilon_0 + |\tilde{a}| \quad (\text{IV.22})$$

$$\eta = \begin{cases} \tilde{a}_0 \int S(x) dt & \text{si } |S(x)| < \varepsilon \\ 0 & \text{si } |S(x)| > \varepsilon \end{cases} \quad (\text{IV.23})$$

$$\eta = \begin{cases} \eta_0 \int S(x) dt & \text{si } |S(x)| < \varepsilon \\ 0 & \text{si } |S(x)| > \varepsilon \end{cases} \quad (\text{IV.24})$$

Chapitre IV:Commande par mode glissant

Où $\tilde{\alpha}$, η , $\tilde{\epsilon}$ et ϵ sont des constantes ou paramètres adaptatifs en fonction des références. Ce type de commande est difficile à mettre en œuvre car il y a un grand nombre de paramètres à déterminer[62].

- **La commande SAT**

Elle est connue sous le nom de "boundary layer solution", consiste à remplacer la fonction *sign* par une approximation continue, du type grand gain, uniquement dans un voisinage de la surface, parmi les fonctions utilisées, nous citerons la fonction de saturation:

$$\begin{cases} Sat(S) = 1 \text{ si } S > \mu \\ Sat(S) = -1 \text{ si } S < -\mu \\ Sat(S) = \frac{S}{\mu} \text{ si } |S| < \mu \end{cases}$$

(VI.25)

μ : Un paramètre petit et positif.

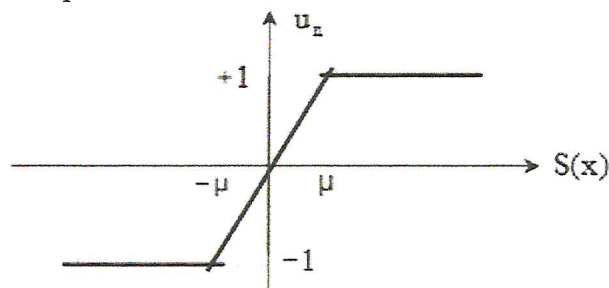


Figure.IV.08: Définition de la fonction Saturation(SAT)

IV.3.3 Commande par MG d'ordre un de la machine asynchrone à cage en défaut

Le modèle utilisé est le modèle de la machine asynchrone à cage(équation(II.28)).Mais les grandeurs électriques de la commande sont toutes exprimées dans un repère fixe lié au stator ,et qui sera qualifié de modèle (a-b).Le modèle est donné par[63].

$$\dot{x} = f(x, t) + g(x, t). U$$

Avec :

$$\begin{cases} U = [V_{sa} V_{sb}]^t \\ x = [i_{sa} i_{sb} \Phi_{ra} \Phi_{r\hat{a}} \Omega]^t = [x_1 x_2 x_3 x_4 x_5]^t \end{cases} \quad (IV.26)$$

Chapitre IV: Commande par mode glissant

Les variables x sont composés de deux états électriques ($i_{s\hat{a}}, i_{s\hat{a}}$) et deux états mécaniques ($\phi_{r\hat{a}}, \phi_{r\hat{a}}$) et un état représentant la vitesse de rotation du rotor Ω_r , gouverné par une équation mécanique.

f et g sont des fonctions des variables x .

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = -\ddot{e} \cdot x_1 + \frac{\tilde{A}}{T_r} \cdot x_3 + p \cdot \tilde{A} \cdot x_4 \cdot x_5 + \ddot{a} \cdot V_{s\hat{a}} \\ \dot{x}_2 = -\ddot{e} \cdot x_2 + \frac{\tilde{A}}{T_r} \cdot x_4 - p \cdot \tilde{A} \cdot x_3 \cdot x_5 + \ddot{a} \cdot V_{s\hat{a}} \\ \dot{x}_3 = \frac{-3 \cdot M_{sr}}{2 \cdot T_r} \cdot x_1 - \frac{1}{T_r} \cdot x_3 - p \cdot x_4 \cdot x_5 \\ \dot{x}_4 = \frac{-3 \cdot M_{sr}}{2 \cdot T_r} \cdot x_2 - \frac{1}{T_r} \cdot x_4 + p \cdot x_3 \cdot x_5 \\ \dot{x}_5 = \eta \cdot (x_2 \cdot x_3 - x_1 \cdot x_4) - \frac{C_r}{J} \end{cases} \quad (IV.27)$$

Avec :

$$\begin{cases} \ddot{e} = \frac{R_s}{\sigma \cdot L_{sc}} + \frac{1}{T_r} \cdot \left(\frac{1-\sigma}{\sigma} \right) \\ \tilde{A} = - \left(\frac{1-\sigma}{\sigma} \cdot \frac{2}{3 \cdot M_{sr}} \right) \\ \ddot{a} = \frac{R_s}{\sigma \cdot L_{sc}} \\ \eta = - \frac{3}{4} \cdot \frac{3 \cdot M_{sr} \cdot N_r}{J \cdot L_{rc}} \end{cases} \quad (IV.28)$$

➤ Choix des surfaces de glissements

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

➤ pour la vitesse ω

$$S(\hat{u}_r) = (\hat{u}_{rref} - \hat{u}_r) \quad (IV.29)$$

La dérivée de la surface est :

$$\dot{s}(\hat{u}_r) = (\dot{\hat{u}}_{rref} - \dot{\hat{u}}_r) \quad (IV.30)$$

En remplaçant $\dot{\hat{u}}_r$ dans (IV.29) on obtient :

