

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE

Ministre d'enseignement supérieur et la recherche scientifique



المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات
BIBLIOTHEQUE — المكتبة
Ecole Nationale Polytechnique

المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات
Ecole Nationale Polytechnique

Ecole Nationale Polytechnique

DEPARTEMENT DE GENIE ELECTRIQUE

PROJET DE FIN D'ETUDES

Thème

DIAGNOSTIC DE DEFAUTS AU ROTOR PAR
L'APPROCHE DE L'ESTIMATION PARAMETRIQUE

Proposé et dirigé par :

Pr.O.TOUHAMI

Réalisé par :

BOUZIDA Ahcene

BOUMAZA Med Adel

Promotion 2004/2005

Dédicace

Je dédie ce projet à :

En signe de respect et de reconnaissance aux

Personnes les chères

Ma mère et mon père.

A mes sœurs : Hafida, Fatma, Zahia

A mes frères : Mustapha, Hamoud et Khalid.

A toute la famille BOUZIDA.

A mon très chère ami Ismail.

A tous mes amis.

A tous ceux me sont chers.

Ahcene

Dédicace

Je dédie ce projet à :

En signe de respect et de reconnaissance aux

Personnes les plus chères

Ma mère et mon père.

A mes frères et mes sœurs.

A toute la famille BOUMAZA.

A tous mes amis.

A tous ceux me sont chers.

Mohammed Adel

Remerciements

المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات
BIBLIOTHEQUE — المكتبة
Ecole Nationale Polytechnique

Le travail présenté dans ce mémoire a été effectué au sien du département de Génie Electrique de l'Ecole Nationale Polytechnique (EL-HARRACH. ALGER).

J'adresse mes respectueux remerciements à :

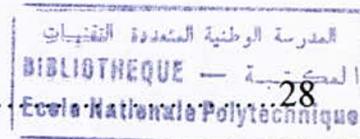
- Monsieur le Professeur O.TOUHAMI, notre Promoteur qui nous avoir confié ce projet et dirigé dans son élaboration jusqu'au bout.*
- Tous les membres de jury qui nous ont l'honneur de juger notre travail.*
- Tous les enseignants qui ont contribué à notre formation pendant les cinq années.*

SOMMAIRE



Introduction générale.....	01
<u>CHAPITRE I:</u> DIAGNOSTIC DE DEFAUTS DE LA MACHINE ASYNCHRONE A ROTOR A CAGE D'ECUREUIL	
I.1 Description des défauts (causes, effets).....	03
I.1.1 Causes des défaillances.....	03
I.1.2 Les différents défauts.....	04
I.1.3 Etudes statistiques.....	07
I.2 L'effet des défauts sur les paramètres de la machine.....	07
I.2.1 L'effet de cassures de barres.....	07
I.2.2 L'effet de cassures d'une portion d'anneau de court-circuit.....	08
I.2.3 L'effet d'un court-circuit dans une phase.....	08
I.3 Aperçu sur les méthodes de diagnostic.....	09
<u>CHAPITRE II:</u> MODELISATION DE LA MACHINE ASYNCHRONE A ROTOR A CAGE D'ECUREUIL	
II.1 Modèle du stator.....	13
II.1.1 Flux statorique du aux courants du stator.....	14
II.1.2 Flux statorique du aux courants du rotor.....	15
II.2 Modèle du rotor.....	16
II.2.1 Flux du rotor du aux courants du stator.....	18
II.2.2 Flux rotorique du aux courants du rotor	19
II.3 Résistance équivalente du rotor.....	20
II.4 Transformation inverse du courant.....	21
II.5 Paramètres triphasés équivalents	22
II.6 Fonction de transfert.....	23
II.7 Détermination des paramètres.....	25

**CHAPITRE III : IDENTIFICATION PARAMETRIQUE ET MODELE DE
REGRESSION LINEAIRE DE LA MACHINE
ASYNCHRONE A ROTOR A CAGE**



III.1	Méthodes d'identification.....	28
III.1.1	Méthode de mesure directe des paramètres.....	28
III.1.2	Méthode d'optimisation paramétrique.....	28
III.2	Procédure d'identification.....	29
III.2.1	Les structures de modèle.....	29
III.2.2	Structure de modèle ARX	29
III.2.3	Structure de modèle ARMAX	30
III.2.4	Structure de modèle erreur de sortie	30
III.2.5	Structure de modèle variable instrumentale.....	31
III.3	Algorithmes d'adaptation paramétriques.....	31
III.3.1	Algorithme de gradient.....	32
III.3.2	Algorithme de moindres carrés récursifs.....	34
III.4	Estimation récursive des paramètres	35
III.4.1	Moindres carrés étendus.....	35
III.4.2	Moindres carrés généralisés	48
III.4.3	Variable instrumentale a observations retardées.....	49
III.4.4	Erreur de sortie a compensateur fixe	41
III.5	Modèle linéaire de la machine pour l'estimation des paramètres.....	43
III.5.1	Formulation de l'identification à partir du modèle continu....	43
III.5.2	Formulation de l'identification à partir du modèle discret.....	44

**CHAPITRE IV : ETUDE EXPERIMENTALE DE DEFAUTS AU ROTOR
D'UNE MACHINE ASYNCHRONE A ROTOR A CAGE
D'ECUREUIL**

IV.1	tests d'expérimentation.....	47
IV.2	Filtrage des signaux entrée-sortie.....	48
IV.3	Comparaison entre les signaux filtrés et les signaux non filtrés.....	48

IV.4	Résultats d'identification paramétrique.....	49
	IV.4.1 Résultats d'identification paramétrique par l'utilisation de la structure de modèle ARX	50
	IV.4.2 Comparaison entre les sorties mesurées et les sorties simulées par la structure de modèle ARX.....	51
	IV.4.3 Résultats d'identification paramétrique par l'utilisation de la structure de modèle ARMAX.....	52
	IV.4.4 Comparaison entre les sorties mesurées et les sorties simulées par la structure de modèle ARMAX	53
	IV.4.5 Résultats d'identification paramétrique par l'utilisation de la structure de modèle IV4	54
	IV.4.6 Comparaison entre les sorties mesurées et les sorties simulées par la structure de modèle IV4	55
	IV.4.7 Résultats d'identification paramétrique par l'utilisation de la structure de modèle OE	56
	IV.4.8 Comparaison entre les sorties mesurées et les sorties simulées par la structure de modèle OE	57
IV.5	Interprétation des résultats obtenus.....	58
IV.6	Conclusions.....	60
Conclusion générale.....		61
Bibliographie.....		62

المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات
BIBLIOTHEQUE — المكتبة
Ecole Nationale Polytechnique

INTRODUCTION GENERALE

Introduction :

Le moteur asynchrone à cage d'écureuil et nommé souvent le "workhorse" de l'industrie en raison de sa robustesse et polyvalence. Cependant, il a ses limites, qui, ont pour conséquence les défauts prématurés du stator ou du rotor. S'intéresser au diagnostic des machines asynchrones peut sembler assez paradoxal. Si cette machine tend effectivement à supplanter la machine à courant continu dans la plupart des entraînements à vitesse variable, c'est en raison de ses nombreuses qualités, et principalement de sa robustesse. Le problème de l'intérêt et des objectifs de son diagnostic fut d'ailleurs posé d'emblé lors des premières réunions de l'action incitative interdisciplinaire « Commande et diagnostic des entraînements électriques ».

Le problème des ruptures de barres dans les moteurs des stations de pompage "offshore" ont été à l'origine des premiers travaux de recherche sur le diagnostic proprement dit des machines asynchrones. De nombreux travaux ont suivi dans la même direction, ou ont été initiés dans le diagnostic des autres défauts de la machine, comme le mésalignement entre la machine et la charge, l'excentricité du rotor, les courts-circuits ou encore l'usure des paliers. Les défauts ont souvent été étudiés dans le cadre des applications industrielles à vitesse constante et ou par analyse des courants de ligne. Généralement fondées sur l'analyse de Fourier, la plupart des méthodes proposées ne sont plus adaptées aux applications à vitesse variable, les signaux étant alors fortement non stationnaires. De nouveaux outils sont nécessaires. D'autres voies ont été explorées, comme l'approche de l'identification paramétrique. Mais le bilan des premières années de l'action incitative a montré que la problématique du diagnostic des machines asynchrones nécessitait véritablement l'union des compétences de communautés aussi diverses que l'Electrotechnique et la Mécanique pour leur connaissance des entraînements électriques, de l'Automatique pour les outils généraux de diagnostic et de commande de la machine, mais également de la chimie et du traitement du signal.

Certaines utilisations des moteurs asynchrones ne tolèrent pas les pannes intempestives. Ces pannes peuvent être dues aux moteurs et d'origine mécanique (excentricité du rotor, défaut sur l'accouplement, usure des roulements, ...) ou électrique et magnétique (court circuit du bobinage statorique, rupture de barre ou d'anneau, cassure des dents ...). Les imperfections peuvent aussi être dues à d'autres éléments de l'entraînement, citons par exemple des défauts dans l'alimentation, dans la charge ou dans les réducteurs mécaniques.

Les défauts qui apparaissent dans la machine électrique ont des origines variées. Ils peuvent être dus au vieillissement des composants du moteur ou bien aux conditions d'utilisation ou tout simplement à un défaut de fabrication dont l'effet serait imperceptible lors de la mise en service.

Afin d'éviter des arrêts intempestifs, il est possible d'effectuer une maintenance périodique durant laquelle les éléments de la chaîne sont remplacés après une durée d'utilisation finie. L'inconvénient est que les éléments d'un système ne sont pas à l'abri d'une panne et que leur durée de vie ne peut être définie au préalable, d'autre part, cette méthode paraît coûteuse en temps d'arrêt. Le développement d'outils ou de capteurs de surveillance et de détection de pannes paraît une solution coûteuse à l'investissement, mais elle s'amortit sur le temps. De plus, le remplacement des capteurs par des outils "logiciels" rend la surveillance en ligne moins coûteuse.

Dans une machine asynchrone, un défaut physique n'est pas évident à localiser avec des capteurs, surtout si le défaut se trouve au rotor (cassure des barres et/ou des portions d'anneau de court-circuit) à cause du mouvement. L'utilisation, dans l'entrefer ou dans les têtes de bobines, de capteurs de flux pour voir une image de l'état magnétique de la machine permettait de suivre des imperfections significatives dans le cas de l'apparition de défaut. Mais cette solution ne peut être appliquée à toutes les machines utilisées. Effectuer la surveillance en utilisant des observateurs ne nécessite pas de modifications dans la fabrication des moteurs, par contre, l'efficacité de la méthode réside dans le choix des paramètres significatifs et de la possibilité de les observer.

Notre travail est basé sur la détection des défauts de la machine asynchrone à rotor à cage d'écureuil, par l'utilisation de l'identification paramétrique qui permet d'estimer les paramètres physiques de la machine ; Pour ce faire quatre chapitres sont agencés de la manière suivante :

Le premier décrit les différents défauts qui apparaissent dans la machine asynchrone a cage d'écureuil, leurs causes, ainsi que les effets des défauts sur le comportement dynamique de la machine. Nous avons également situé quelques méthodes principales de diagnostic basées su l'analyse spectrale du courant statorique, des mesures du flux et des résistances.

Le second présente une modélisation particulière de la machine asynchrone à cage, permettant d'extraire un modèle de régression linéaire adapté à l'identification paramétrique.

Une stratégie d'identification paramétrique, des méthodes d'identification, des algorithmes d'identification et un modèle linéaire de la machine asynchrone à cage d'écureuil sont présentées dans le troisième chapitre.

Enfin le quatrième présente une étude expérimentale des défauts au rotor par les différentes structures de modèle, ainsi les résultats organisés de façon comparative permettant également de donner les écarts des paramètres des machines défectueuses.

CHAPITRE I

DIAGNOSTIC DE DEFAUTS DE LA MACHINE ASYNCHRONE A

ROTOR A CAGE D'ECUREUIL

DIAGNOSTIC DE DÉFAUTS DE LA MACHINE ASYNCHRONE A ROTOR A CAGE D'ECUREUIL

Introduction

De multiples défaillances peuvent apparaître dans la machine asynchrone; elles peuvent être prévisibles ou intempestives, mécaniques, électriques ou magnétiques, et leurs causes sont très nombreuses.

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 chaîne d'entraînement électrique à vitesse variable). Notre étude est restreinte aux problèmes électriques qui apparaissent dans la machine asynchrone [1].

I.1 Description des défauts (causes, effets)

I.1.1 Causes des défaillances

Les causes des défauts sont multiples. Elles peuvent être classées en trois groupes [1]:

- Les initiateurs de défauts : surchauffe du moteur, défaut électrique (court-circuit), problèmes mécaniques, rupture de fixations, problème d'isolation, survolage d'alimentation...
- Amplification de défauts : surcharge fréquente, vibrations mécaniques, environnement humide, alimentation perturbée (instabilité de la tension ou de la fréquence), échauffement permanent, mauvais graissage, vieillissement... etc.
- Les défauts de fabrication: défauts de fabrication, défektivité des composants, protections inadaptées, mauvais dimensionnement de la machine... etc.

Donc la majorité de tous les défauts du rotor et du stator sont provoqués par une combinaison des divers efforts qui agissent sur ces deux composants de la machine [2].

Pour le stator, ces efforts peuvent être groupés comme suit:

➤ Efforts thermiques

- vieillissement
- surcharge
- cycle de démarrage fréquent

- coupures
- **Effets Mécaniques**
 - mouvement d'enroulement
 - excentricité du rotor
- **Efforts électriques**
 - diélectrique
 - surtension
 - l'effet de couronne, effet de peau

Pour le rotor ces efforts sont des conséquences des contraintes et des conditions suivantes:

- Couple de fonctionnement.
- Force dynamique non équilibrée.
- Vibration de torsion et des couples transitoires.
- Forces résiduelles du bâti, de la soudure, de l'usinage, et des fils (radial, axial, autre).
- Force magnétique provoquée par le flux de fuite d'encoche.
- Force magnétique provoquée par l'excentricité de l'entrefer.
- Force de centrifuge.
- Effort thermique provoqué par l'échauffement de l'anneau du court-circuit.
- Effort thermique provoqué par la différence de la température dans la barre pendant le démarrage (effet de peau).

I.1.2 Les différents défauts

Des études statistiques nous révèlent que certaines pannes sont plus fréquentes que d'autres, ce qui nous amène à axer notre étude vers les types de défauts les plus courants. Parmi les pannes majeures, nous présentons les suivantes :

❖ Les cassures de barres et de portions d'anneaux de court-circuit

La détection de ces défaillances est rendue difficile par le fait que lors de leur apparition, la machine continue de fonctionner. Ces défauts ont par ailleurs un effet cumulatif. Le courant qui conduit dans une barre cassée, par exemple, se répartit sur les barres adjacentes. Ces barres sont alors traversées par plusieurs courants, ce qui conduit à leurs ruptures, et ainsi de suite jusqu'à la rupture d'un nombre suffisamment important de barres pour provoquer l'arrêt de la machine. Elles provoquent aussi une dissymétrie de

répartition de courants au rotor et des “à-coups” de couples, ceci va générer des vibrations et l'apparition de défauts mécaniques [1].

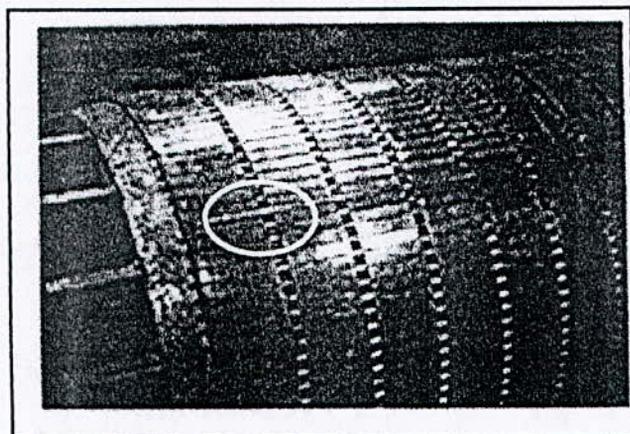


Fig.(I.1) : Rotor à cage avec rupture d'une barre

❖ Les courts-circuits internes

Un court-circuit entre phases provoquerait un arrêt net de la machine. Cependant, un court-circuit au bobinage près du neutre ou entre spires n'a pas d'effet aussi radical. Il conduit à un déséquilibre de phases, ce qui provoque une répercussion directe sur le couple. Ce type de défauts perturbe également de manière sensible les commandes développées sur la base du modèle de Park [1] (Hypothèse d'un modèle équilibré).

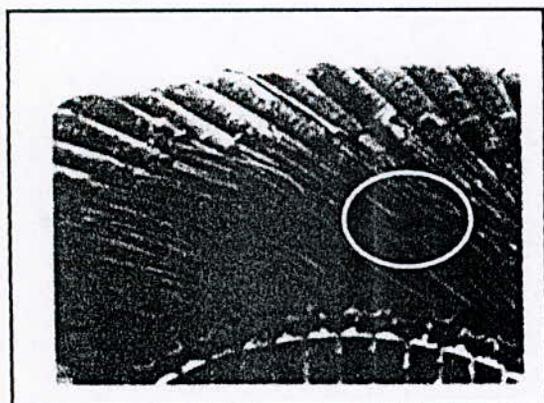


Fig.(I.2): Court-circuit spire-spire

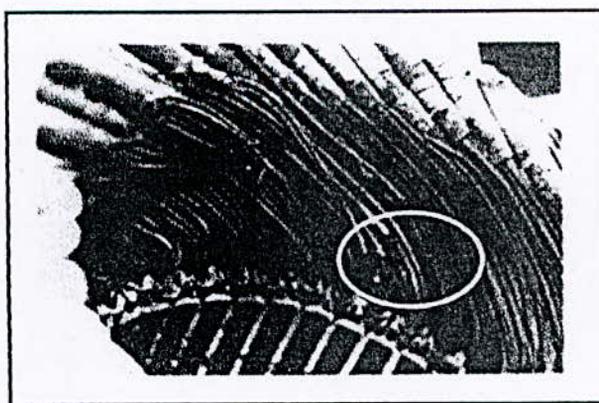


Fig.(I.3): Court-circuit phase-phase

❖ Les décharges partielles

Ce phénomène naturel dû aux décharges dans les isolants entre conducteurs ou entre conducteurs et la masse s'amplifie avec le vieillissement des isolants. Il est pratiquement imperceptible dans les isolants neufs par les moyens de mesures classiques car son effet n'est pas discernable par rapport aux bruits de mesure. Sa présence précède l'apparition des courts-circuits entre phases ou entre phase et masse lorsque ces décharges partielles ont suffisamment détérioré les isolants [1].

❖ Dissymétrie du rotor (excentricité)

Celui-ci provoque la variation de l'entrefer dans le moteur, une répartition non homogène des courants dans le rotor et le déséquilibre des courants statoriques. Le déséquilibre des efforts sur les barres génère un couple global non constant [1]. Quand l'excentricité devient grande, les forces radiales résultantes causées par le stator avec la bande de frottement du rotor, ce qui conduit à des dommages du stator et du rotor.

La géométrie du rotor peut présenter des dissymétries d'ordre naturel. Celles-ci relèvent de trois catégories d'excentricité de l'entrefer [5] ; à savoir :

- L'excentricité statique : lorsque l'axe du stator coïncide avec l'axe de rotation et non avec l'axe du rotor.
- l'excentricité dynamique : lorsque l'axe de rotation du rotor ne coïncide pas avec l'axe de symétrie du stator.
- L'excentricité mixte : lorsque l'axe de rotation du rotor ne coïncide pas avec les axes de symétrie du rotor et du stator.

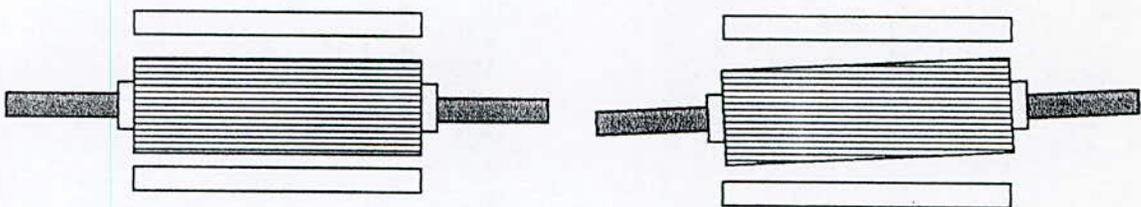


Fig.(I.4) : Excentricité statique et dynamique.

❖ Défauts de roulement à billes

Les défauts de roulement se manifestent comme de défauts d'asymétrie au rotor qui sont usuellement rangés dans la catégorie des défauts relatifs à l'excentricité. Un défaut de roulement se manifeste par la répartition continue du contact défectueux avec la cage de roulement extérieur comme intérieur.

I.1.3 Etudes statistiques

Une étude statistique, effectuée en 1988 par une compagnie d'assurance allemande des systèmes industriels sur les pannes des machines asynchrones de moyenne puissance (de 50 kW à 200 kW) a donné les résultats suivants [1] :

60% défauts dans le stator.

22% défauts dans le rotor.

18% autres défauts.

Une autre étude statique faite sur des machines de grande puissance (de 100kW à 1MW) donne les résultats suivants :

Enroulements stator	13%	Couplage magnétique	4%
Défauts au rotor	8%	Roulements	41%
Autres	34%		

Les contraintes mécaniques sont les plus grandes pour ce type de machines ; ce qui explique la domination des défauts de roulements sur les défauts électriques.

I.2 L'effet des défauts sur les paramètres de la machine

Un défaut au rotor engendre un déséquilibre des courants dans la cage d'écureuil ainsi que dans ses paramètres physiques. L'apparition d'un défaut dans le rotor provoque un déséquilibre dans les phases rotoriques. Alors que pour une machine saine ces trois paramètres restent toujours égaux quelque soit le point de fonctionnement.

I.2.1 L'effet de cassures de barres

La cassure de barres est un des défauts les plus fréquents au rotor. La détérioration des barres entraîne une augmentation de la résistance rotorique, diminution de la résistance statorique et réduction dans la valeur moyenne du couple électromagnétique et augmentation d'amplitude des oscillations. L'effet de la cassure de barres croît rapidement

avec le nombre de barres cassées. La grande amplitude des oscillations accélère la détérioration de la machine et des composants de la chaîne de traction.

I.2.2 L'effet de cassures d'une portion d'anneau de court-circuit

La cassure de portion d'anneau de court-circuit est un défaut qui apparaît aussi fréquemment que la cassure de barres. En fait les cassures sont dues soit à des bulles de coulées ou aux dilatations différentielles entre les barres et les anneaux.

Les portions d'anneaux de court-circuit véhiculent des courants très importants par rapport ceux des barres rotoriques. De ce fait, ce la entraîne un mauvais fonctionnement (température, humidité...) une surcharge de couple et donc de courants tous entraîne la cassure des portions d'anneau de court-circuit.

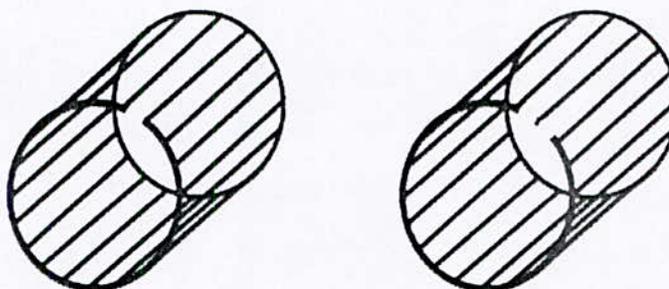


Fig.(I.5) :Rupture d'une et deux portions adjacentes d'anneau de court-circuit.

I.2.3 L'effet d'un court-circuit dans une phase

Un court-circuit entre spires de la même phase est un défaut assez fréquent. Il peut se manifester soit entre les spires au milieu du bobinage ou bien entre une spire et le neutre.

- **Court-circuit spire-neutre :** Le courant dans la phase concernée a une amplitude supérieure par rapport au courant des autres phases. Toutefois, les courants qui parcourent ces phases sont amplifiés par rapport au cas de la machine saine. Plus important est le nombre de spires en court-circuit, plus forte est l'augmentation des courants.

De plus le facteur de puissance diminue avec l'augmentation de nombre de spires en court-circuit. Ce qui explique la modification des bobinages, qui implique une variation de l'inductance propre de la phase affectée également par le défaut et affecte les autres par couplage magnétique.

- **Court-circuit au milieu de la phase :** le court-circuit entre spires loin du neutre augmente les courants dans les phases statoriques, dans les barres, et les portions d'anneaux du circuit rotorique.

- **Court-circuit entre phases différentes :** l'apparition d'un court-circuit proche de l'alimentation entre deux phases, induirait une des courants très forts conduisant à la fusion des conducteurs. Cependant, un court-circuit proche du neutre engendre un déséquilibre sans provoquer la fusion des conducteurs. De plus, les courants des barres sont amplifiés lors de l'apparition du défaut.

Le Tableau.(I.1) résume la variation des paramètres du modèle du moteur asynchrone à cage d'écureuil selon les défauts. Dans le cas d'un défaut, il y a une modification de tous les paramètres. Un court-circuit spire-spire se produit dans la phase *a* par exemple, *R_{sa}* et *L_{sa}* diminuèrent tandis que *R_{sb}* de *L_{sb}* et *R_{sc}* *L_{sc}* augmentera. C'est l'information "appropriée" pour la localisation de défaut [4].

Type de défaut	Paramètres du modèle (d-q)				Paramètres du modèle triphasé	
	<i>R_r</i>	<i>R_s</i>	<i>L_r</i>	<i>L_s</i>	<i>R_{sa}, R_{sb}, R_{sc}, L_{sa}, L_{sb}, L_{sc}, R_r, L_r</i>	
Cassure des barres et des portions d'anneau de court-circuit.						
Court-circuit entre spires d'une phase statorique.					<i>R_{sa}, L_{sa}</i>	
					<i>R_{sb}, R_{sc}, L_{sb}, L_{sc}</i>	

Tableau (I.1): variation des paramètres de la machine en fonction du défaut.

I.3 Aperçu sur les méthodes de diagnostic

Plusieurs méthodes de diagnostic de défauts rotoriques ont été le siège d'étude de plusieurs auteurs [6], [7] et [8] qui utilisent l'analyse spectrale de la signature du courant moteur pour la détection des défauts dans les barres rotoriques. Les défauts apparaissent aux fréquences : $f_b = (1 \pm 2g) f$.

La composante $(1-2g) f$ du courant interagit avec le fondamental du flux de l'entrefer et produit des ondulations dans la vitesse à la fréquence $2gf$, ce qui provoque une augmentation de la composante du courant aux fréquences : $f_b = (1 \pm 2kg) f$.

L'inertie de la charge affecte également l'amplitude du courant à ces fréquences, et d'autres composantes spectrales sont observées pour : $f_b = [(k/p) (1-g) \pm g] f$.

Pour éliminer les erreurs dues aux harmoniques de la source, aux déséquilibres de la tension, ou

encore au fonctionnement en saturation, une technique proposée dans la référence [9] qui consiste à déconnecter les trois phases de la machine, ce qui annule les courants statoriques, le courant rotorique devient la seule source qui induit des tensions dans les bobinages statoriques, donc si la cage d'écureuil présente des barreaux cassés la tension induite au stator sera directement affectée et son spectre montre une augmentation à un harmonique précis.

Une méthode dans la référence [10] utilise le flux pour la détection des barres cassées, il place des spires d'une part sur l'enveloppe extérieure du moteur pour mesurer l'étendue du flux de fuite des têtes de bobine et d'autre part de l'arbre du rotor pour mesurer le niveau du flux axial. Il montre ensuite les spectres mesurés à partir des signaux issus de ce dernier type de capteur dans le cas d'un moteur sain et dans celui où une des barres du rotor est cassée.

Le rotor peut être le siège d'autres défauts tels que l'excentricité, les effets et les dégâts dus à cette dernière ont été l'objet d'étude de plusieurs travaux [11], [12].

Deux méthodes présentent la détection qui utilisent la signature du courant moteur [13], la première par le contrôle du comportement du courant autour des fréquences d'encoches, et les fréquences associées, sont : $f_{slot+enc} = f_s [(k.Z \pm nd)(1-g)/p] \pm n_\omega$.

La seconde par le contrôle du comportement du courant autour du fondamental de la fréquence d'alimentation et ces fréquences sont données par : $f_{ecc} = f_s [l \pm m(1-g)/p]$.

f_s : fréquence de l'alimentation ;

$k=1,2,3$; $m=1,2,3$; p : nombre de paires de pôles ;

Z : nombre d'encoches, g : glissement ;

n_ω : ordre des harmoniques de la FMM statorique .

Une autre méthode dans la référence [12], a mentionnée l'existence de deux défauts rotoriques, le premier est l'oscillation de l'arbre le long de l'entrefer, qui cause la variation de la densité du flux dans ce dernier, l'oscillation produit alors des harmoniques de courant statorique pour fréquences prédites par : $f_{osc} = f \cdot (k(1-g)/p \pm 1)$.

Le deuxième défaut est l'asymétrie du rotor qui perturbe la densité du flux dans l'entrefer, les fréquences des composantes spectrales de la densité du flux dans l'entrefer sont données par :

$$f_{ra} = f(k(1-g)/p \pm g).$$

Yazici [14] montre bien que l'analyse temps-fréquence facilite la détection des défauts, par une méthode statistique. L'idée est de transformer le courant moteur en spectre temps-fréquence

pour capter la variation des composantes de la fréquence en fonction du temps, et pour analyser le spectre statistiquement pour différencier le fonctionnement avec défaut du fonctionnement normal. L'algorithme associé à cette méthode se compose de quatre étapes :

- l'avant-traitement, où le courant est filtré puis discrétisé, et le spectre temps-fréquence est établi.
- étape d'apprentissage, dans laquelle les vecteurs de la caractéristique sont segmentés en régions homogènes le long de l'axe des temps, soit par une méthode statistique, ou par estimation du couple ; les régions obtenues de la segmentation définissent les modes de fonctionnement normal du moteur, chaque mode est analysé statistiquement.
- étape de test où l'écart entre les caractéristiques mesurées et les modes représentatifs sont comparés au seuil, si l'écart est supérieur au seuil, l'existence d'un défaut dans les barres rotorique est fort probable; ce qui conduit à une quatrième étape où plusieurs mesures sont faites pour augmenter la précision de la détection du défaut.

Une autre méthode est présentée concernant la détection des barres rotoriques cassées par l'utilisation des signaux de tensions et de courants statoriques destinés à l'estimation simultanée de la vitesse et de la résistance rotorique. Cette dernière est comparée à sa valeur nominale pour détecter les barres cassées en tenant compte de l'influence de la température [15].

En général, une variété de capteurs peut être utilisée pour relever des mesures d'un moteur électrique pour un but de diagnostic. Ces sondes pourraient mesurer des tensions et des courants du stator, l'entrefer et des densités magnétiques externes du flux, position et vitesse du rotor, couple et rendement, des températures internes et externes. Un système de diagnostic peut surveiller une variété de défauts du moteur. Il est évident qu'un système de surveillance devrait être capable d'extraire, de façon cohérente l'évidence de beaucoup des défauts possibles avec des mesures physiquement différentes. Le système de surveillance étudié est combiné avec les modèles physiques de la machine, qui incluent des mécanismes et des symptômes avec l'évaluation et le l'estimation d'état et des paramètres. Des variations d'états et des paramètres de leurs valeurs nominaux sont utilisées pour détecter les défauts.

La détection des barres cassées et de rupture des anneaux de court-circuit du rotor dans les moteurs asynchrones à cage d'écureuil par l'outil paramétrique est basée sur l'hypothèse que la résistance apparente du rotor d'un moteur augmente quand une barre ou une portion d'anneau de court-circuit du rotor se casse. Ici, la résistance apparente du rotor est celle qui est située dans le modèle électrique équilibré par phase d'un moteur asynchrone à cage d'écureuil. Pour détecter les cassures des barres et des portions d'anneau de court-circuit de la cage du rotor, des mesures du courant du stator, de tension du stator, la fréquence d'excitation du stator, et la vitesse du rotor sont

effectuées. Ces mesures sont traitées par un estimateur de moindres carrés récurrents pour estimer les états et les paramètres du moteur. En particulier, on estime la résistance apparente du rotor et on la compare avec sa valeur nominale pour détecter les défauts.

En général, un moteur asynchrone à cage d'écureuil est modélisé avec des inductances propres pour le stator et pour le rotor, comme le montre le chapitre (II). Cependant, cette stratégie de diagnostic est concernée par l'estimation des paramètres basée sur des mesures électriques du stator seulement.

CHAPITRE II

MODELISATION DE LA MACHINE ASYNCHRONE A ROTOR A

CAGE D'ECUREUIL

MODELISATION DE LA MACHINE ASYNCHRONE A CAGE D'ECUREUIL

Introduction

La connaissance du modèle d-q des machines asynchrone est fondée sur l'hypothèse que les enroulements du stator et du rotor sont distribués sinusoïdalement dans l'espace. Bien que la cage du rotor est à distribution non sinusoïdale qu'elle peut être remplacée par un enroulement distribué équivalent. Une déduction formelle d'une telle équivalence est rarement trouvée dans la littérature, la dérivation devient les prétentions de simplification d'exigence très complexes.

Naguère plusieurs auteurs [16,17,18,19,20] ont utilisé la théorie des circuits couplés magnétiquement pour modéliser une machine asynchrone à cage d'écureuil. En général, pour une machine possédant « n » barres dans le rotor une approche mène à un modèle ayant « n+3 » équations simultanées non linéaires (plus l'équation mécanique). Bien que le nombre d'équations peut en quelque sorte être réduit quand il y a un nombre entier des barres rotoriques par pôle, en employant une transformation particulière du vecteur de l'espace la machine peut être entièrement modélisée en utilisant seulement quatre équations différentielles couplées. Cette énorme simplification est réalisée sans perte de généralité, ni perte de n'importe quelle information contenue dans l'ensemble complet des équations et elle reste valide pour n'importe quelle condition de fonctionnement. De plus, le nombre d'équations ne dépend pas du nombre de barres du rotor et il est valable même si le nombre de barres par pôle n'est pas un nombre entier. Le modèle prévoit les paramètres équivalents de rotor triphasé en termes de résistances réelles des barres du rotor et des valeurs d'inductances et donne les courants réels des barres et d'anneau de court-circuit du rotor, puisque ce modèle emploie les paramètres réels des barres et d'anneau de court-circuit du rotor. Des effets de second ordre tels que l'effet de peau par exemple peuvent être facilement incorporés [21].