Chapitre IV: Commande par mode glissant

$$S(\dot{u}_r) = \dot{u}_{rref} - p \cdot \frac{M}{J.Lr} \Phi_{rd} \cdot i_{sq} + \frac{f}{J} \dot{u}_r + \frac{C_r}{J} \quad (IV.31)$$

Avec:

$$i_{sq} = i_{sqeq} + i_{sqn} \quad (IV.32)$$

Durant le régime de mode glissant ;

$$\dot{u}_r = \dot{u}_{rref} \text{ et } i_{sqn} = 0 \quad (IV.33)$$

D'après l'expression (IV.18) on obtient :

$$i_{sqeq} = \frac{J.Lr}{p.M.\Phi_{rd}} \left[\dot{u}_{rref} + \frac{f}{J} \dot{u}_{rref} + \frac{C_r}{J} \right] \quad (IV.34)$$

et:

$$i_{sqn} = K_1 + \frac{S(\dot{u}_r)}{|S(\dot{u}_r)| + \lambda_1} \quad (IV.35)$$

➤ **Surface de régulation du courant i_{sq} :**

$$S(i_{sq}) = i_{sqref} - i_{sq} \quad (IV.36)$$

Durant le régime de mode glissant

$$\dot{i}_{sq} = \dot{i}_{sqref} \text{ et } V_{sqn} = 0 \quad (IV.37)$$

A travers l'expression (IV.07) on obtient :

$$V_{sqeq} = \sigma L_s \left[\dot{i}_{sq} + \left(\frac{1}{\sigma T_s} + \frac{1-\sigma}{\sigma} \cdot \frac{1}{T_r} \right) i_{sq}^* + \omega_s i_{sd} + \frac{1-\sigma}{\sigma} \cdot \frac{1}{Msr} \cdot \omega_r \Phi_{rd} \right] \quad (IV.38)$$

et

$$V_{sqn} = K_2 \cdot \frac{S(i_{sq})}{|S(i_{sq})| + \mu_2} \quad (IV.39)$$

Avec :

$$V_{sq} = V_{sqeq} + V_{sqn} \quad (IV.40)$$

Surface de régulation du courant i_{sd} :

$$S(i_{sd}) = i_{sdref} - i_{sd} \quad (IV.41)$$

Chapitre IV: Commande par mode glissant

En respectant les mêmes étapes que les précédentes, on obtient :

$$V_{sdeq} = \sigma J_s \left[i_{sdref} \left(\frac{1}{\sigma T_s} + \frac{1-\sigma}{\sigma} \cdot \frac{1}{T_r} \right) i_{sdref} - \omega_s i_{sq} - \frac{1-\sigma}{\sigma} \cdot \frac{1}{MT_r} \cdot \Phi_{rd} \right] \quad (IV.42)$$

et

$$V_{sdn} = K_3 \cdot \frac{S(i_{sd})}{|S(i_{sd})| + \mu_4} \quad (IV.43)$$

Avec :

$$V_{sq} = V_{sqeq} + V_{sqn} \quad (IV.44)$$

Le choix des gains (K_1 , K_2 et K_3) se fera de façon à imposer la valeur désirée à la sortie du régulateur.

IV.4 Résultats de simulation de la commande par MG

La commande par MG induit en pratique des commutations haute fréquence connue sous le nom de chattering. Ces commutations peuvent exciter des dynamiques non désirées qui risquent de déstabiliser, détériorer voire même de détruire le système étudié. Dans le but de réduire les broutements (phénomène de chattering haute fréquence), nous pouvons imposer une variation de la valeur de la commande (ordre un) en fonction de la distance entre la variable d'état et la surface de glissement [64].

➤ Cas d'une saine

La figure (IV.09) représente les résultats de simulation pour un démarrage à vide pour une référence de (120rad/s), l'application de charge de 7 Nm est effectuée à l'instant $t = 1s$ avec . On remarque que la vitesse suit sa consigne avec un temps de réponse pratiquement acceptable.

Chapitre IV: Commande par mode glissant

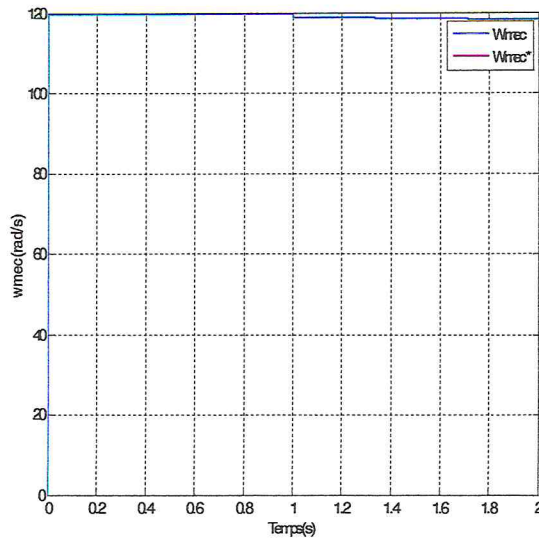


Figure IV.09: vitesse de rotation ($g=0.01$)