II.1 Modèle du stator

La théorie des circuits couplés magnétiquement et la représentation complexe de vecteur de l'espace sont utilisées. Ce modèle est choisi en raison des simplifications qui peuvent être réalisées. Les hypothèses à considérer sont les suivantes :

- saturation négligeable,
- entrefer constant (uniforme)
- enroulements du stator sont sinusoïdalement distribués,

- courant d'inter barre est négligeable

Bien que la distribution sinusoïdale d'un enroulement est assumée aux autres distributions des enroulements pour que le principe de superposition soit toujours applicable [1].

le vecteur du flux total Φ_s du stator, peut être divisé en deux parties, l'un dû aux courants statoriques et l'autre dû au couplage mutuel avec le circuit du rotor. Pour le détail de l'explication, chaque terme sera développée séparément.

II.1.1 Flux statorique dû aux courants du stator

Pour une distribution sinusoïdale des enroulements statoriques le flux statorique dû aux courants statorique ϕ_{ss} est donné par l'équation (III-1) :

$$\begin{bmatrix} \phi_{ass} \\ \phi_{bss} \\ \phi_{css} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{ls} + L_{ms} & -\frac{L_{ms}}{2} & -\frac{L_{ms}}{2} \\ -\frac{L_{ms}}{2} & L_{ls} + L_{ms} & -\frac{L_{ms}}{2} \\ -\frac{L_{ms}}{2} & -\frac{L_{ms}}{2} & L_{ls} + L_{ms} \end{bmatrix} i_s \quad (\text{II-1})$$

Sachant que L_{ls} et L_{ms} sont les inductances de fuite et magnétisantes des enroulements du stator.

L'application du vecteur d'espace triphasé à (II-01) apporte :

$$\phi_{ss} = \frac{2}{3} (\phi_{ass} + a\phi_{bss} + a^2\phi_{css}) \quad (\text{II-2})$$

Avec « a » est le nombre complexe $e^{j(2\pi/3)}$ et ϕ_{ss} est le flux total, avec

$$\phi_{ss} = (L_{ls} + \frac{3}{2}L_{ms})i_s \quad (\text{III-3})$$

$$i_s = \frac{2}{3} (i_{as} + ai_{bs} + a^2i_{cs}) \quad (\text{II-4})$$

L'inductance L_{ms} pour un enroulement ayant N_s spires par phase est donnée par la relation suivante :

$$L_{ms} = \frac{\mu_0 l_r}{g} N_s^2 \left(\frac{\pi}{4} \right) \quad (\text{II-5})$$

II.1.2 Flux statorique dû aux courants du rotor

La cage du rotor est normalement modélisée par n boucles identiques et équidistantes. Une boucle est constituée par deux barres adjacentes du rotor et deux portions d’anneau de court-circuit. Chaque boucle est couplée avec toutes les autres boucles (circuits) et avec chacune des trois phases du stator.

Le flux statorique dû aux courants rotoriques est donc :

$$\begin{bmatrix} \phi_{asr} \\ \phi_{bsr} \\ \phi_{csr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{a1} & L_{a2} & \dots & L_{an} \\ L_{b1} & L_{b2} & \dots & L_{bn} \\ L_{c1} & L_{c2} & \dots & L_{cn} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{r1} \\ \vdots \\ i_{rm} \end{bmatrix} \tag{II-6}$$

Avec L_{xi} représente l’inductance mutuelle entre la phase x du stator et la boucle i du rotor.

$$\begin{bmatrix} \phi_{csr} \\ a\phi_{bsr} \\ a^2\phi_{asr} \end{bmatrix} = \frac{L_m}{2} \left\{ e^{-j(\theta_r + \delta)} \begin{bmatrix} 1 & b^{-1} \dots b^{1-n} \\ a^2 & a^2 b^{-1} \dots a^2 b^{1-n} \\ a & ab^{-1} \dots ab^{1-n} \end{bmatrix} + e^{j(\theta_r + \delta)} \begin{bmatrix} 1 & b \dots b^{n-1} \\ 1 & b \dots a^2 b^{n-1} \\ 1 & b \dots ab^{n-1} \end{bmatrix} \right\} \begin{bmatrix} i_{r1} \\ i_{r2} \\ \vdots \\ i_{rm} \end{bmatrix} \tag{II-7}$$

Avec $\delta = \frac{\alpha_r}{4}$, pour une machine ayant deux paires de pôles.

α_r représente l’angle entre deux barres adjacentes.

Où b est le nombre complexe $e^{j\alpha_r}$. Le flux ϕ_{sr} est obtenu en multipliant l’équation (II-7) par 2/3.

$$\phi_{sr} = L_m \left\{ (1+a+a^2) e^{-j(\theta_r + \delta)} [1 b^{-1} \dots b^{1-n}] + e^{j(\theta_r + \delta)} [1 b^{-1} \dots b^{n-1}] \right\} \begin{bmatrix} i_{r1} \\ i_{r2} \\ \vdots \\ i_{rm} \end{bmatrix} \tag{II-8}$$

Puisque $(1 + a + a^2 = 0)$, le premier terme de l’éq.(II-8) est toujours nul, donc ϕ_{sr} devient simplement :

$$\phi_{sr} = \frac{n}{2} L_m e^{j(\theta_r + \delta)} i_r \tag{II-9}$$

Avec :

$$i_r = \frac{2}{n} \begin{bmatrix} 1 & b & \dots & \dots & b^{n-1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{r1} \\ i_{r2} \\ \vdots \\ i_{rn} \end{bmatrix} \quad (\text{II-10})$$

i_r représente le vecteur des courants rotoriques.

Le flux statorique total est donné par la relation suivante :

$$\phi_s = \phi_{ss} + \phi_{sr} = L_s i_s + \frac{n}{2} L_m e^{j(\theta_r + \delta)} i_r \quad (\text{II-11})$$

Où $L_s = L_{ls} + \frac{3}{2} L_{ms}$, on note que dans cette dérivation aucune considération n'a été faite

concernant la forme d'onde des courants du rotor et l'éq.(II-11) est valable pour n'importe quel type d'excitation aussi pendant le régime transitoire.

En notation matricielle la tension V_s est écrite comme suit :

$$V_s = r_s + p \phi_s \quad (\text{II-12})$$

Où r_s est la résistance d'une phase statorique, en remplaçant le flux statorique par son expression dans V_s on obtient :

$$V_s = r_s i_s + L_s p i_s + \frac{n}{2} L_m e^{j(\theta_r + \delta)} (p + j\omega_r) i_r \quad (\text{II-13})$$

Cette expression a la même forme que le modèle d-q disponible dans la littérature. La différence principale est l'angle de phase introduit par le terme exponentiel complexe, qui est dû au choix arbitraire de la référence pour l'axe magnétique de la première boucle du rotor.

II.2 Modèle du rotor

L'effet de la symétrie du rotor est commode pour le modèle de la cage avec n circuits magnétiques couplés, Un avantage particulier de cette approche est qu'elle applicable aux rotors avec un nombre non entier des barres par pôle. Pour la simplicité, on définit chaque boucle par deux barres adjacentes du rotor et les deux portions d'anneau de court-circuit, (Fig.(II.1)). Au but de l'analyse de chaque barre du rotor et de segment d'anneau, le rotor est remplacé par un circuit équivalent qui représente la nature résistive et inductive de la cage. Il est également

commode d'effectuer l'analyse en utilisant des courants de boucle comme variables indépendantes. Un tel circuit équivalent est montré à la Fig. (II. 2).

En général il y a $(n + 1)$ mailles indépendantes définies par les n boucles du rotor. De plus une maille est constituée par n'importe quel portion d'anneau de court-circuit. Cependant, en l'absence de la composante axial du flux le courant qui circule dans l'anneau i_e , est égal à nul.

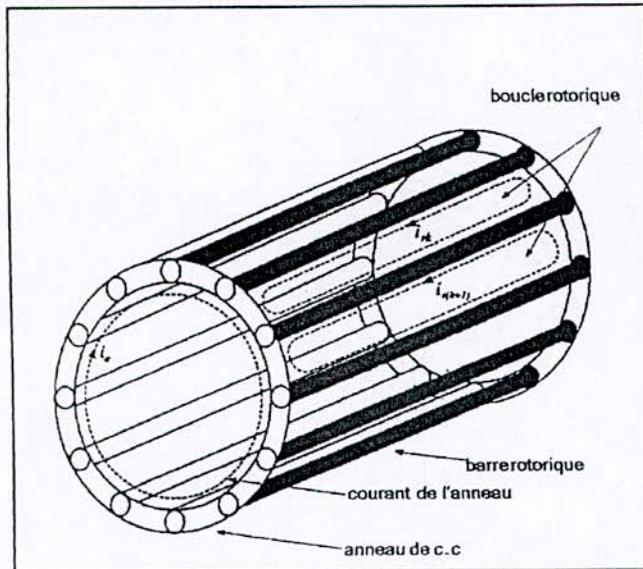


Fig.(II.1) : rotor à cage

L'équation de la maille pour le $k^{ième}$ circuit du rotor est :

$$0 = 2(R_b + R_e) i_{rk} - R_b i_{r(k-1)} - R_b i_{r(k+1)} + p \phi_{rk} \tag{III-14}$$

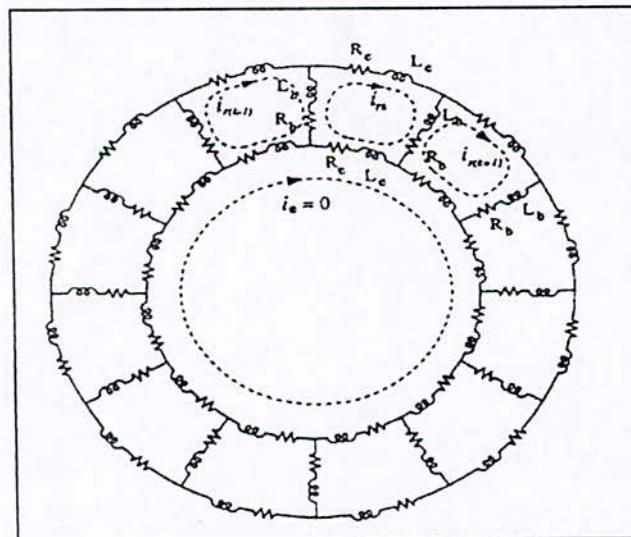


Fig.(II.2) : circuit équivalent d'un rotor à cage

Où le R_b représente la résistance de la barre, R_e est la résistance de la portion d'anneau du court-circuit, Φ_{rk} est le flux total embrassé par la $k^{ième}$ maille et i_{rk} est le courant de la boucle. Puisque

les boucles sont identiques, l'éq.(III-14) est valable pour chaque boucle, donc l'équation de tension du rotor sous la forme matricielle devient :

$$\begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \vdots \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_0 & -R_b & \dots & -R_b \\ R_b & R_0 & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ -R_b & 0 & \dots & R_0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{r1} \\ i_{r2} \\ \vdots \\ i_{rm} \end{bmatrix} + p \begin{bmatrix} \phi_{r1} \\ \vdots \\ \phi_{rm} \end{bmatrix} \tag{II-15}$$

Avec $R_0=2(R_b+R_e)$

L'équation du rotor sous la forme de vecteur de l'espace est obtenue en appliquant la transformation donnée dans les éqs. (II-10 à II-15), donne :

$$0 = R_r i_r + p \phi_r \tag{II-16}$$

Le flux total du rotor, $\Phi_r = [\Phi_{r1} \ \Phi_{r2} \ \dots \ \Phi_{rm}]^T$ peut être divisé en deux parties une due aux courants du stator Φ_{rs} , et l'autre due aux courants du rotor Φ_{rr} . De plus chaque composante sera développée séparément.

II.2.1 Flux du rotor dû aux courants du stator

Le couplage magnétique entre le rotor et le stator, est donné par

$$\phi_{rs} = \begin{bmatrix} \phi_{r1s} \\ \phi_{r2s} \\ \vdots \\ \phi_{rms} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{1a} & L_{1b} & L_{1c} \\ L_{2a} & L_{2b} & L_{2c} \\ \vdots & \vdots & \vdots \\ L_{na} & L_{nb} & L_{nc} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ \vdots \\ i_{cs} \end{bmatrix} \tag{II-17}$$

Où $L_{xi}=L_{ix}$ pour $i=1 \dots n$, et pour $x=a, b, c$

En utilisant la notation complexe et multipliant les deux termes de l'éq. (II-17) par

$1, b, \dots, b^{n-1}$ ce ci donne :

$$\begin{bmatrix} \phi_{r1s} \\ b\phi_{r2s} \\ \vdots \\ b^{n-1}\phi_{rms} \end{bmatrix} = \frac{L_m}{2} \left\{ e^{-j(\theta_r+\delta)} \begin{bmatrix} 1 & a & a^2 \\ 1 & a & a^2 \\ \dots & \dots & \dots \\ 1 & a & a^2 \end{bmatrix} + e^{j(\theta_r+\delta)} \begin{bmatrix} 1 & a^2 & a \\ b^2 & a^2b^2 & ab^2 \\ \vdots & \vdots & \vdots \\ b^{2(n-1)} & a^2b^{2(n-1)} & ab^{2(n-1)} \end{bmatrix} \right\} \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ \vdots \\ i_{cs} \end{bmatrix} \tag{II-18}$$

Le vecteur complexe Φ_{rs} est obtenu par l'addition et la multiplication par $2/n$,

$$\phi_{rs} = \frac{L_m}{n} \left\{ n e^{-j(\theta_r + \delta)} [1 \ a \ \alpha^2] + e^{j(\theta_r + \delta)} (1 + \dots + b^{2(n-1)}) [1 \ \alpha^2 \ a] \right\} \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \end{bmatrix} \quad (II-19)$$

Puisque $1 + b^2 + \dots + b^{2(n-1)} = 0$ et en utilisant la définition du vecteur d'espace des courants statoriques l'éq. (II-19) devient :

$$\phi_{rs} = \frac{3}{2} L_m e^{-j(\theta_r + \delta)} i_s \quad (II-20)$$

II.2.2 Flux rotorique dû aux courants du rotor

Le flux total embrassé par le $k^{ième}$ circuit du rotor et dû seulement aux courants du rotor est il donné par

$$\phi_{rkr} = L_{k1} i_{r1} + \dots + L_{kn} i_{rn} + 2(L_e + L_b) i_{rk} - L_b (i_{r(k-1)} + i_{r(k+1)}) \quad (II-21)$$

Où L_{ki} représente l'inductance mutuelle entre la maille k et la maille i du rotor et L_{kk} est l'inductance propre de la $k^{ième}$ maille du rotor.

En raison de la symétrie structurale du rotor l'éq.(II-21) est valable pour chaque maille, par conséquent Φ_{rr} peut être écrit sous la forme matricielle suivante :

$$\begin{bmatrix} \phi_{r1r} \\ \phi_{r2r} \\ \vdots \\ \phi_{rn} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{11} + L_0 & L_{12} - L_b & \dots & L_{1n} - L_b \\ L_{21} - L_b & L_{22} + L_0 & \dots & L_{2n} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ L_{n1} - L_b & L_{n2} & \dots & L_{nn} + L_0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{r1} \\ i_{r2} \\ \vdots \\ i_{rn} \end{bmatrix} \quad (II-22)$$

Avec $L_0 = 2(L_b + L_e)$.

Car L_{kk} et L_{ki} sont constantes et dépendent du dimensionnement du rotor et non de sa position, on multipliant l'équation (II-22) par $[1, b, \dots, b^{n-1}]$ on obtient :

$$\begin{bmatrix} \phi_{r1r} \\ b\phi_{r2r} \\ \vdots \\ b^{n-1}\phi_{rn} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{kk} + L_0 & b^{n-1}(L_{ki} - L_b) & \dots & b(L_{ki} - L_b) \\ b(L_{ki} - L_b) & L_{kk} + L_0 & \dots & b^2 L_{ki} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ b^{n-1}(L_{ki} - L_b) & b^{n-2} L_{ki} & \dots & L_{kk} + L_0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{r1} \\ i_{r2} \\ \vdots \\ i_{rn} \end{bmatrix} \quad (II-23)$$

On peut utiliser le fait que $b^{n+m} = b^m$.

On obtient le flux rotorique total suivant :

$$\phi_r = \frac{3}{2} L_m e^{-j(\theta_r + \delta)} i_s + L_r i_r \quad (\text{II-24})$$

Avec L_r correspond à l'inductance équivalente du rotor.

II.3 Résistance équivalente du rotor

La résistance équivalente du rotor est obtenue à partir du premier terme de l'équation (II-15).

La démarche à suivre est identique à celle employée pour obtenir le flux du rotor. Il suffit de multiplier chaque élément du première terme dans l'éq. (II-15) par $[1, b, \dots, b^{n-1}]$ et on obtient :

$$\begin{aligned} r_r &= R_0 - R_b (b^{n-1} + b) \\ &= 2R_e + 2R_b (1 - \cos \alpha_r) \end{aligned} \quad (\text{II-25})$$

Il faut Noter que la résistance équivalente r_r du rotor est exprimée en fonction des valeurs réelles de la résistance de la barre et de la portion d'anneau. En utilisant l'éq.(II-24) dans l'éq.(II-16) l'équation du rotor devient :

$$0 = r_r i_r + \frac{3}{2} L_m e^{-j(\theta_r + \delta)} (p - j\omega_r) i_s + L_r i_r \quad (\text{II-26})$$

Les eqs.(II-13 et II-26) correspondent au modèle complexe de la machine d'asynchrone à cage d'écurueil et définissent entièrement le comportement électrique pour le régime permanent et le régime transitoire.

Il est évident qu'on peut éliminer le couplage sinusoïdal entre le stator et les circuits du rotor on considère un choix arbitraire de référence d-q tournant à la vitesse angulaire ω . Les variables exigées dans cette référence sont définies par les transformations suivantes :

$$\begin{aligned} i_{dqs} &= \frac{2}{3} e^{-j\theta} i_s \\ i_{dqr} &= \frac{2}{3} \sqrt{\frac{n}{3}} e^{-j(\theta - \theta_r - \delta)} i_r \end{aligned} \quad (\text{II-27})$$

En appliquant la transformation aux équations de V_s et V_r , on obtient :

$$\begin{aligned} V_{dqs} &= r_s i_{dqs} + L_s p i_{dqs} + \frac{3}{2} \sqrt{\frac{n}{3}} L_m p i_{dqr} + j\omega \phi_{dqs} \\ 0 &= r_r i_{dqr} + L_r p i_{dqr} + \frac{3}{2} \sqrt{\frac{n}{3}} L_m p i_{dqs} + j(\omega - \omega_r) \phi_{dqr} \end{aligned} \quad (\text{II-28})$$

Avec :

$$\begin{aligned} \phi_{dqs} &= L_s i_{dqs} + \frac{3}{2} \sqrt{\frac{n}{3}} L_m p i_{dqr} \\ \phi_{dqr} &= L_r i_{dqr} + \frac{3}{2} \sqrt{\frac{n}{3}} L_m p i_{dqs} \end{aligned} \tag{II-29}$$

Le circuit équivalent correspondant représente la machine dans une référence tournante arbitraire comme montrée dans la Fig.(II.3).

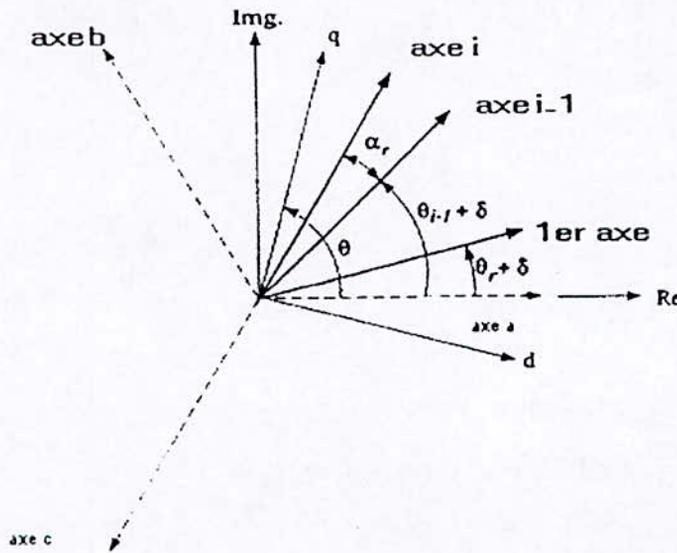


Fig.(II.3) : choix de référence

II.4 Transformation inverse du courant

En général les n courants du rotor sont représentés dans un espace vectoriel de dimensions n. Ce nouvel espace dimensionnel est défini par la transformation suivante:

$$\begin{bmatrix} i_r^0 \\ i_r^1 \\ \vdots \\ i_r^{n-1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 1 & \dots & 1 \\ 1 & b & \dots & b^{n-1} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 1 & b^{n-1} & \dots & b^{(n-1)(n-1)} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{r1} \\ i_{r2} \\ \vdots \\ i_m \end{bmatrix} \tag{II-30}$$

Où i_r^i représente le $i^{ième}$ courant du rotor dans le nouvel espace.

Lorsqu'on applique l'éq.(II-30) aux équations d'une machine asymétrique à cage d'écuréuil on peut montrer que les variables transformées du rotor, dues au manque d'excitation, sont toutes mises égale à zéro, excepté i_r^1 et i_r^{n-1} . Par conséquent, seulement la deuxième et la dernière colonne de la matrice de transformation inverse sont d'intérêt. En outre, dans l'éq.(II-30), il est clair que i_r^1 correspond à la définition de vecteur de l'espace donnée dans l'éq. (II-10) et i_r^{n-1} est le complexe conjugué.

D'où :

$$\begin{bmatrix} i_{r1} \\ i_{r2} \\ i_{r3} \\ \vdots \\ i_{rn} \end{bmatrix} = \frac{1}{n} \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ b-1 & b^{1-n} \\ b-2 & b^{2(1-n)} \\ \vdots & \vdots \\ b_{1-n} & b^{(1-n)^2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_r \\ i_r^* \end{bmatrix} \tag{II-31}$$

Où l'indice supérieur « * » indique le conjugué. L'éq.(II-32) montre que, pour une machine symétrique à cage d'écuréuil, seulement les sous espaces conjugués complexes sont extérieurement excités par le couplage du stator tandis que le reste peut ne jamais être excité. Par conséquent l'espace n-dimension original peut être entièrement représenté par le sous-espace bidimensionnel continu dans l'éq.(II-18). Enfin la transformation inverse est simplement :

$$\begin{aligned} i_{ri} &= \frac{2}{n} \Re e \{ b^{-(i-1)} i_r \} \\ &= \frac{2}{n} [i_{xr} \cos((i-1)\alpha_r + i_{yr} \sin((i-1)\alpha_r] \end{aligned} \tag{II-32}$$

Où $\Re e$ représente la partie réelle et i_{xr} et i_{yr} (les composantes réelles et imaginaires du courant i). Il faut noter que ce résultat est général et il n'assure aucune symétrie dans la distribution du courant rotorique.

II.5 Paramètres triphasés équivalents

Un autre avantage important du modèle complexe est sa capacité de prévoir les paramètres d'une machine équivalente avec rotor bobiné. Les paramètres équivalents sont facilement obtenus en introduisant une légère modification à la définition de l'espace vectoriel du courant rotor :

$$i_r' = \frac{n}{3} \frac{L_m}{L_{ms}} e^{j\delta} i_r \tag{II-33}$$

On utilisant i'_r dans les équations (II-13) et (II-26) et en comparant avec les équations d'une machine asynchrone à rotor bobiné ce ci mène à la résistance du rotor défini par :

$$r'_r = \left(\frac{3\pi^2}{8} \right) \frac{N_s^2}{n \sin^2 \delta} [R_b (1 - \cos \alpha_r) + R_e] \quad (\text{II-34})$$

Et l'inductance de fuite du rotor est :

$$L'_{lr} = \frac{6}{n} \left(\frac{\pi}{4} \right)^2 N_s^2 \left[2L_b + \frac{Le}{\sin^2 \delta} \right] + \frac{3}{2} L_{ms} \left[\frac{\delta^2}{\sin^2 \delta} - 1 \right] \quad (\text{II-35})$$

II.6 Fonction de transfert

Toutes les fuites sont modélisées par le schéma équivalent ramené au stator pour réduire le nombre de paramètres; alors nous choisissons une référence d'axes d-q liée au synchronisme ($\omega = 0$), [2].

En utilisant des variables électriques complexes suivants :

$$\begin{cases} \phi_s = \phi_{ds} + \phi_{qs} \\ i_s = i_{ds} + i_{qs} \\ v_s = v_{ds} + v_{qs} \end{cases} \quad (\text{II-36})$$

Et pour le rotor on a :

$$\begin{cases} \phi_r = \phi_{dr} + \phi_{qr} \\ i_r = i_{dr} + i_{qr} \\ v_r = v_{dr} + v_{qr} \end{cases} \quad (\text{II-37})$$

Le modèle électrique de la machine asynchrone est donné par l'éq. (28), [1] :

$$\begin{aligned} V_{dqs} &= r_s i_{dqs} + L_s p i_{dqs} + \frac{3}{2} \sqrt{\frac{n}{3}} L_m p i_{dqr} \\ 0 &= r_r i_{dqr} + L_r p i_{dqr} + \frac{3}{2} \sqrt{\frac{n}{3}} L_m p i_{dqs} - j\omega_r \phi_{dqr} \end{aligned} \quad (\text{II-38})$$

On pose : $M = \frac{3}{2} \sqrt{\frac{n}{3}} L_m$.

Suivant l'axe direct :

$$\begin{cases} V_{ds} = r_s i_{ds} + L_s p i_{ds} + M p i_{dr} \\ 0 = r_r i_{dr} + L_r p i_{dr} + M p i_{ds} - j \omega_r \phi_{qr} \end{cases} \quad (II-39)$$

Suivant l'axe quadrature :

$$\begin{cases} V_{qs} = r_s i_{qs} + L_s p i_{qs} + M p i_{qr} \\ 0 = r_r i_{qr} + L_r p i_{qr} + M p i_{qs} - j \omega_r \phi_{dr} \end{cases} \quad (II-40)$$

• Schémas équivalents

On peut représenter les équations (II-39 et II-40) par des schémas équivalents comme montrés dans les fig.(II.4 et II.5).

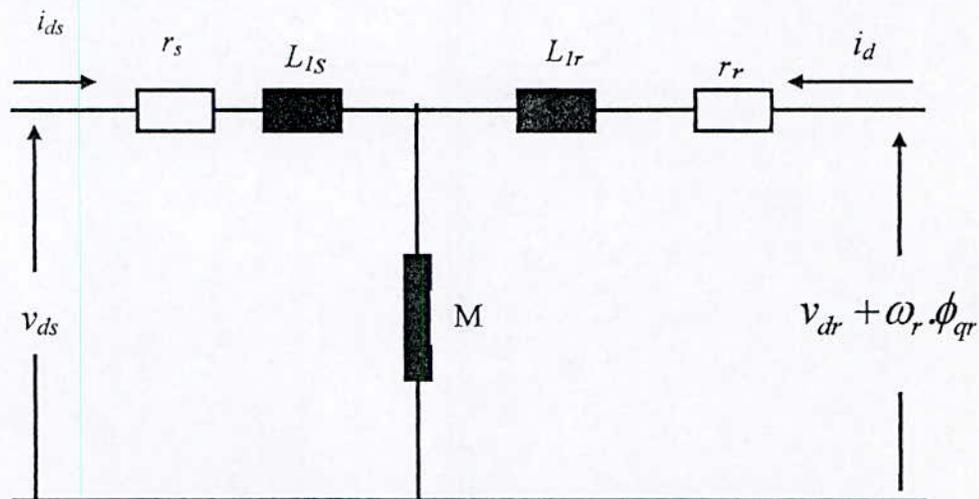


Fig.(II.4) : Circuit équivalent suivant l'axe direct d'une machine asynchrone à cage pour un rotor tourne à la vitesse de synchronisme.

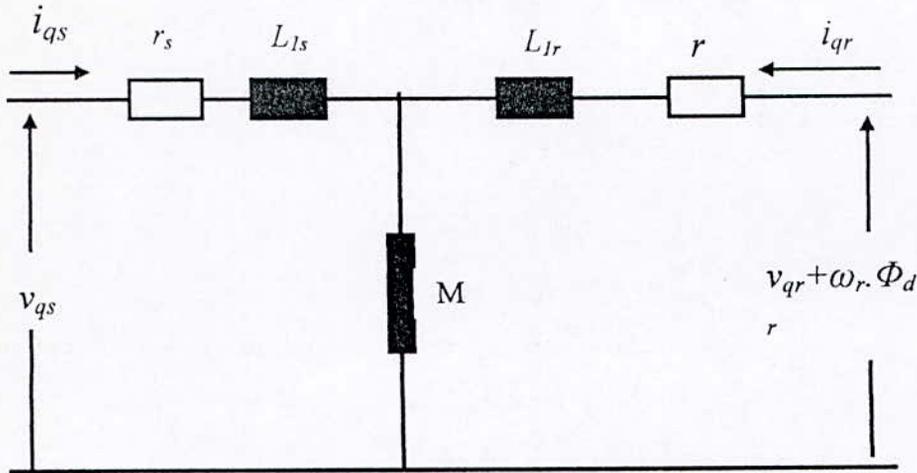


Fig.(II.5) :Circuit équivalent suivant l'axe quadrature d'une machine asynchrone à cage pour un rotor tourne à la vitesse de synchronisme.

Les courants sont liés avec par les flux statorique et rotorique :

$$\begin{cases} i_s = \frac{L_r}{\sigma} \phi_s - \frac{M}{\sigma} \phi_r \\ i_r = \frac{L_s}{\sigma} \phi_r - \frac{M}{\sigma} \phi_s \end{cases} \quad (II-41)$$

Avec le coefficient de fuite $\sigma = L_s L_r - M^2$

Après les équations (II-41) le système d'état devient :

$$\begin{cases} \frac{d\phi_s}{dt} = -\frac{r_s \cdot L_r}{\sigma} \phi_s + \frac{r_s \cdot M}{\sigma} \phi_r + v_s \\ \frac{d\phi_r}{dt} = \frac{r_r \cdot M}{\sigma} \phi_s - \left(\frac{r_r \cdot L_s}{\sigma} - j\omega_r\right) \phi_r \end{cases} \quad (II-42)$$

À partir de ce système linéaire, nous obtenons la fonction de transfert en utilisant la transformée de Laplace:

$$G(p) = \frac{\frac{r_r}{\sigma} [T_r p + (1 - j\omega_r T_r)]}{p^2 + \frac{1}{T} \left(\frac{L_r \cdot L_s}{\sigma} - j\omega_r T_s\right) p + \frac{r_s r_r}{\sigma} (1 - j\omega_r T_r)} \quad (II-43)$$

Les constants de temps sont définis comme suit :

$$T_s = \frac{L_s}{r_s}, T_r = \frac{L_r}{r_r}$$

$$\text{et } \frac{1}{T} = \frac{1}{T_s} + \frac{1}{T_r} \quad (\text{II-45})$$

Le terme complexe $j\omega_r$ de cette fonction de transfert doivent être éliminé. Pendant le comportement transitoire, les variations des paramètres mécaniques lentes peuvent être négligées en comparaison avec la dynamique électrique rapide. Cette séparation d'échelle de temps est réalisable pour la machine asynchrone [22].

II.7 Détermination des paramètres

Pour une vitesse constante, les paramètres de la machine peuvent être obtenus à partir des estimations $\hat{a}_0, \hat{a}_1, \hat{b}_0$ et \hat{b}_1 des paramètres a_0, a_1, b_0, b_1 de la fonction de transfert $G(S)$:

$$G(p) = \frac{b_1 \cdot p + b_0}{p^2 + a_1 \cdot p + a_0}$$

Les estimations sont données par les expressions suivantes :

$$\frac{L_r}{\sigma} = \hat{b}_1, \quad \frac{r_r}{\sigma} = \text{Re}(\hat{b}_0)$$

$$L_s = \frac{\text{Re}(\hat{a}_1) - \hat{b}_1 \frac{\text{Re}(\hat{a}_0)}{\text{Re}(\hat{b}_0)}}{\text{Re}(\hat{b}_0)} \quad r_s = \frac{\text{Re}(\hat{a}_0)}{\text{Re}(\hat{b}_0)}$$

$$\text{et } \omega_r = -\text{Im} \frac{\hat{a}_1}{\hat{b}_1}$$

Une identification de la machine vue du stator ne permet de déterminer les paramètres du rotor que d'une manière globale, et non pas individuelle. Pour pouvoir identifier séparément les paramètres rotoriques, on recourt à l'hypothèse de P.L.Alger :

$$\begin{cases} L'_2 = L_s \\ R'_2 = \frac{L'_2}{T_r} \end{cases}$$

Les paramètres de la machine sont obtenus à partir de ces relations.

Nous utiliserons en identification des structures de modèle suivantes :

- ARX (Autorégressive avec entrée externe),
- IV4 (variable instrumentale).
- ARMAX (modèle de moindres carrés généralisés),
- OE (erreur de sortie).

CHAPITRE III

IDENTIFICATION PARAMETRIQUE ET MODELE DE LINEAIRE
DE LA MACHINE ASYNCHRONE A ROTOR A CAGE

IDENTIFICATION PARAMETRIQUE ET MODELE LINEAIRE DE LA MACHINE ASYNCHRONE A ROTOR A CAGE

Introduction

Les algorithmes de commande et poursuite des paramètres des systèmes doivent généralement satisfaire un critère de robustesse et il n'est pas indispensable d'avoir une précision infinie sur la valeur des paramètres pour réaliser une commande convenable. Cependant, la sophistication des commandes et diagnostic des machines électriques a entraîné une étude plus fine de la détermination de leurs paramètres. Plus on est exigeant au niveau des performances que l'on désire obtenir pour la commande de ces machines, notamment pour les machines à courant alternatif, plus on est sensible aux erreurs de modélisation. C'est ainsi que l'identification paramétrique des machines électriques constitue actuellement un champ d'investigation important [25].

L'obtention de paramètres initialement basée sur l'électrotechnique classique a largement évolué vers les méthodes propres à l'automatique. Plusieurs méthodes d'identification sont utilisées suivant le but recherché :

- Identification hors-ligne permettant d'estimer les paramètres en vue d'études de simulation.
- Identification en-ligne en vue du réglage des valeurs de commande pour le contrôle en temps réel ou la détection de défauts. Il est certain que les méthodes prenant en compte le facteur temps et pouvant être intégrées directement dans la commande sont à rechercher. Nous avons donc privilégié ce type d'approche.

Dans le cas spécifique des machines électriques, deux aspects sont à considérer. Tout d'abord, l'identification paramétrique est à implanter en tenant compte de l'ensemble alimentation-machine électrique autant que possible des signaux d'alimentation pour réaliser l'estimation. Ce ci est le cas des machines asynchrones alimentées par MLI (modulation de largeur d'impulsion) dont la richesse des signaux permet l'excitation des différents modes électriques de la machine.

Par ailleurs, il n'est pas possible de réaliser une identification des machines électriques du type "boîte noire". La prise en compte de leur modèle physique améliore considérablement la détermination des paramètres. Mais l'obtention de fonctions de transfert à partir de modèles non linéaires est impossible: de même, l'utilisation de méthodes numériques ne répond pas toujours à une démarche temps réel. Nous avons alors choisi de rechercher des modèles simplifiés mais pouvant représenter convenablement le fonctionnement des machines électriques.