- **Robustesse de l'inversion de vitesse**

La figure (IV.10) illustre le test d'inversion de la vitesse. On remarque que la vitesse suit sa consigne avec un temps de réponse pratiquement acceptable (figure IV.10.a). L'allure du couple électromagnétique (figure IV.10.b) présente des pics provoqués par cette inversion avant de se stabiliser à la valeur désirée

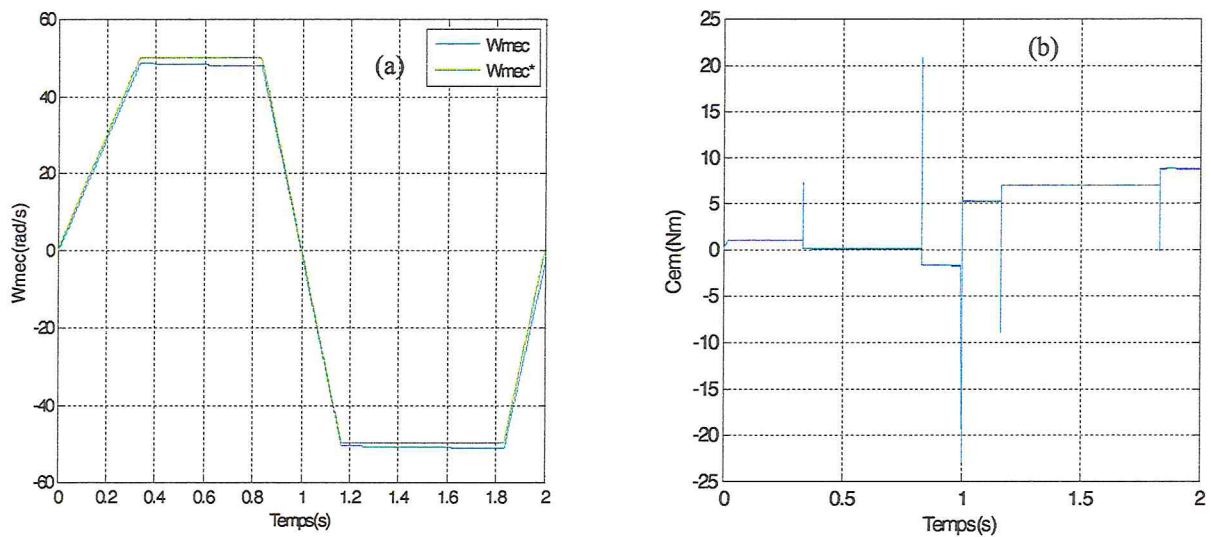


Figure IV.10: (a) vitesse de rotation (b) le couple électromagnétique

Chapitre IV:Commande par mode glissant

➤ Machine avec défaut

- Cassure adjacente de deux barres rotorique

La figure(IV-11) présente les résultats de simulation lors la machine présente un défaut de type cassures de barres adjacentes avec une vitesse de (120rad/s). On remarque que le système répond positivement à ce test, la vitesse suit rapidement sa référence, cela vent dire que la régulation est robuste .

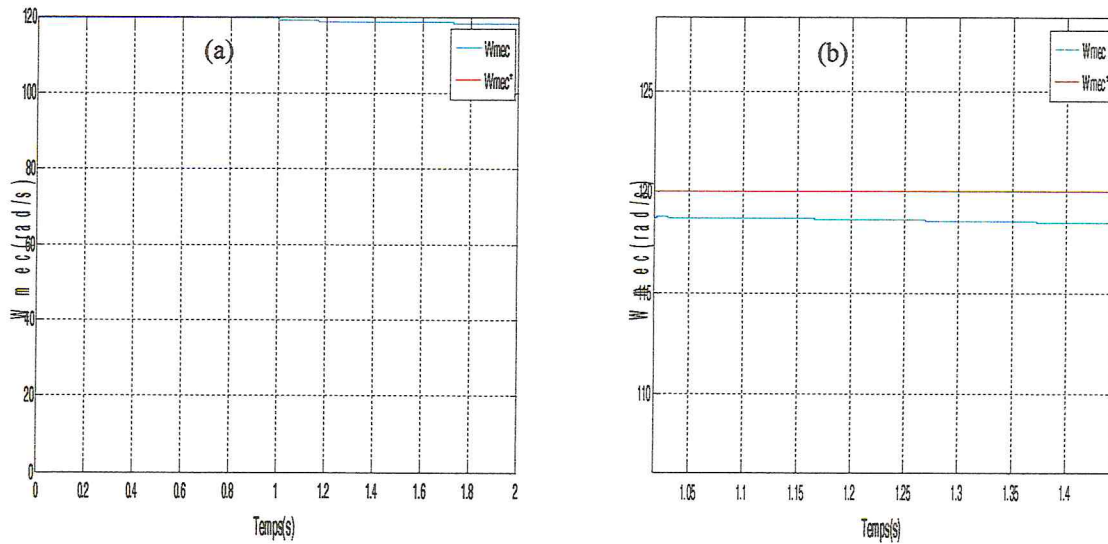


Figure.IV.11 : (a)vitesse mecanique,(b) courant ias

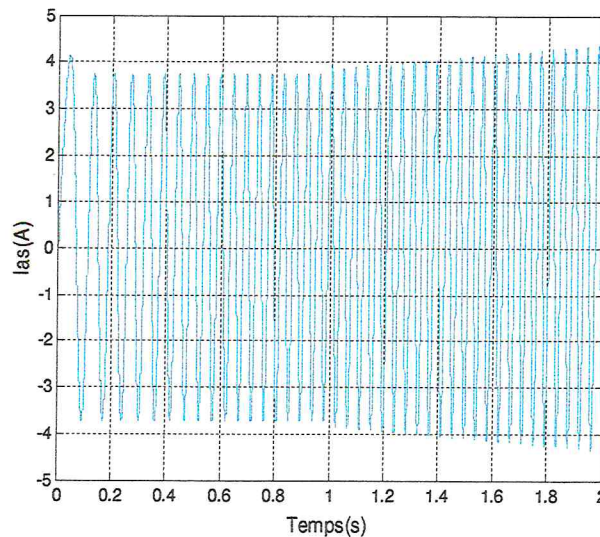


Figure.IV.12 : courant statorique ias

Le spectre de la vitesse (figure IV.13.b) ne donne aucune information sur la présence du défaut, puisque les amplitudes des ondulations sont très réduites due à l'action de la boucle de

Chapitre IV:Commande par mode glissant

régulation. Par contre l'analyse du courant statorique (figure IV.13.a) montre l'apparition des raies latérales au voisinage du fondamental.

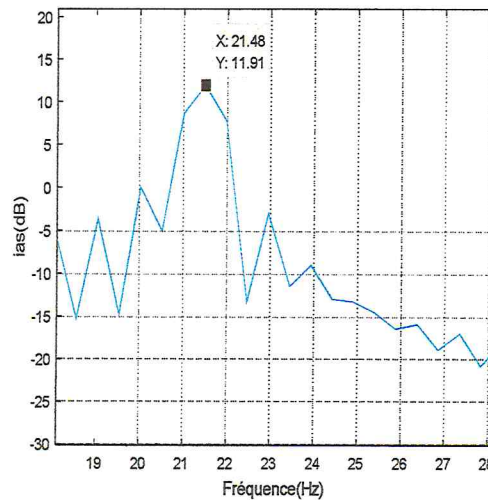


Figure.IV.13:spectre de courant ias

- **Test de robustesse pour l'inversion de vitesse**

Les figures illustrent les courbes pour une inversion de la vitesse, on remarque que la vitesse suit sa consigne avec un temps de réponse pratiquement le même. L'allure de couple et des courants statoriques présente des pics lors de l'inversion de la vitesse avant de se stabiliser à la valeur désirée.

Au moment de l'inversion de la vitesse on constate une variation négligeable au niveau des composantes du flux rotorique, donc on peut dire que le découplage est parfaitement réalisé.

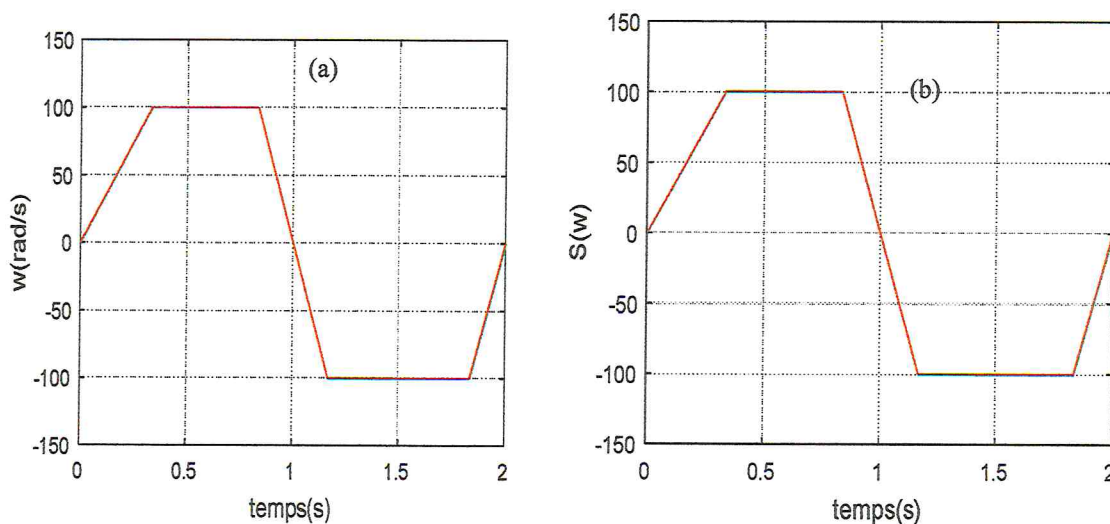


Figure. IV.14: (a)vitesse mecanique,(b)surface de la vitesse

IV.5 Conclusion

Dans ce chapitre, la théorie de mode glissant a été brièvement présentée. La commande par MG offre de meilleures performances autour du point de fonctionnement, aussi bien par rapport à des variations paramétriques et des perturbations extérieures. La commande classique des systèmes en MG d'ordre un présente, en général, l'inconvénient majeur du phénomène de chattering. Pour atténuer ou éliminer celui-ci, des solutions ont été proposées en remplaçant le terme discontinu (fonction signe) par une fonction continue (saturation, intégrale etc ...). L'utilisation de cette dernière produit une erreur statique en présence de perturbations, pour assurer la convergence de la surface vers l'origine en un temps fini.