La technique utilisée est celle des multiéchelles de temps basée sur la simplification d'un phénomène physique évoluant suivant plusieurs dynamiques à partir de l'observation de son comportement.

III.1 Méthodes d'identification

III.1.1 Méthode de mesure directe des paramètres

Les méthodes classiques de mesures des paramètres électromécaniques par des essais normalisés: démarrage, court-circuit ;..... issus de l'électrotechnique, donnent souvent des résultats approximatifs valable en régime permanent.

Ces techniques ont été améliorées par des optimisations, mais elles ne sont plus adaptées dans certains cas comme par exemple l'impossibilité de la mesure directe des paramètres rotoriques pour les machines asynchrones. Cependant, ces méthodes de mesures classiques permettent de donner des ordres des grandeurs des paramètres pouvant être pris pour valeurs initiales lors de l'utilisation des méthodes d'optimisation [26].

III.1.2 Méthode d'optimisation paramétrique

En électrotechnique, les constantes de temps de la machine sont identifiées (cas du court-circuit, de l'essai à vide,) puis ensuite ou déduit les grandeurs caractéristiques. Par contre, l'identification par les méthodes de l'automatique permet la détermination directe des paramètres.

Le problème consiste à trouver un minimum global d'un critère fonction coût $J(\epsilon)$. Fig.(III.1), en fonction des paramètres de la machine. La principale difficulté réside dans le choix des algorithmes d'optimisation performants. Ceux-ci sont du type mutivariable et leur convergence est très sensible aux choix des valeurs initiales [26].

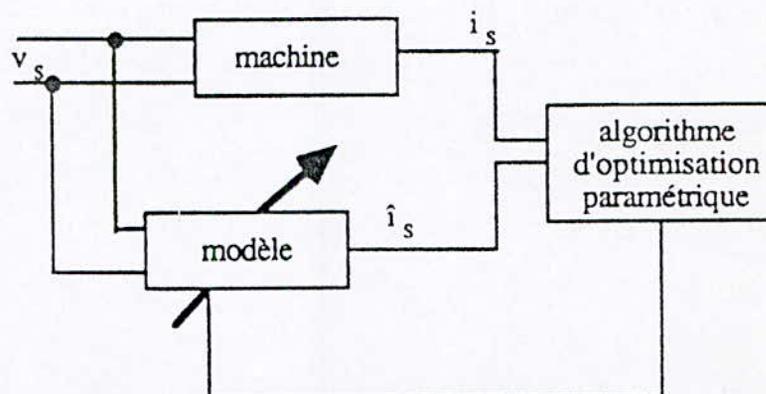


Fig.(III.1) : Schéma de principe de la méthode du modèle

Le modèle physique doit représenter fidèlement le fonctionnement dynamique de la machine en tenant compte de son alimentation. Sur ce point, une attention particulière doit être accordée à l'estimation paramétrique pendant le régime transitoire de manière à pouvoir évaluer l'aptitude des machines à supporter certains régimes sévères et à ajuster au mieux les dispositifs de réglage et de commande.

III.2 Procédure d'identification

Par filtrage des signaux d'entrée-sortie, du type passe-bande, nous nous plaçons dans les bandes de fréquences appropriées au découpage en plusieurs échelles de temps. Les structures du modèle utilisées sont du type ARX (Auto-Régressive with eXternal input) et IV4 (instrumental Variable), OE (Output Error), et ARMAX (Auto-Régressive Moving Average with eXternal input). Tous les paramètres du modèle électrique peuvent être identifiés [26],[27].

III.2.1 Les structures de modèle

Dans la théorie de contrôle la distinction entre linéaire et non linéaire est basée sur le comportement dynamique. Le choix est influencé par le caractère du problème d'identification comme par exemple, la théorie dans laquelle les résultats de l'identification sont issus des systèmes linéaires. Les systèmes linéaires représentent le secteur le plus intensivement développé dans le domaine de l'identification du système. Nous décrivons quelques structures de modèles [27].

III.2.2 Structure de modèle ARX

Cette structure est basée sur l'erreur d'équation et est exprimée par:

$$y(t) = -a_1 y(t-1) - \dots - a_n y(t-n) + b_1 u(t-1) + \dots + b_m u(t-m) + e(t) \quad (\text{III.1})$$

Le vecteur de paramètre peut être estimé comme $e(t)$, un bruit blanc.

Soient les polynômes :

$$A(q) = 1 + a_1 q^{-1} + \dots + a_n q^{-n} \quad (\text{III.2})$$

$$B(q) = b_1 q^{-1} + \dots + b_m q^{-m} \quad (\text{III.3})$$

$$G(q) = \frac{B(q)}{A(q)}; H(q) = \frac{1}{A(q)}$$

q^{-1} est l'opérateur du retard ($q^{-1}y(t) = y(t-1)$)

Ce modèle SISO est schématisé dans la Fig.(III.2).

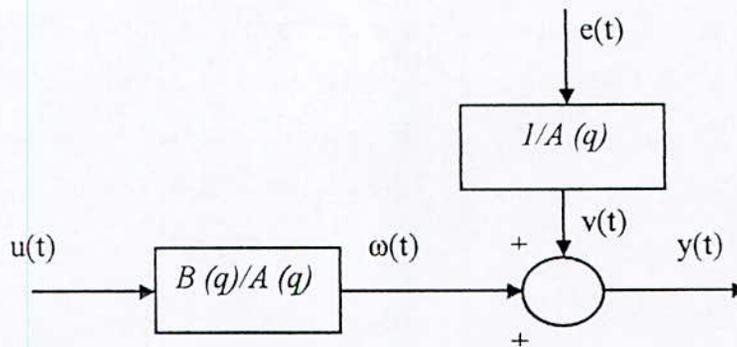


Fig.(III.2): Structure de modèle ARX

III.2.3 Structure de modèle ARMAX

L'inconvénient de la structure d'ARX est que ce dernier ne peut pas toujours limiter la perturbation. Une description donnant plus de considération sur la flexibilité, consiste à considérer l'équation d'erreur pendant la réalisation de la variable moyenne. Un tel modèle est exprimé par:

$$A(q)y(t) = B(q)u(t - nk) + C(q)e(t) \quad (\text{III.4})$$

et

$$C(q) = 1 + c_1q^{-1} + \dots + c_pq^{-p} \quad (\text{III.5})$$

Le Fig.(III.3) schématise le modèle ARMAX :

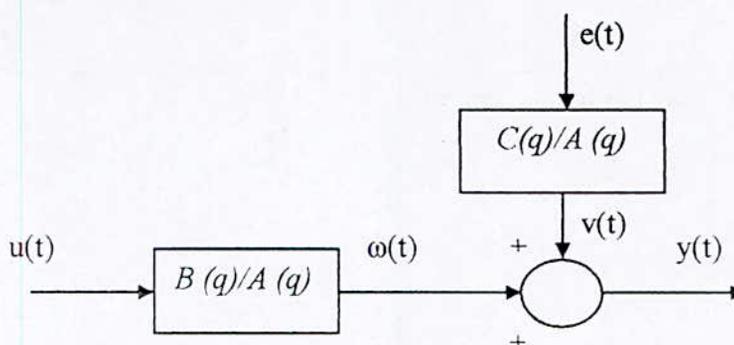


Fig.(III.3) : Structure de modèle ARMAX

III.2.4 Structure de modèle erreur de sortie

Dans les approches basées sur l'équation d'erreur, les fonctions de transfert G et H ont un dénominateur commun constitué par le polynôme A. Une telle approche physique consiste à composer des fonctions de transfert G et H indépendantes.

On considère la perturbation comme un bruit blanc $y(t) = \omega(t) + e(t)$. la sortie $\omega(t)$ non bruitée est modélisée par :

$$y(t) = \frac{B(q)}{F(q)} u(t - nk) + e(t) \quad (\text{III.6})$$

Cette structure est schématisée à la Fig.(III.4).

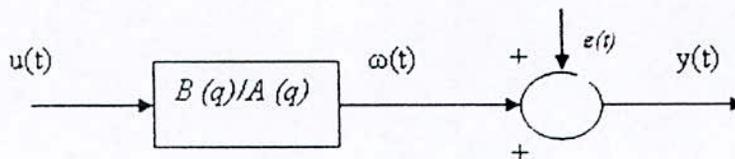


Fig.(III.4) : Structure de modèle OE

III.2.4 Structure de modèle variable instrumentale

C'est une méthode qui est appliquée au modèle récursif par formation des versions filtre d'entrée pour estimer les paramètres. Les modèles du type variable instrumentale peuvent être régis par des critères d'identification différents [28]. Les structures variable instrumentale sont définies par:

$$A(q^{-1}) \cdot y(t) = B(q^{-1}) \cdot u(t) + e(t) \quad (\text{III.7})$$

III.3 Algorithmes d'adaptation paramétriques

Des algorithmes d'identification performants, ayant une formulation récursive adaptée aux problèmes d'identification temps-réel et leur mise en œuvre sur micro-ordinateur.

Le fait que ces méthodes d'identification peuvent opérer avec des signaux d'excitation extrêmement faibles constitue une qualité très applicable en pratique.

Le principe de l'estimation des paramètres des modèles échantillonnés est illustré à la figure.(III.5).

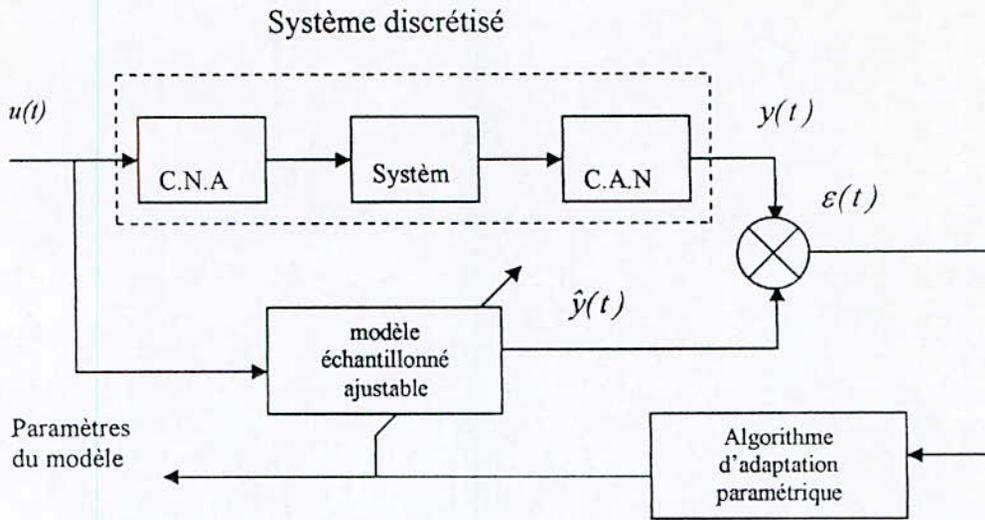


Fig.(III.5) : Principe de l'estimation des paramètres d'un modèle

III.3.1 Algorithme de gradient

L'algorithme d'adaptation paramétrique du gradient a comme objectif de minimiser un critère quadrature en terme de l'erreur de prédiction.

Le modèle discrétisé du système s'écrit :

$$y(t+1) = \theta^T \phi(t) \tag{III.8}$$

Où

$$\theta^T = [a_{na} \ a_{na-1} \ \dots \ a_0, b_{nb} \ b_{nb-1} \ b_0] \tag{III.9}$$

Et est le vecteur des paramètres, et $\Phi(t)$ est le vecteur des observations.

Le modèle de prédiction ajustable est décrit, dans ce cas, par :

$$\hat{y}^\circ(t+1) = \hat{y}(t+1 | \hat{\theta}(t)) = \hat{\theta}(t) \phi(t) \tag{III.10}$$

Où $\hat{y}^\circ(t+1)$ représente la prédiction dépendant des valeurs des paramètres estimés à l'instant t :

$$\hat{\theta}^T(t) = [\hat{a}_{na} \ \hat{a}_{na-1} \ \dots \ \hat{a}_0, \hat{b}_{nb} \ \hat{b}_{nb-1} \ \dots \ \hat{b}_0] \tag{III.11}$$

$\hat{\theta}^T$ est le vecteur des paramètres estimés.

La sortie a posteriori du prédicteur sera donnée par :

$$\begin{aligned} \hat{y}(t+1) &= \hat{y}(t+1 | \hat{\theta}(t+1)) \\ &= \hat{\theta}(t+1) \phi(t) \end{aligned} \tag{III.12}$$

On définit une erreur de prédiction à priori :

$$\varepsilon^\circ(t+1) = y(t+1) - \hat{y}^\circ(t+1) \quad (\text{III.13})$$

et une erreur de prédiction à posteriori :

$$\varepsilon(t+1) = y(t+1) - \hat{y}(t+1) \quad (\text{III.14})$$

Un algorithme d'adaptation paramétrique récursif s'écrit :

$$\begin{aligned} \hat{\theta}(t+1) &= \hat{\theta}(t) + \Delta\hat{\theta}(t+1) \\ &= \hat{\theta}(t) + f(\hat{\theta}(t), \phi(t), \varepsilon^\circ(t+1)) \end{aligned} \quad (\text{III.15})$$

La fonction f doit dépendre uniquement des informations disponibles à l'instant $(t+1)$.

Le terme de correction doit permettre de minimiser à chaque pas, le critère :

$$\min_{\hat{\theta}(t)} J(t+1) = [\varepsilon^\circ(t+1)]^2 \quad (\text{III.16})$$

La solution s'obtient par l'algorithme du gradient.

L'algorithme correspondant aura la forme :

$$\hat{\theta}(t+1) = \hat{\theta}(t) + F \frac{\partial J(t+1)}{\partial \hat{\theta}(t)} \quad (\text{III.17})$$

Où $F = \alpha I$ ($\alpha > 0$) est le gain d'adaptation matriciel (I matrice diagonale unitaire) et $\frac{\partial J(t+1)}{\partial \hat{\theta}(t)}$ est le gradient du critère de l'éq.(III.16) par rapport à $\hat{\theta}(t)$.

De l'éq.(III.17), on obtient :

$$\frac{1}{2} \frac{\partial J(t+1)}{\partial \hat{\theta}(t)} = \frac{\partial \hat{\varepsilon}^\circ(t+1)}{\partial \hat{\theta}(t)} \varepsilon^\circ(t+1) \quad (\text{III.18})$$

Avec

$$\hat{\varepsilon}^\circ(t+1) = y(t+1) - \hat{\theta}(t)\phi(t) \quad (\text{III.19})$$

Et donc :

$$\frac{\partial \hat{\varepsilon}^\circ(t+1)}{\partial \hat{\theta}(t)} = -\phi(t) \quad (\text{III.20})$$

Introduisant l'éq.(III.20) dans l'éq.(III.18) on obtient :

$$\hat{\theta}(t+1) = \hat{\theta}(t) + F\phi(t)\varepsilon^\circ(t+1) \quad (\text{III.21})$$

Ce dernier algorithme présente de risques d'instabilité si le gain d'adaptation est grand. Pour éviter ce problème, une autre approche du gradient avec un autre critère sera utilisée :

$$\min_{\hat{\theta}(t+1)} J(t+1) = [\varepsilon^\circ(t+1)]^2 \quad (\text{III.22})$$

Et respectivement :

$$\frac{\partial \varepsilon(t+1)}{\partial \hat{\theta}(t+1)} = -\phi(t) \quad (\text{III.23})$$

D'où l'algorithme devient :

$$\hat{\theta}(t+1) = \hat{\theta}(t) + F\phi(t)\varepsilon(t+1) \quad (\text{III.24})$$

On obtient la relation souhaitée entre $\varepsilon(t+1)$ et $\varepsilon^\circ(t+1)$:

$$\varepsilon(t+1) = \frac{\varepsilon^\circ(t+1)}{1 + \phi(t)^T F \phi(t)} \quad (\text{III.25})$$

Et l'algorithme devient :

$$\hat{\theta}(t+1) = \hat{\theta}(t) + \frac{F\phi(t)\varepsilon^\circ(t+1)}{1 + \phi(t)^T F \phi(t)} \quad (\text{III.26})$$

Cet algorithme est stable quelque soit le gain F .