Dans cette partie, on a représenté l'influence du défaut sur le courant statorique, une étude analytique de défaut nous a permis d'analyser et d'expliquer l'influence des défauts sur les performances de la machine.

Conclusion

générale

Le travail présenté dans ce mémoire s'inscrit dans le cadre du diagnostic des défauts dans les machines asynchrone à cage d'écureuil, par ce qu'elle occupe une place très important dans l'industrie.

Ce mémoire est une petite contribution théorique dans le domaine de diagnostic et surveillance des défauts des machines asynchrones à cage d'écureuil, aussi bien en boucle ouvert que dans une chaine de commande. Pour se faire, nous avons opté pour une approche globale basée sur la signature de grandeurs externes (couple, courant,..) et qui utilise un schéma multi enroulements équivalent bien adapté à la simulation des défauts rotoriques envisagés.

Le modèle obtenu permet de simuler pratiquement les défauts au niveau du rotor (cassure de barres). D'une autre part il permet de suivre les grandeurs externes (couple, courant,...). des techniques et autres outils sont utilisé pour le diagnostic de ce défaut. Nous les avons classés en deux approches:

- une approche signale basée sur le traitement de signal des grandeurs mesurables, à savoir le courant et l'autre approche basée sur les modèles des systèmes. Dans notre étude on adopter la transformation de Fourier rapide (FFT).

Dans le premier chapitre, nous avons établi un état de l'art des défauts dans la machine asynchrone où nous soulignons différentes méthodes et techniques de détection des divers défauts

Dans le deuxième chapitre et afin de représenter le comportement de la machine lors d'un fonctionnement normal (sans défaut) et dégradé (avec défaut), nous avons établi un modèle mathématique multi-enroulement pour la cage rotorique, puis une transformation du modèle multi enroulements au modèle biphasé, pour la faciliter l'étude de la machine en boucle fermée.

Une simulation des performances de la machine est effectuée (la vitesse de rotation, le couple, le courant statorique) à l'état sain puis avec défaut de ruptures de barres.

Les résultats obtenus ont montrés l'influence des défauts sur la vitesse de rotation, couple électromagnétique et le courant statorique, qui se traduit par des ondulations et déformations des allures. Les résultats montrent les performances de la techniques d'analyse du défaut et cela par l'apparition des harmoniques dans le spectre du courant statorique

Le troisième chapitre est consacré à l'application de la commande vectorielle de la machine asynchrone moyennant un réglage classique (régulateur PI de la vitesse), nous remarquons également que le réglage classique ne contrôle pas d'une manière satisfaisante le régime

transitoire de la machine lors de variation des grandes variations des amplitudes (changement de consigne, application de couple résistant).

Dans le quatrième chapitre, nous avons utilisé la commande par mode de glissant d'ordre un, sa théorie, nous avons vu que cette technique est plus robuste. La technique de commande par mode glissement nous a permis d'obtenir des hautes performances aux différents tests de robustesse par rapport à d'autres commandes au niveau de la vitesse, notamment au test de robustesse lors d'un défaut de cassures des barres rotoriques.

Au niveau de la commande par mode glissement, la variation des paramètres de la machine n'affecte pas les performances de la commande. La commande classique des systèmes en mode glissant d'ordre un présente en général,

L'inconvénient majeur du phénomène de chattering. Pour les atténuer, des solutions ont été proposées en remplaçant le terme discontinu (fonction signe) par une fonction continue (saturation, intégrale etc ...). L'utilisation de cette dernière produit une erreur statique en présence de perturbations, l'algorithme twisting du mode glissant d'ordre deux pour assurer la convergence de la surface vers l'origine en un temps fini.

Nous avons montré que la commande par twisting est plus simple à implanter, en effet elle donne un bon résultat presque l'annulation du chattering.

Les résultats obtenus montrent que la FFT peut indiquer la présence du défaut. Les résultats obtenus aussi par l'analyse du courant statorique par l'ondelette sont acceptables et motivants surtout en régime variable (régime non stationnaire).

Enfin, pour l'amélioration du modeste travail, on propose quelques perspectives qui sont traduites par:

- implémentation pratique sur la carte électronique Dspace;
- amélioration sur la commande par mode glissant;
- étude d'autres types de défauts affectant la machine asynchrone en utilisant la même commande cad commande par mode glissant.
- utilisation des observateurs pour le diagnostic: back stepping, mode glissant ordre 2;
- autres méthodes de diagnostic: logique floue, réseaux de neurones;
- diagnostic des défauts dans les machines asynchrone à cage d'écureuil, si la machine travaillant avec une vitesse supérieure à la vitesse nominale (même pour les basses vitesses).

Annexes

Annexe A

Paramètres de la machine

Les Paramètres du moteur utilisé sont:

P_n	Puissance nominale	1kW
V	Tension nominale de ligne	220 V
I	Courant nominal	3.2A
F_s	Fréquence d'alimentation	50Hz
p	Nombre de paire de pole	1
R	Diamètre moyen à l'entrefer	35.75mm
l	Longueur	65mm
e_0	Epaisseur d'entrefer	0.25 mm
N_r	Nombre de barres	16
N_s	Nombre de spire par phase	160
R_s	Résistance d'une phase statorique	7.828 Ω
R_r	Résistance d'une barre rotorique	150 $\mu\Omega$
R_e	Résistance d'une portion d'anneau	72 $\mu\Omega$
L_e	Inductance de fuite d'anneau de court-circuit	1 ^e -7 μ H
L_b	Inductance de fuite d'une barre rotorique	1 ^e -7 μ H
L_{fs}	Inductance de fuite statorique	0.018mH
K_f	Coefficient de frottement	0.000725
J	Moment d'inertie	6.09310-3 kgm ²

Annexe B

Paramètres de régulateur PI

$K_{pId} = 224.3495$

$K_{iId} = 1.2531 \times 10^5$

$K_{pIq} = 224.3495$

$K_{iIq} = 1.2531 \times 10^5$

$K_{pW} = 0.9742$

$K_{iW} = 60.93$

Bibliographie

Bibliographie

- [1] E. SCHAEFFER, "Diagnostic des machines asynchrones modèles et outils paramétriques dédiés à la simulation et à la détection de défauts," Thèse de doctorat, Université De Nantes, 1999.
- [2] f. benabida and m. . ouadah. ouadah, "diagnostic de défauts au stator et au rotor par estimation paramétrique de la machine," projet de fin d'études, école nationale polytechnique, el-harrach, algérie, 2006.
- [3] s. meradi, "'estimation des paramètres et des états de la machine asynchrone en vue du diagnostic des défauts rotoriques,'" mémoire de magister, mohamed khider, biskra, 2007.
- [4] J. Colomer, "Essais de synthèse des méthodes de C.N.D (contrôle non destructif)," revue pratique de contrôle industriel, 1990.
- [5] A. . G. . BONNET and SOUTKUP, "cause and analysis of stator and rotor failures in three-phase squirrel cage induction motors," IEEE transaction on industry application, 1988.
- [6] N. Amar, "Conception d'Observateurs Robustes pour le Diagnostic des Processus Energétiques," thèse de magistère, université de Annaba, 2009.
- [7] M.-O. Cordier and M. Basseville, "Surveillance et diagnostic de systèmes dynamiques:approche complémentaire du traitement de signal et de l'intelligence artificielle," Rapport INRIA N°2861, 1996.
- [8] M. Y. Kaikaa, "Modélisation de la machine asynchrone avec prise en compte de la non uniformité de l'entrefer.Application au diagnostic," thèse de doctorat, université de Constantine, 2010.
- [9] T. Boumegoura, "Recherche de signature électromagnétique des défauts dans un machine asynchrone et synthèse d'observateurs en vue du diagnostic," Thèse pour obtenir le grade de Docteur de Lyon, L'Ecole Doctorale électronique, électrotechnique, automatique, 2001.
- [10] s Belhamdi, "Prise en compte d'un défaut rotorique dans la commande d'un moteur asynchrone," these magister, universite Biskra, 2005.
- [11] N. Benameur, Introduction la commamde des machine electriques, Centre de publication universitaire. Tunis, 2007.
- [12] R. R. Schoen ;T.G.Habetler ; F. Kamran ; R. G. Bartheld, "'Motor Bearing Damage Detection Using Stator Current Monitoring'. IEEE Transaction on Industry Applications, vol 31, N°6, pp. 1274-1279, November- December 1995."
- [13] M. Blödt et al., "M. Blödt et al. 'models for bearing damage detection in induction motors', IEEE transactions on industrial electronics, vol. 55, no. 4, April 2008.
- [14] O. V. Thorsen and M. Dalva, "A survey of fault on induction motors in offshore oil industry, petrochemical industry, gas terminals, and oil refineries," IEEE Transactions on Industry Applications, 1995.
- [15] T. Boumegoura, "Recherche de signature électromagnétique des défauts dans un machine asynchrone et synthèse d'observateurs en vue du diagnostic," Thèse pour obtenir le grade de Docteur de Lyon, L'Ecole Doctorale électronique, électrotechnique, automatique, 2001.
- [16] M. HAIDOUR and HAZIANENassim, "Diagnostic de la machine asynchrone : Approche multimodèle," Projet de fin d'études, ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE, El Harrach, Alger, Algérie, 2005.