III.3.2 Algorithme de moindres carrés récursifs

L'objectif est de trouver un algorithme récursif qui minimise le critère des moindres carrés.

$$\min_{\hat{\theta}(t)} J(t) = \sum_{i=1}^t [y(i) - \hat{\theta}(t)^T \phi(i-1)]^2 \quad (\text{III.27})$$

Dans un premier, il s'agit d'estimer un paramètre θ à l'instant t pour qu'il minimise la somme des carrés des écarts entre le système et le modèle. La valeur de $\hat{\theta}(t)$ qui minimise le critère (III.27)

s'obtient en cherchant la valeur qui annule le terme $\frac{\partial J(t)}{\partial \theta(t)}$:

$$\frac{\partial J(t)}{\partial \hat{\theta}(t)} = -2 \sum_{i=1}^t [y(i) - \hat{\theta}(t)^T \phi(i-1)] \phi(i-1) = 0 \quad (\text{III.28})$$

On pose :

$$F(t) = \sum_{i=1}^t \phi(i-1)\phi(i-1)^T \quad (\text{III.29})$$

On obtient :

$$\hat{\theta}(t) = F(t) \sum_{i=1}^t y(i)\phi(i-1) \quad (\text{III.30})$$

Cet algorithme n'est pas récursif. Pour un algorithme récursif, on considère l'estimation de

$\hat{\theta}(t+1)$:

$$\hat{\theta}(t+1) = F(t+1) \sum_{i=1}^{t+1} y(i) \phi(i-1) \quad (\text{III.31})$$

On regroupe les différentes équations et nous donnons une première formulation de l'algorithme d'adaptation paramétrique des moindres carrés récurrents comme suit :

$$\hat{\theta}(t+1) = \hat{\theta}(t) + F(t+1) \phi(t) \varepsilon^\circ(t+1) \quad (\text{III.32})$$

$$F(t+1) = F(t) - \frac{F(t) \phi(t) \phi(t)^T F(t)}{1 + \phi(t)^T F(t) \phi(t)} \quad (\text{III.33})$$

$$\varepsilon^\circ(t+1) = y(t+1) - \hat{\theta}(t)^T \phi(t) \quad (\text{III.34})$$

III.4 Estimation récursive des paramètres

On distingue parmi les méthodes d'estimation des paramètres deux familles :

- La méthode basée sur le blanchiment de l'erreur :
 - Les moindres carrés généralisés
 - Les moindres carrés étendus
 - Les méthodes d'erreur de prédiction
- Les méthodes de décorrélation entre les sorties et la perturbation :
 - Les méthodes de variation instrumentale (à observations retardées ; à modèle auxiliaire)
 - La méthode de variable instrumentale optimale
 - La méthode d'erreur de sortie à compensateur fixe ou variable

III.4.1 Moindres carrés étendus

Cette méthode a été développée pour pouvoir identifier sans biais des modèles "procédé + perturbation" de la forme (structure ARMAX) :

$$A(q^{-1}) y(t) = q^{-d} B(q^{-1}) u(t) + C(q^{-1}) e(t) \quad (\text{III.35})$$

L'idée est d'identifier simultanément le modèle de procédé et le modèle de la perturbation, pour pouvoir obtenir une erreur de prédiction (adaptation) asymptotiquement "blanche".

Nous présenterons la méthode à l'aide d'un exemple. Soit le modèle "procédé + perturbation" :

$$y(t+1) = -a_1 y(t) + b_1 u(t) + c_1 e(t) + e(t+1) \quad (\text{III.36})$$

Supposons les paramètres connus, et construisons un prédicteur qui donnera une erreur de prédiction blanche :

$$\hat{y}(t+1) = -a_1 y(t) + b_1 u(t) + c_1 e(t) \quad (\text{III.37})$$

Ce prédicteur minimise par ailleurs $E \{ [y(t+1) - \hat{y}(t+1)]^2 \}$. Pour cela, introduisons l'expression de $y(t+1)$ donnée par l'éq.(II.36) dans le critère à minimiser, qui devient :

$$E \{ [y(t+1) - \hat{y}(t+1)]^2 \} = E \{ [-a_1 y(t) + b_1 u(t) + c_1 e(t) - \hat{y}(t+1)]^2 \} + E \{ e^2(t+1) + 2 E \{ [-a_1 y(t) + b_1 u(t) + c_1 e(t) - \hat{y}(t+1)] e(t+1) \} \} \quad (\text{III.38})$$

Où $\hat{y}(t+1)$ est la sortie du prédicteur optimal à trouver. Le troisième terme du membre droit est nul, car $e(t+1)$, le bruit blanc à l'instant $(t+1)$ est indépendant de tous les signaux apparaissant aux instants $t, t-1, \dots$ (à noter que $\hat{y}(t+1)$ va dépendre uniquement des signaux disponibles jusqu' l'instant t inclu). Des deux termes restants, $E \{ e^2(t+1) \}$ ne dépendent pas du choix de $y(t+1)$. Comme le premier terme ne peut être que positif ou nul le prédicteur donné par l'éq.(III.36) rend ce premier terme égal zéro et donc minimise le critère (variance minimale de l'erreur de prédiction).

L'erreur de prédiction est donnée par :

$$\varepsilon(t+1) = y(t+1) - \hat{y}(t+1) = e(t+1) \quad (\text{III.39})$$

Ceci permet de réécrire l'éq.(II.36) sous la forme :

$$\hat{y}(t+1) = -a_1 y(t) + b_1 u(t) + c_1 \varepsilon(t) \quad (\text{III.40})$$

Dans le cas des paramètres inconnus, l'équation du prédicteur ajustable sera donnée par l'éq.(III.40) dans laquelle on remplace les paramètres inconnus par leurs estimations. Le prédicteur ajustable "a priori" aura la forme :

$$\begin{aligned} \hat{y}^o(t+1) &= -\hat{a}_1(t) y(t) + \hat{b}_1(t) u(t) + \hat{c}_1(t) \varepsilon(t) \\ &= \hat{\theta}(t)^T \phi(t) \end{aligned} \quad (\text{III.41})$$

Où :

$$\begin{aligned} \hat{\theta}(t)^T &= [\hat{a}_1(t), \hat{b}_1(t), \hat{c}_1(t)] \\ \phi(t)^T &= [-y(t), u(t), \varepsilon(t)] \end{aligned} \quad (\text{III.42})$$

Le prédicteur ajustable "a posteriori" sera donné par :

$$\hat{y}(t+1) = -\hat{a}_1(t+1) y(t) + \hat{b}_1(t+1) u(t) + \hat{c}_1(t+1) \varepsilon(t)$$

$$= \hat{\theta}(t+1)^T \phi(t) \quad (\text{III.43})$$

L'erreur de prédiction "à posteriori" $\varepsilon(t)$ est donnée par :

$$\varepsilon(t) = y(t) - \hat{y}(t)$$

(où cette fois-ci $y(t)$ est la sortie à postérieure du prédicteur ajustable) et l'erreur de prédiction "à priori" est donnée par :

$$\varepsilon^\circ(t+1) = y(t+1) - \hat{y}^\circ(t+1) \quad (\text{III.44})$$

Avec le prédicteur ajustable donné par l'éq.(III.41), on a ramené la formulation du problème d'identification simultanée du procédé et de la perturbation à une formulation de type moindres carrés, considérée dans le paragraphe précédent.

$$\begin{aligned} \hat{\theta}(t+1) &= \hat{\theta}(t) + F(t) \phi(t) \varepsilon(t+1) \\ \varepsilon(t+1) &= \frac{\varepsilon^\circ(t+1)}{1 + \phi(t)^T F(t) \phi(t)} \\ F(t+1)^{-1} &= \lambda_1(t) F(t)^{-1} + \lambda_2(t) \phi(t) \phi(t)^T \end{aligned} \quad (\text{III.45})$$

Et tous les profils de "gain d'adaptation" peuvent être utilisés.

Par rapport aux moindres carrés simples, le nombre de paramètres à estimer est plus grand. $\hat{\theta}(t)$ comprend en plus, les coefficients de $C(q^{-1})$. Bien entendu, le vecteur des observations aura aussi une dimension plus grande. Il contient en plus les erreurs de prédiction à postérieure $\varepsilon(t)$, $\varepsilon(t-1)$... $\varepsilon(t-n_C+1)$.

Dans le cas général, le vecteur des paramètres estimés et le vecteur des observations sont de la forme :

$$\begin{aligned} \hat{\theta}(t)^T &= [\hat{a}_1(t) \dots \hat{a}_{n_a}(t), \hat{b}_1(t) \dots \hat{b}_{n_b}(t), \hat{c}_1(t) \dots \hat{c}_{n_c}(t)] \\ \phi(t)^T &= [-y(t) \dots -y(t-n_A+1), u(t) \dots u(t-n_B+1), u(t) \dots u(t-n_C+1)] \end{aligned} \quad (\text{III.46})$$

En présence d'une perturbation aléatoire correspondant au modèle ARMAX et avec un gain d'adaptation décroissant asymptotiquement, $e(t)$ tend asymptotiquement vers un bruit blanc, ce qui garantit une estimation non biaisée des paramètres de $A(q^{-1})$, $B(q^{-1})$ (si l'entrée est suffisamment riche).

III.4.2 Moindres carrés généralisés

L'objectif de cette méthode est d'obtenir une erreur de prédiction blanche" pour un modèle "procédé + perturbation" ayant la structure :

$$A(q^{-1}) y(t) = q^{-d} B(q^{-1}) u(t) + \frac{1}{C(q^{-1})} e(t) \quad (\text{III.47})$$

Le terme $C(q^{-1}) e(t)$ du modèle ARMAX est remplacé par $[1/C(q^{-1})] e(t)$. Nous présenterons cette méthode à l'aide d'un exemple Le modèle "procédé + perturbation" est donné par :

$$y(t+1) = -a_1 y(t) + b_1 u(t) + \frac{e(t+1)}{1+c_1 q^{-1}} \quad (\text{III.48})$$

On pose:

$$\begin{aligned} \alpha(t+1) &= (1 + a_1 q^{-1}) y(t+1) - b_1 u(t) \\ &= \frac{e(t+1)}{1+c_1 q^{-1}} \end{aligned} \quad (\text{III.49})$$

On a, alors, la relation :

$$(1 + c_1 q^{-1}) \alpha(t+1) = e(t+1) \quad (\text{III.50})$$

En supposant les paramètres connus, nous pouvons construire un prédicteur assurant une erreur de prédiction blanche :

$$\hat{y}(t+1) = -a_1 y(t) + b_1 u(t) - c_1 \alpha(t) \quad (\text{III.51})$$

En effet :

$$y(t+1) - \hat{y}(t+1) = \frac{e(t+1)}{1+c_1 q^{-1}} + c_1 \frac{e(t)}{1+c_1 q^{-1}} = e(t+1) \quad (\text{III.52})$$

Dans le cas des paramètres inconnus, le prédicteur s'obtient en remplaçant les paramètres connus dans l'éq.(III.51) par leurs estimations. Le prédicteur ajustable "à priori" sera donné par :

$$\begin{aligned} \hat{y}^o(t+1) &= -\hat{a}_1(t) y(t) + \hat{b}_1(t) u(t) - \hat{c}_1(t) \alpha(t) \\ &= \hat{\theta}(t)^T \phi(t) \end{aligned} \quad (\text{III.53})$$

Où

$$\begin{aligned} \hat{\theta}(t)^T &= [\hat{a}_1(t), \hat{b}_1(t), \hat{c}_1(t)] \\ \phi(t)^T &= [-y(t), u(t), -\alpha(t)] \end{aligned} \quad (\text{III.54})$$

La quantité $\alpha(t)$ sera estimée à l'aide de l'éq.(II.49) dans laquelle on remplace les valeurs inconnues

des paramètres par leurs estimations :

$$\begin{aligned}\alpha(t) &= \hat{A}(t, q^{-1}) y(t) - q^{-d} \hat{B}(t, q^{-1}) u(t) \\ &= (1 + \hat{a}_1(t) q^{-1}) y(t) - b_1(t) u(t-1)\end{aligned}\quad (\text{III.55})$$

L'erreur de prédiction "à priori" sera donnée par :

$$\varepsilon^\circ(t+1) = y(t+1) - \hat{y}^\circ(t+1) \quad (\text{III.56})$$

L'équation du prédicteur ajustable donnée dans l'éq.(III.14) ayant la formulation permettant l'utilisation de l'algorithme des moindres carrés, on va utiliser, comme pour les M.C.E., l'algorithme d'adaptation paramétrique donné par les éqs.(III.45). Dans ce cas $e(t)$ est donné par l'éq.(III.15) et $E^\circ(t+1)$ par l'éq.(III.54). Dans le cas général :

$$\begin{aligned}\theta(t)^T &= [\hat{a}_1(t) \dots \hat{a}_{n_A}(t), b_1(t) \dots b_{n_B}(t), c_1(t) \dots c_{n_C}(t)] \\ \phi(t)^T &= [-y(t) \dots -y(t-n_A+1), u(t) \dots u(t-n_B+1), -\alpha(t) \dots -\alpha(t-n_C+1)\end{aligned}\quad (\text{III.57})$$

En présence d'une perturbation aléatoire correspondant à la structure ARMAX, et avec un gain décroissant asymptotiquement, $\varepsilon(t)$ tend asymptotiquement vers un bruit blanc, permettant ainsi une estimation non biaisée des paramètres du modèle.

III.4.3 Variable instrumentale à observations retardées

L'idée générale des méthodes de variable instrumentale consiste à créer un nouveau vecteur des observations qui soit fortement corrélé avec les variables non bruitées (et donc représentatif) mais non corrélé avec le bruit pour pouvoir obtenir $E\{\phi(t)\varepsilon(t+1)\} = 0$.

Considérons le prédicteur ajustable des moindres carrés récurrents :

$$\hat{y}^\circ(t+1) = \hat{\theta}(t)^T \varphi(t) \quad (\text{III.58})$$

et respectivement :

$$\hat{y}(t+1) = \hat{\theta}(t+1)^T \varphi(t) \quad (\text{III.59})$$

L'erreur de prédicteur (a posteriori) a l'expression :

$$\begin{aligned}\varepsilon(t+1) &= y(t+1) - \hat{\theta}(t+1)^T \varphi(t) \\ &= [\theta - \hat{\theta}(t+1)]^T \varphi(t) + c_1 e(t) + e(t+1)\end{aligned}\quad (\text{III.60})$$

En tenant compte que :

$$y(t+1) = \theta^T \phi(t) + c_1(t) + e(t+1) \tag{III.61}$$

et θ^T est le vecteur de paramètres.

(la deuxième composante est nulle ,car $u(t)$ est indépendant de $e(t)$ et $e(t+1)$)

Le biais va être provoqué par :

$$E \{y(t)\varepsilon(t+1)\} \approx c_1 E \{e^2(t)\} = c_1 \sigma^2 \tag{III.62}$$

(Car $y(t)$ et $\varepsilon(t+1)$ contiennent un terme en $e(t)$)

Remplaçons maintenant dans le vecteur des observations utilisées par les M.C.R. ($\phi(t) = \varphi(t)$), la première composante $-y(t)$ par sa valeur décalée d'un pas. On crée ainsi une "variable instrumentale". Le nouveau vecteur des observations sera :

$$\phi(t)I^T = \phi_{IV}(t)^T = [-y(t+1), u(t)] \tag{III.63}$$

On observe que l'expression de $y(t-1)$ contiendra des termes en $e(t-1)$ et $e(t-2)$, ce qui aura comme conséquence :

$$E\{y(t-1)\varepsilon(t+1)\} = 0 \text{ et } E\{\phi(t)^T \varepsilon(t+1)\} = 0 \tag{III.64}$$

C'est-à-dire ce que nous recherchons pour obtenir des estimations paramétriques non biaisées.

L'algorithme d'adaptation paramétrique (A.A.P.) reste celui des M.C.R., dans lequel on utilise le vecteur instrumental $\Phi(t)$ donné par l'équation (III.63) :

$$\begin{aligned} \hat{\theta}(t+1) &= \hat{\theta}(t) + F(t) \phi(t) \varepsilon(t+1) \\ \varepsilon(t+1) &= \frac{\varepsilon^o(t+1)}{1 + \phi(t)^T F(t) \phi(t)} \\ F(t+1)^{-1} &= \lambda_1(t) F(t)^{-1} + \lambda_2(t) \phi(t) \phi(t)^T \end{aligned} \tag{III.65}$$

Dans le cas général, le vecteur instrumental $\Phi(t)$ est donné par :

$$\phi(t)^T = \phi_{IV}(t)^T = [-y(t-n_c) \dots -y(t-n_c - n_A + 1), u(t-n_c) \dots u(t-n_c - n_B + 1)] \tag{III.66}$$

où le retard des observations ne doit satisfaire la condition :

$$n_c \geq \deg C(q^{-1}) \quad (\text{III.68})$$

Afin d'obtenir la décorrélation souhaitée entre les observations et l'erreur de prédiction.

D'autre part, pour que les observations retardées de la sortie soient représentatives, il faut que la fréquence d'échantillonnage soit relativement élevée.

C'est une méthode qui fonctionne correctement si les perturbations sont à haute fréquence (exemple : bruit de mesures) par rapport à la bande passante du procédé.

Cette méthode doit être initialisée par les moindres carrés récursifs. On choisit en règle générale un horizon d'initialisation égal à : (5 ... 8) fois le nombre des paramètres à identifier. Si les conditions mentionnées plus haut ne sont pas satisfaites, l'algorithme peut diverger.

III.4.4 Erreur de sortie à compensateur fixe

L'idée sous-jacente à cette méthode est l'observation qu'en l'absence de perturbations, la sortie prédite par le prédictor des M.C.R. $\hat{y}(t+l)$ tend vers $y(t+l)$. Dans ces conditions, on peut remplacer $y(t)$ dans l'équation du prédictor par $y(t)$ (la prédiction "à posteriori"). En effet, considérons à titre d'exemple le prédictor ajustable M.C.R. pour le modèle "procédé + perturbation" de l'équation :

$$\hat{y}^o(t+l) = \hat{a}_l(t) y(t) + \hat{b}_l(t) u(t) \quad (\text{III.69})$$

et remplaçons dans l'équation (III.69) $y(t)$ par $y^o(t)$ (prédictor type "erreur de sortie"). Nous obtenons alors :

$$\hat{y}^o(t+l) = -\hat{a}_l(t) y(t) + \hat{b}_l(t) u(t) = \hat{\theta}(t)^T \phi(t) \quad (\text{III.70})$$

Où

$$\hat{\theta}(t)^T = [\hat{a}_l(t), \hat{b}_l(t)]; \phi(t)^T = [-y(t), u(t)] \quad (\text{III.71})$$

Et

$$\hat{y}(t+l) = \hat{\theta}(t+l)^T \phi(t) \quad \text{P} \quad \hat{y}(t) = \hat{\theta}(t)^T \phi(t-1) \quad (\text{III.72})$$

représente la nouvelle prédiction a posteriori.

L'intérêt de cette modification apparaît clairement en présence de perturbations. Si on utilise $\hat{y}(t)$ à la place de $y(t)$ dans l'équation du prédictor et dans le vecteur des observations, on observe qu'avec un gain d'adaptation décroissant, asymptotiquement $y(t)$ ne dépendra que de $u(t)$ (ce qui n'est pas le cas pour le prédictor M.C.R.) et ceci conduira asymptotiquement à $E\{\phi(t) \phi(t+1)\} = 0$. En conséquence, on obtiendra des estimations non biaisées des paramètres du modèle de procédé.

Dans le cas général, le vecteur d'observations utilisé dans le prédicteur et dans l'algorithme d'adaptation paramétrique est de la forme :

$$\theta(t)^T = [-\hat{y}(t), -\hat{y}(t-1) \cdots \hat{y}(t-n_A+1), u(t) \cdots u(t-n_B+1)] \quad (\text{III.73})$$

Les erreurs de prédiction de sortie sont définies à partir des équations suivantes :

$$\begin{aligned} \varepsilon^\circ(t+1) &= y(t+1) - \hat{y}^\circ(t+1); \\ \varepsilon(t+1) &= y(t+1) - \hat{y}(t+1) \end{aligned} \quad (\text{III.74})$$

On définit une erreur d'adaptation v obtenue par le filtrage de l'erreur de prédiction :

$$v(t+1) = D(q^{-1})\varepsilon(t+1) \quad (\text{III.75})$$

$$D(q^{-1}) = 1 + d_1q^{-1} + \cdots + d_{n_D}q^{-n_D} \quad (\text{III.76})$$

$$v^\circ(t+1) = \varepsilon^\circ(t+1) + \sum_{i=1}^{n_D} d_i \varepsilon(t+1-i) \quad (\text{III.77})$$

L'algorithme d'adaptation paramétrique est du type M.C.R dans le quel on utilise $\Phi(t)$ donné par l'éq.(III.71), et on remplace $\varepsilon(t+1)$ par l'erreur d'adaptation $v(t+1)$:

$$\hat{\theta}(t+1) = \hat{\theta}(t) + F(t)\phi(t)v(t+1) \quad (\text{III.78})$$

$$v(t+1) = \frac{v^\circ(t+1)}{1 + \phi(t)^T F(t)\phi(t)} \quad (\text{III.79})$$

$$F(t+1)^{-1} = \lambda_1(t)F(t)^{-1} + \lambda_2(t)\phi(t)\phi(t)^T \quad (\text{III.80})$$

C'est une méthode qui assure donc une identification non biaisée des coefficients de $A(q^{-1})$ et $B(q^{-1})$, sans modélisation de perturbation et sans initialisation par une autre méthode.

Le choix de la structure du modèle est aussi important que le modèle physique dans l'application de l'identification paramétrique. Ce modèle doit être le meilleur possible [29].

Lorsque le système à identifier est complexe et d'ordre élevé, deux approches sont possibles :

- La première consiste à décomposer en sous-systèmes (technique des échelles de temps multiples) et à identifier par morceau. Ce n'est guère facile si le système est multivariable et si les variables sont fortement couplées.
- La seconde est d'approximer l'ordre par les fonctions de transfert du type premier, second ou troisième ordre. L'inconvénient est qu'on ne peut plus relier les paramètres physiques aux paramètres identifiés à cause de la dégénérescence du modèle.

La qualité (des paramètres estimés du modèle) qui peut être mesurée grâce aux coefficients d'Akaike, les coefficients d'erreurs quadratiques et les écarts sur les paramètres qui doivent être très faibles.

III.5 Modèle linéaire de la machine pour l'estimation des paramètres

Il existe deux méthodes pour aborder l'identification des paramètres a_0, a_1, b_1, b_0 de la fonction de transfert $G(P)$ exprimée dans le chapitre II:

- Identification directe du modèle continu.
- Identification indirecte du modèle discret.

III.5.1 Formulation de l'identification a partir du modèle continu

La fonction de transfert de la machine est :

$$G(P) = \frac{b_0 + b_1 P}{a_0 + a_1 P + P^2} = \frac{i_s(p)}{v_s(p)}$$

D'où :

$$(p^2 + a_1 p + a_0) i_s(p) = (b_0 + b_1 p) v_s(p) \quad (\text{III-81})$$

En appliquant la transformation inverse de Laplace on aboutit à une équation différentielle qui traduit la relation entre le courant et la tension statorique :

$$\frac{d^2 i_s}{dt^2} + a_1 \frac{di_s}{dt} + a_0 i_s = b_1 \frac{dv_s}{dt} + b_0 v_s \quad (\text{III-82})$$

En triant la dérivée second d'un côté et les autres termes de l'autre côté. L'équation différentielle devient :

$$\frac{d^2 i_s}{dt^2} = \left[-\frac{di_s}{dt} \quad -i_s \quad \frac{dv_s}{dt} \quad v_s \right] \begin{bmatrix} a_1 & a_0 & b_1 & b_0 \end{bmatrix}^T \quad (\text{III-83})$$

Cette équation peut se mettre sous la forme :

$$Y(k) = C(k).P(k)$$

Avec :

$$Y(k) = \frac{d^2 i_s}{dt^2} \quad (\text{III-84})$$

$$C(k) = \left[-\frac{di_s}{dt} \quad -i_s \quad \frac{dv_s}{dt} \quad v_s \right] \quad (\text{III-85})$$

$$P(k) = \begin{bmatrix} a_1 & a_0 & b_1 & b_0 \end{bmatrix} \quad (\text{III-86})$$

Cette forme permet d'identifier le vecteur des paramètres $P(k)$ en utilisant l'algorithmes

d'estimation linéaire :

D'après l'expression (III-84, III-85), on peut remarquer qu'elles sont toutes en fonction des grandeurs i_s et v_s et de leurs dérivées, or ces grandeurs ne sont pas directement mesurables. Pour contourner cette difficulté, on est amené à utiliser la décomposition des grandeurs donnée par les équations (II-36, II-37).

Ainsi on pose :

$$a_1 = a_{1r} - j\omega \tag{III-87}$$

$$a_0 = a_{0r} - j\omega a_{0m} \tag{III-88}$$

$$b_1 = b_{1r} \tag{III-89}$$

$$b_0 = b_{0r} - j\omega b_{0m} \tag{III-90}$$

Avec :

$$a_{1r} = \frac{1}{\sigma} \left(\frac{1}{T_s} + \frac{1}{T_r} \right) \tag{III-91}$$

$$a_{0r} = \frac{1}{\sigma T_s T_r} \tag{III-92}$$

$$b_{1r} = \frac{1}{\sigma L_s} \tag{III-93}$$

$$b_{0r} = \frac{1}{\sigma L_s T_r} \tag{III-94}$$

$$b_{0m} = \frac{1}{\sigma L_s} \tag{III-95}$$

En développant le produit matriciel (III.83). On aura :

$$\begin{bmatrix} \frac{d^2 i_{ds}}{dt^2} + \frac{di_{ds}}{dt} \omega \\ \frac{d^2 i_{qs}}{dt^2} + \frac{di_{qs}}{dt} \omega \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{di_{ds}}{dt} & -i_{ds} & \omega v_{qs} & \frac{dv_{ds}}{dt} v_{ds} \\ -\frac{di_{qs}}{dt} & -i_{qs} & -\omega v_{ds} & \frac{dv_{qs}}{dt} v_{qs} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_{1r} \\ a_{0r} \\ a_{0m} \\ b_{1r} \\ b_{0r} \end{bmatrix} \tag{III-96}$$

III.5.2 Formulation de l'identification a partir du modèle discret

La fonction de transfert s'écrit sous la forme discrète :

$$G(Z^{-1}) = \frac{B_1 + B_0 Z^{-1}}{1 + A_1 Z^{-1} + A_0 Z^{-2}} \quad (\text{III-97})$$

Pour pouvoir estimer les coefficients de la fonction de transfert on doit passer en premier lieu aux équations aux différences :

$$G(Z^{-1}) = \frac{is(Z^{-1})}{vs(Z^{-1})} = \frac{B_1 + B_0 Z^{-1}}{1 + A_1 Z^{-1} + A_0 Z^{-2}}$$

D'où :

$$(1 + A_1 Z^{-1} + A_0 Z^{-2}) i_s(Z^{-1}) = (B_1 + B_0 Z^{-1}) v_s(Z^{-1}) \quad (\text{III-98})$$

L'équation aux différences de la fonction de transfert est donc :

$$i_s(k) + A_1 i_s(k-1) + A_0 i_s(k-2) = B_1 v_s(k) + B_0 v_s(k-1) \quad (\text{III-99})$$

Sous la forme matricielle on aura :

$$i_s(k) = \begin{bmatrix} -i_s(k-1) & -i_s(k-2) & v_s(k) & v_s(k-1) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} A_1 \\ A_0 \\ B_1 \\ B_0 \end{bmatrix} \quad (\text{III-100})$$

Qui peut être mise sous la forme :

$$Y(k) = C(k) \cdot P(k) \quad (\text{III-101})$$

Avec :

$$Y(k) = i_s(k)$$

$$C(k) = \begin{bmatrix} -i_s(k-1) & -i_s(k-2) & v_s(k) & v_s(k-1) \end{bmatrix} \quad (\text{III.102})$$

$$P(k) = \begin{bmatrix} A_1 & A_0 & B_1 & B_0 \end{bmatrix} \quad (\text{III.103})$$

La méthode de moindres carrés récurrents, bien que primitive, est la méthode d'identification la plus couramment utilisée (surtout pour les systèmes automatiques). Elle s'applique dans le cas d'un modèle où les paramètres interviennent linéairement, ce qui est le cas de notre système présenté par la machine asynchrone à cage d'écuriel.

CHAPITRE IV

ETUDE EXPERIMENTALE DES DEFAUTS AU ROTOR D'UNE

MACHINE ASYNCHRONE A ROTOR A CAGE D'ECUREUIL

ETUDE EXPERIMENTALE DES DEFAUTS AU ROTOR D'UNE MACHINE ASYNCHONE A ROTOR A CAGE D'ECUREUIL

Introduction

L'identification est l'opération qui consiste à déterminer les paramètres du modèle dynamique d'un système, à partir de mesures réalisées à l'entrée et à la sortie de ce système. C'est la connaissance du modèle qui permet de concevoir et de mettre en œuvre la poursuite d'évolution du système. Pour les systèmes dynamiques, les modèles utilisés pour l'identification sont de type paramétrique ; par exemple l'identification consiste à trouver les paramètres des fonctions de transfert, d'équations différentielles, ou d'équations aux dérivées partielles qui caractérisent un système. Donc L'identification des paramètres électriques du modèle d-q, de machine asynchrone à cage d'écureuil, mis sous fonction de transfert discrète, est réalisé en état de la marche à vide, à l'aide d'un essai à caractère dynamique, très simple ne présente aucune danger pour la machine, par injection d'un signal de tension sinusoïdale, dans les enroulements du stator de la machine.

L'enregistrement des signaux numériques expérimentaux entrée-sortie : $(\{v_s(k)\}, \{i_s(k)\})$, $(k=1, \dots, N)$, est effectué à l'aide d'une carte d'acquisition GS2020 qui transforme les données (signaux) analogiques vers des données échantillonnées avec une fréquence d'échantillonnage de 1kHz , puis ces données sont transférées vers un micro-ordinateur pour l'exploitation et le traitement.

Pour noter expérimentation, nous avons utilisé des machines asynchrones de 4 kW à deux paires de pôles, avec les enroulements du stator sont montés en étoile (Y), fabriquée par l'Entreprise Algérienne des Industries Electrotechniques Electro-Industries – AZAZGA.

Les caractéristiques détaillées sont données comme suit:

Puissance	4	kW
Tension nominale	220/380	V
Courant nominal	15.2/8.8	A
Vitesse nominale	1435	tr/mn
Nombre de paires de pôles	2	
Nombre d'encoches statoriques Z_1	36	
Nombre de barres au rotor Z_2	28	

Les machines à identifier sont fabriquées pour les besoins du diagnostic de défauts au rotor :

- Machine asynchrone à cage d'écureuil saine (sans défaut) pour l'utilisation de leurs paramètres comme valeurs de référence pour détecter les défauts.
- Machine asynchrone à cage d'écureuil avec rupture d'une barre rotorique.

- Machine asynchrone à cage d'écureuil avec rupture de deux barres rotoriques adjacentes.
- Machine asynchrone à cage d'écureuil avec rupture d'une portion d'anneau de court-circuit.

Les enroulements statoriques de chaque machine sont alimentés par un système de tension triphasé équilibré de valeur maximale 220 V, et de fréquence 50 Hz, l'enregistrement du signal de tension et du courant statorique se fait sur une période de $0.1s$ en incluant la phase de démarrage.

L'identification paramétrique est appliquée hors-ligne sur les signaux entrées-sorties filtrés en régime permanent avec un intervalle de $N=200$ points et fréquence d'échantillonnage $f=1kHz$.

A l'aide du logiciel Matlab, et suivant le modèle étudié, on a utilisé plusieurs fonctions du Toolbox d'identification SITB (Systems Identification ToolBox), qui permettent d'identifier directement les paramètres des modèles discrets du système. Ainsi, on dispose les fonctions OE, ARMAX, ARX, IV4, qui permettent d'estimer les paramètres des modèles correspondants.

IV.1 Tests d'expérimentations

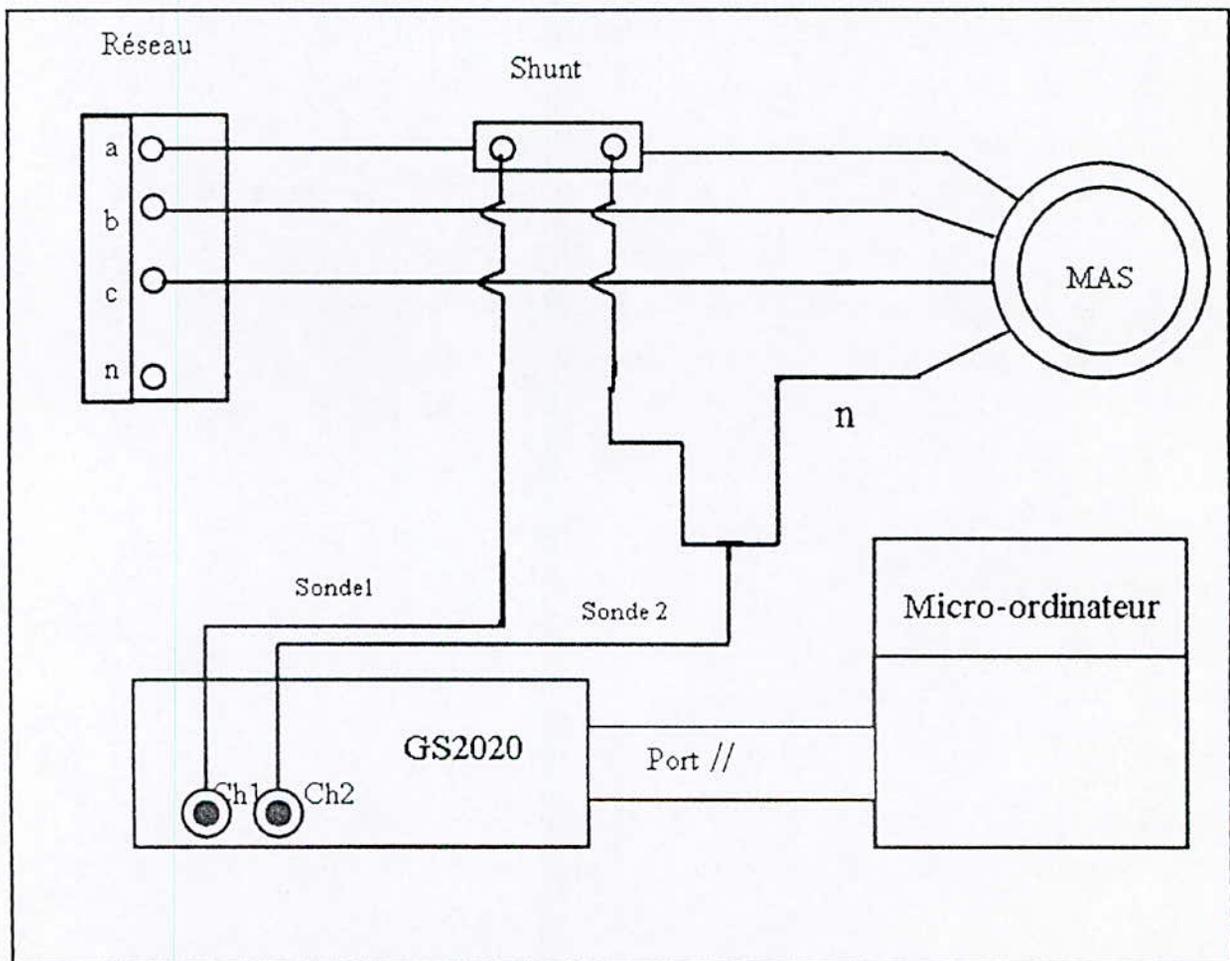


Fig.(IV.1) : schéma du montage

IV.2 Filtrage des signaux entrée-sortie

La spécification importante concerne le filtrage des signaux entrées-sorties. En l'absence du filtrage, l'algorithme des moindres carrés tend à optimiser l'approximation du modèle du procédé dans les hautes fréquences. On utilisera un filtre passe-bande afin de fournir à l'estimation des informations concernant uniquement la bande de fréquence nécessaire. Ce filtre numérique est du type TCHEBYSCHEFF 2-ième ordre. Il possède de nombreux avantages tels que la souplesse de mise en forme, la précision et la coupure la plus raide de tous les filtres polynomiaux de même ordre.