- [17] G. Didier, "modélisation et diagnostic de la machine asynchrone en présence de défaillances," thèse de doctorat, Nancy, France, 2004.
- [18] A. GHOGGAL, "Diagnostic de la Machine Asynchrone Triphasée : Modèle Dédié à la Détection des Défauts," MAGISTERE, Batna, Batna, 2004.
- [19] N. BESSOUS, "Contribution Au Diagnostic Des Machines Asynchrones," Mémoire, MENTOURI, CONSTANTINE.
- [20] L. ADJA, H. TAIBI , and M. A. BERKANE, "le court-circuit entre spires des enroulements satatoriques à cage," PFE, nstitut National Spécialisé De Formation Professionnelle, Tiaret, 2010.
- [21] A. H. Bonnett and G. . Soukup, "Cause and analysis of stator and rotor failures in three-phase squirrel-cage induction motors," IEEE Trans. on Industry Applications, 1992.
- [22] A. Siddique, G. . Yadava, and B. Singh, "Applications of artificial intelligence techniques for induction machine stator fault diagnostics: Review," SDEMPED 2003 Machines power electronics and drives Atlanta, GA.USA, 2003.
- [23] N. Oucief, "Diagnostic à base d'observateurs, de défauts dans les systèmes de commande : Application au pendule inversé," Thèse de Magister, EMP, Alger, 2004.
- [24] B. Raison, "Détection et localisation de défaillances sur un entraînement électrique," Thèse de doctorat, Institut National Polytechnique de Grenoble, France, 2000.
- [25] A. Bellini, F. Filippetti, G. Franceschini, and C. Tassoni, "Towards a correct quantification of induction machines broken bars through input electric signals," ICEM'00, Espoo, Finland, 2000.
- [26] L. Baghli, L. Hein, H. Razik, and A. Rezzoug, "Modelling rotor cage induction motors for default detection," IEEE International SDEMPED'97, Carry-le-Rouet, France, 1997.
- [27] M. . Mal_ero, M. . Cabanas, F. . Faya, C. . Rojas, and J. Solares, "Electromagnetic torque harmonics for on-line interturn shortcircuits detection in squirrel cage induction motors," EPE'99, Lausanne, Suisse, 1999.
- [28] S.-E. Petropol, "Ondelettes et diagnostic: application aux défauts diélectriques et électriques des machines tournantes," thèse de doctorat, nstitut National Poly Technique de Grenoble, France, 2001.
- [29] R. Duda, P. Hart, and D. Stork, Pattern classification, Second Edition. USA, 2001.
- [30] P. M. Frank, "Fault Diagnosis in Dynamic Systems Using Analytical and Knowledge Based Redundancy – A survey and New Results," Elsevier, Automatica, 1990.
- [31] J. Gertler, "Fault detection and isolation using parity relations," Elsevier, Control Engineering Practice, 1997.
- [32] R. Isermann, "Fault diagnosis of machines via parameter estimation and knowledge processing - tutorial paper," Elsevier, Automatica, 1993.
- [33] O. Ondel, "Diagnostic par reconnaissance des formes : application à un ensemble convertisseur machine asynchrone," Thèse de doctorat, Ecole centrale de Lyon, 2006
- [34] A. Debiolles, "Diagnostic de systèmes complexes à base de modèle interne, reconnaissance des formes et fusion d'informations. Application au diagnostic des Circuits de Voie ferroviaires," Thèse de doctorat, Université de Compiègne, 2007.
- [35] I. BENLALLOUI, "Commande, Observation et Diagnostic d'un Système Non-linéaire : Application à la Machine Asynchrone en Présence de Défauts," thèse de doctorat, Université de Batna 2, Algerie, 2016.
- [36] A. KHATIR, "Etude comparative des modèles des machines asynchrones utilisés en diagnostic des défauts," These de Magister, Universite FERHAT ABBAS - SETIF UFAS, Algerie, 2009.

- [37] L. baghli, "cotribution ala commande de la machine asynchrone,utilisation de la logique flou,des resaux de neurones et des algorithmes genetiques," these de doctorat, Nancy, France, 1999.
- [38] I. Ali, "Contribution au diagnostic de machines électromécaniques : Exploitation des signaux électriques et de la vitesse instantanée," Thèse de Doctorat, UNIVERSITÉ DE SAINT ETIENNE, France, 2009.
- [39] Y. SOUFI, "Modelisation et diagnostic d'une association convertisseur machine électrique," these de doctorat, Universite Badji MokhtaR, ANNABA, 2012.
- [40] M. ZERBO, "Identification des paramètres et commande vectorielle adaptative à orientation du flux rotorique de la machine asynchrone à cage," thèse de doctorat, université du QUÉBEC, Canada, 2008.
- [41] S. CHEKROUN, "commande neuro-floue sans capteur de vitesse d'unemachine asynchrone triphasee," These de Magister, Ecole Normale Supérieure d'Enseignement Technologique, Oran, 2009.
- [42] S. Belhamdi, "Diagnostic de defaut de la machine asynchrone controlee par les deferentes technique de commande," these de doctorat, Universite Mohamed Khider, BISKRA, 2014.
- [43] LaiebFadila and GuerroucheHakima, "Etude comparative de la commande par mode glissant et la commande vectorielle d'une machine asynchrone," Mémoire d'ingenieurie, Mohamed Boudiaf, M'SILA, 2004.
- [44] " cours et notes de cours par lotfiBaghli", Document consultable et téléchargeable sur site Web http://www.atela.uhp-nancy.fr/baghli/cours_cmde_MAS.pdf.
- [45] "J.Chatelin, Machines électriques", T1, Presses polytechniques romandes, Lausanne, 1983."
- [46] "G.Grel, G.Clerc, Actionneurs électriques", Editions Eyrolles, France 1997."
- [47] W. S. Abu-Elhaija, V. Ghorbanian, J. Faiz, B. M. Ebrahimi, "Impact of Closed-loopControl on Behavior of Inverter-fed Induction Motors with Rotor Broken-Bars Fault", Proceedings of the International Conference on Power Electronics, Drives and EnergySystems, Bengaluru, India, December 16-19, 2012, IEEE, 2012."
- [48] Laieb Fadila and Guerrouche Hakima, "Etude comparative de la commande par mode glissant et la commande vectorielle d'une machine asynchrone," Memoire, Mohamed Boudiaf, M'SILA, 2004.
- [49] S.v.Emelyanov, "Variable Structure controleSystems," Moscow.Nauka, 1967.
- [50] H. Buhler, "Réglage par mode de glissement," Presses Polytechniques Romandes, Lausanne, Suisse, 1986.
- [51] Nouredine Bounasla., "Commande par Mode de Glissement d'Ordre Supérieur de la Machine Synchrone à Aimants Permanents' Thèse magister, Université Ferhat Abbas Sétif 1,2014."
- [52] Slotine, J.-J. E., & Li, W., "Applied Nonlinear Control," London: Prentice-Hall, Inc., 1991.
- [53] A. Benchaib, "Application de mode de glissement par la commande en temps réel de la machine asynchrone', thèse de doctorat, université de Picardie Jules Vernes, 1998."
- [54] H.Tamrbed et T.Azarobr, "Réglage par mode glissant d'un machine asynchrone," proceedings de la conférence CEE'00, pp.136-141, 2000.
- [55] A.G. Fillipov, "application of the theory of differential equations with discontinuous right -hands sides to non-linear problems in automatic control," in Proc. Ist IFAC congress, p.923-927, 1960.

- [56] B.KAFIA, "Commande de la machine asynchrone par mode de glissement, apport de la logique floue pour la réduction du phénomène «chattering»,» Thèse de magister, Batna, 2003.
- [57] R.Ouiguini, Y.Sellami,R.Bouزيد, "Une commande robuste par mode glissant flou appliqué à la poursuite de trajectoire d'un robot mobile holonone »,» CISTEMA, 2003.
- [58] Hemmami Mohammed Ilyes, "Commande sans capteur de vitesse d'un moteur synchrone à aimants permanents (MSAP) par l'utilisation de la commande directe du couple et d'un observateur de vitesse à mode glissant," Magister, Mohamed Khider, Biskra.
- [59] M. Abid, "Adaptation de la commande optimisée au contrôle vectoriel de la machine asynchrone alimentée par onduleur à MLI," Thèse de doctorat d'état en Electrotechnique, Djillali Liabes, Sidi Bel-Abbès, Algérie, 2009.
- [60] T. S. Jimenez, "Contribution a la commande d'un robot sous-marin autonome de type torpille," Thèse de doctorat en Génie Informatique, Automatique et Traitement du Signal, Université Montpellier II, France, 2004.
- [61] K,Kouzi, "Commandee vectorielle d'un moteur à induction sans capteur vitesse par un réglage PI Flou à Guains Flou Adaptés associé à un observateur d'Etat Par Modes De Glissement.,» Mémoire de Mgister, Batna, 2002.
- [62] B. Benazza, "Commande par mode glissant d'une machine asynchrone sans capteur de vitesse," Mémoire De Magistère En Electrotechnique, Djillali Liabes, Sidi Bel Abbès, Algérie, 2008.
- [63] V,I,Utkin, "Sliding mode control design principl and application to electric drives," IEEE Trans On In Elect,Vol 40N1feb93.
- [64] V. Utkin, H. Lee, "'Chattering problem in sliding modes control systems', Proceedings of the International Workshop on Variable Structure Systems, Alghero Italy, IEEE 2007.

Résumé

Le travail présenté dans cette thèse est consacré à l'étude de la commande par mode glissant d'une machine asynchrone en présence de défaut rotorique. En premier lieu nous avons présenté la modélisation du schéma multi enroulements de la machine asynchrone qui permet de reproduire son comportement en présence de défaillances. A la seconde étape nous avons utilisé la commande vectorielle indirecte par PI, mais ce réglage peut être insuffisant puisqu'elle est moins robuste. Et pour avoir des bonnes performances et robustesse qui résistent contre les variations paramétriques et les perturbations extérieures nous avons appliqué la commande par mode glissant. En fin le diagnostic de ce type de défaut est réalisé avec la détection par l'approche signal qui est à base de l'analyse spectrale FFT. Les résultats de simulation sont validés par des simulations en Matlab Simulink.

Les mots clés: machines asynchrones a cage d'écureuil, Diagnostic, cassures de barres, FFT, commande vectorielle, commande par mode glissant, estimateur, observateur.

ملخص

إن هذا العمل المقدم في هذه المذكرة مخصص لدراسة التحكم في الآلات التزامنية ذات قفص سنجاب عن طريق الانزلاق الوضعي و ذلك في حالة وجود كسر في أعمدة الدوار. في بداية الأمر قمنا بنمذجة الآلة عند وجود الخلل في المرحلة الثانية استعملنا متجه التحكم غير المباشر لكن هذه التقنية غير فعالة و قوية بما يكفي، لذلك وللحصول على خصائص أكثر قوة و صلابة ضد تغير المقادير والاضطرابات الخارجية طبقنا التحكم بالانزلاق الوضعي. في الأخير تشخيص هذا النوع من الخلل جسد بواسطة التحليل الطيفي للتيار الكهربائي. نتائج المحاكاة عن طريق :

Matlab Simulink

الكلمات المفتاحية: الآلات التزامنية ذات قفص سنجاب، التشخيص، كسر الأعمدة، التحليل الطيفي، متجه التحكم، التحكم بالانزلاق الوضعي، مقدر، مراقب.