IV.3 Comparaison entre les signaux filtrés et les signaux non filtrés

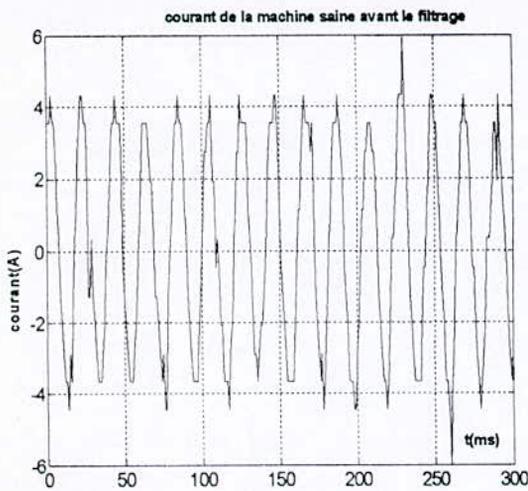


Fig.(IV.2.a) : courant dans la machine saine avant le filtrage.

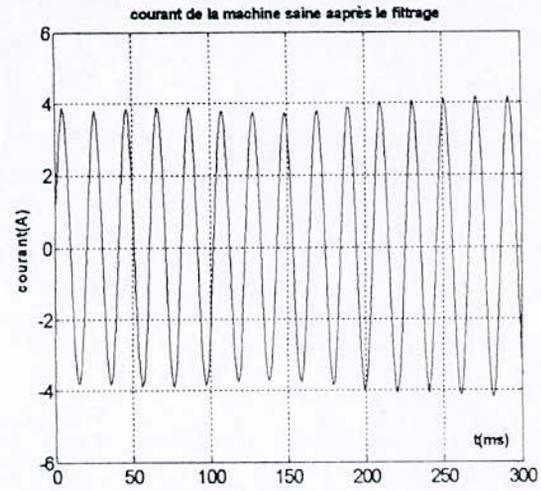


Fig.(IV.2.b) : courant dans la machine saine après le filtrage.

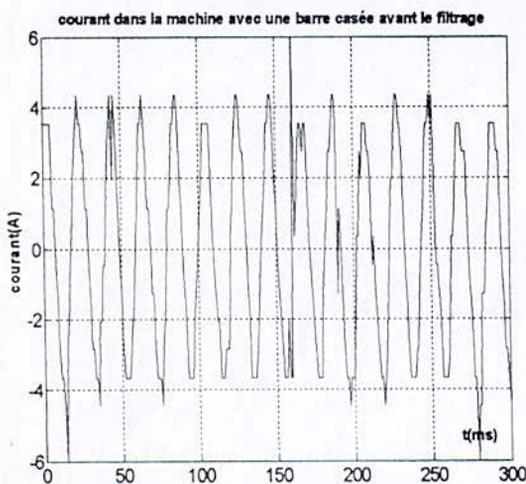


Fig.(IV.3.a) : courant dans la machine avec une barre cassée avant le filtrage.

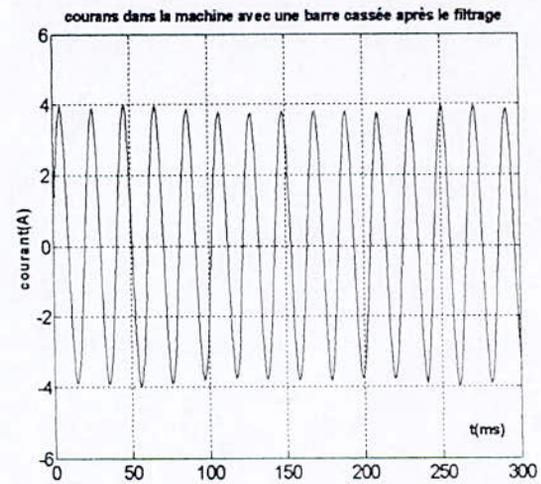


Fig.(IV.3.b) : courants dans la machine avec une barre cassée après le filtrage.

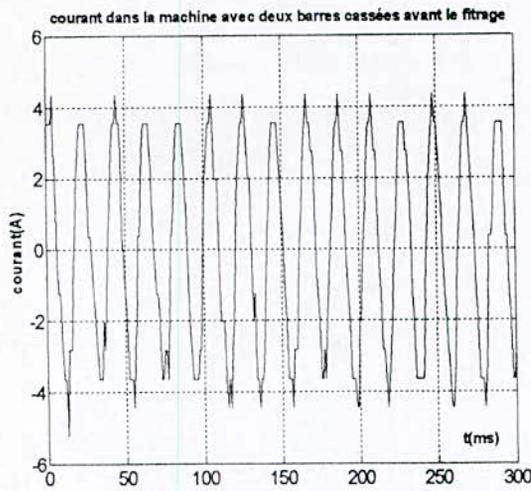


Fig.(IV.4.a) : courant dans la machine avec deux barres cassées avant le filtrage.

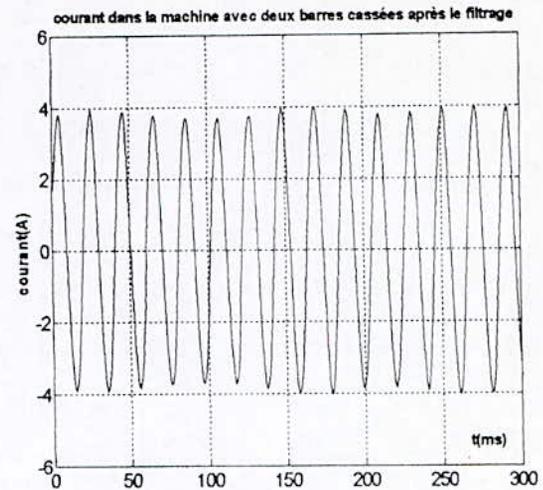


Fig.(IV.4.b) : courant dans la machine avec deux barres cassées après le filtrage.

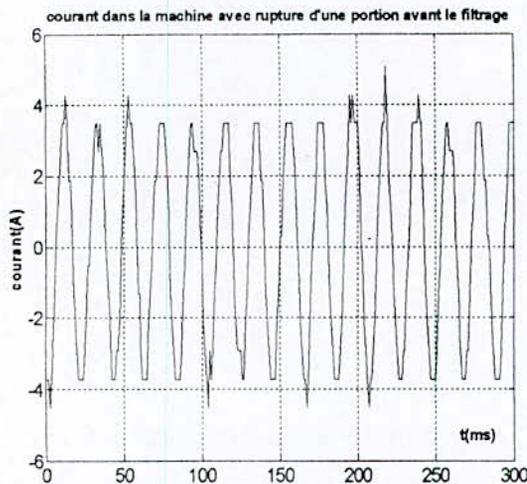


Fig.(IV.5.a) : courant dans la machine avec une portion d'anneau élevée avant le filtrage.

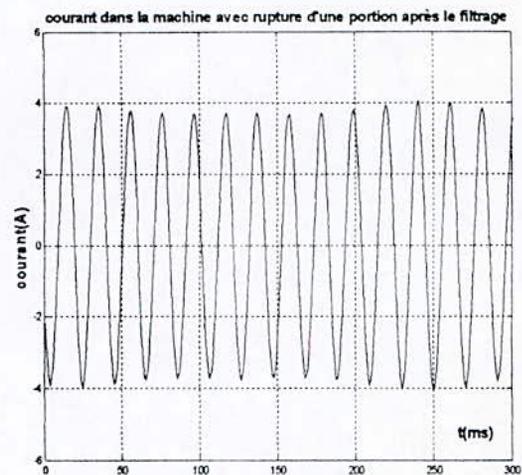


Fig.(IV.5.b) : courant dans la machine avec une portion d'anneau enlevée après le filtrage.

IV.4 Résultats d'identification paramétrique

Un programme conversationnel a été validé sous MATLAB nous permet de présenter les résultats obtenus par chaque structure de modèle et pour chaque machine identifié. Les résultats sont organisés de façon comparative afin d'extraire la déviation des paramètres de leurs valeurs nominales. D'autre part, une représentation graphique des sorties mesurées et des sorties simulées est présentée pour la comparaison de ces signaux.

IV.4.1 Résultats d'identification paramétrique par l'utilisation de la structure de modèle ARX appliquée aux quatre machines

FPE Akaike's : Erreur de prédiction finale.

Machine identifiée	Paramètres et écarts de la fonction de transfert discrète				FPE Akaike's
	A ₁	A ₀	B ₁	B ₀	
Machine saine	-1.8952e+000 ±1.9545e-002	9.5926e-001 ±1.9438e-002	-1.2637e-003 ±2.9525e-004	1.5100e-003 ±2.7695e-004	1.4038e-004
Machine avec une barre cassée	-1.8095e+000 ±4.1965e-002	8.7296e-001 ±4.1964e-002	-2.5512e-003 ±6.6796e-004	2.4708e-003 ±6.2510e-004	1.5919e-004
Machine avec deux barres cassées	-1.8827e+000 ±1.6533e-002	9.6275e-001 ±1.6569e-002	-8.4933e-004 ±2.7051e-004	8.8496e-004 ±2.6554e-004	9.5867e-005
Machine avec une portion d'anneau enlevée	-1.8226e+000 ±2.6344e-002	9.0888e-001 ±2.5957e-002	-1.3847e-003 ±3.9762e-004	1.1780e-003 ±3.8749e-004	8.4698e-005

Tableau.(IV.1) : Valeurs des paramètres identifiés de la fonction de transfert discrète par la structure de modèle ARX appliquée aux quatre machines.

Les fonctions de transfert associées à chaque machine obtenues par la structure de modèle ARX sont réécrites dans le tableau.(IV.2).

Machine identifiée	Fonction de transfert
Machine saine	$H(z) = \frac{-0.0012637z + 0.0015100}{z^2 - 1.8952z + 0.95926}$
Machine avec une barre cassée	$H(z) = \frac{-0.0025512z + 0.0024708}{z^2 - 1.8095z + 0.87296}$
Machine avec deux barres cassées	$H(z) = \frac{-0.00084933z + 0.00088496}{z^2 - 1.8827z + 0.96275}$
Machine avec une portion d'anneau enlevée	$H(z) = \frac{-0.0013847z + 0.0011780}{z^2 - 1.8226z + 0.90888}$

Tableau.(IV.2) : Fonctions de transfert identifiées par la structure de modèle ARX.

IV.4.2 Comparaison entre les sorties mesurées et les sorties simulées par la structure de modèle ARX appliquée aux quatre machines

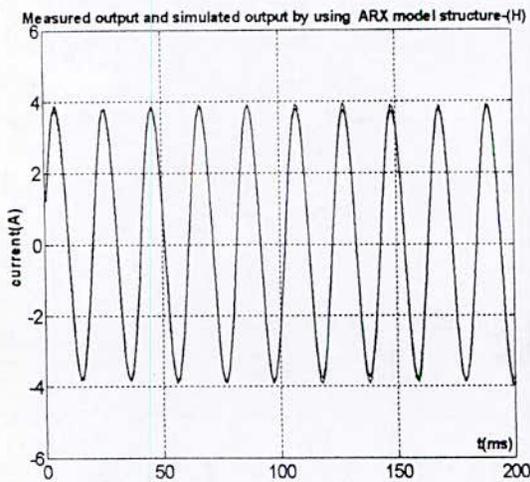
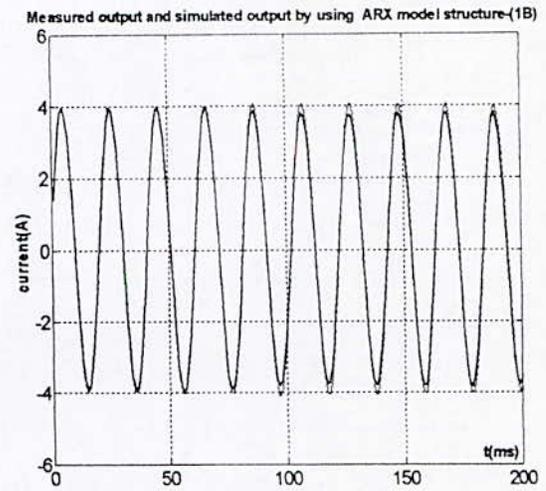


Fig.(IV.6.a) : sortie mesurée et sortie Simulée de la machine saine par la structure de modèle ARX.



Fig(IV.6.b) : Sortie mesurée et sortie simulée de la machine avec une barre cassée par la structure de modèle ARX .

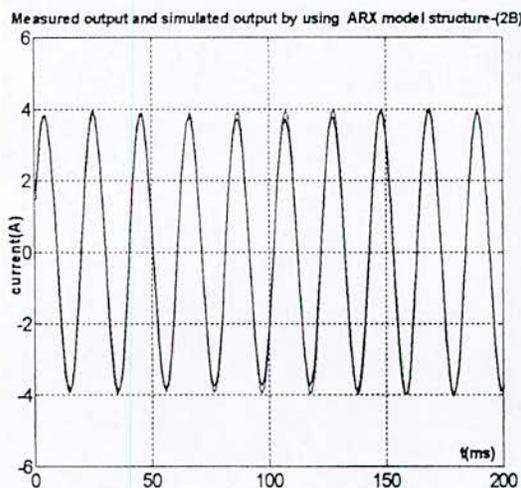
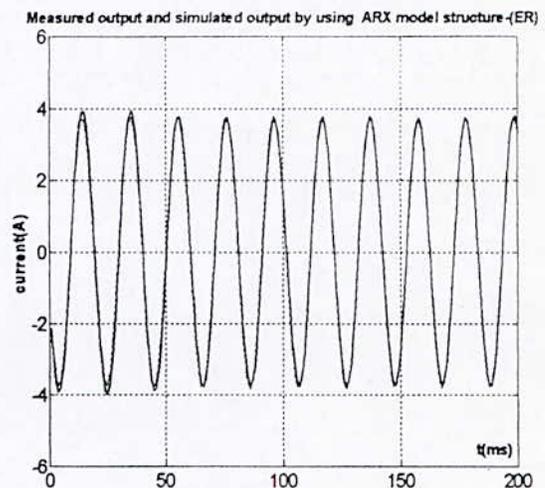


Fig.(IV.6.c) :Sortie mesurée et sortie simulée de la machine avec deux barres cassées par la structure de modèle ARX.



Fig(IV.6.d) : Sortie mesurée et sortie simulée de la machine avec une portion d'anneau enlevée par la structure de modèle ARX.

IV.4.3 Résultats d'identification paramétrique par l'utilisation de la structure de modèle ARMAX appliquée aux quatre machines

Machine identifiée	Paramètres et écarts de la fonction de transfert discrète			
	A_1	A_0	B_1	B_0
Machine saine	-1.9243e+000 ±1.1556e-002	9.8832e-001 ±1.1499e-002	-8.7589e-004 ±1.7438e-004	1.2255e-003 ±1.6316e-004
Machine avec une barre cassée	-1.9013e+000 ±1.3010e-002	9.6407e-001 ±1.3107e-002	-1.3224e-003 ±2.1175e-004	1.5974e-003 ±1.9975e-004
Machine avec deux barres cassées	-1.9058e+000 ±6.7307e-003	9.8628e-001 ±6.7426e-003	-5.2412e-004 ±1.1012e-004	6.4107e-004 ±1.0821e-004
Machine avec une portion d'anneau enlevée	-1.8925e+000 ±9.4174e-003	9.7781e-001 ±9.3643e-003	-4.8732e-004 ±1.4429e-004	5.2439e-004 ±1.4012e-004
Machine identifiée	Paramètres du polynôme C		FPE Akaike's	
	C_1	C_0		
Machine saine	-8.8443e-001 ±5.2436e-002	6.9208e-001 ±5.2426e-002	8.7923e-005	
Machine avec une barre cassée	-1.3888e+000 ±8.1718e-002	1.0201e+000 ±8.2141e-002	5.4446e-005	
Machine avec deux barres cassées	-1.2158e+000 ±4.1119e-002	8.4298e-001 ±4.0980e-002	5.3292e-005	
Machine avec une portion d'anneau enlevée	-1.2513e+000 ±3.2619e-002	9.1341e-001 ±3.2817e-002	3.3267e-005	

Tableau.(IV.3) : Valeurs des paramètres identifiés de la fonction de transfert discrète par la structure de modèle ARMAX appliquée aux quatre machines.

Les fonctions de transfert associées à chaque machine obtenues par la structure de modèle ARMAX sont présentées dans le tableau.(IV.4).

Machine identifiée	Fonction de transfert
Machine saine	$H(z) = \frac{-0.00087589 z + 0.0012255}{z^2 - 1.9243 z + 0.98832}$
Machine avec une barre cassée	$H(z) = \frac{-0.0013224 z + 0.0015974}{z^2 - 1.9013 z + 0.96407}$
Machine avec deux barres cassées	$H(z) = \frac{-0.00052412 z + 0.00064107}{z^2 - 1.9058 z + 0.98628}$
Machine avec une portion d'anneau enlevée	$H(z) = \frac{-0.00048732 z + 0.00052439}{z^2 - 1.8925 z + 0.97781}$

Tableau.(IV.4) : Fonctions de transfert identifiées par la structure de modèle ARMAX.

IV.4.4 Comparaison entre les sorties mesurées et les sorties simulées par la structure de modèle ARMAX appliquée aux quatre machines

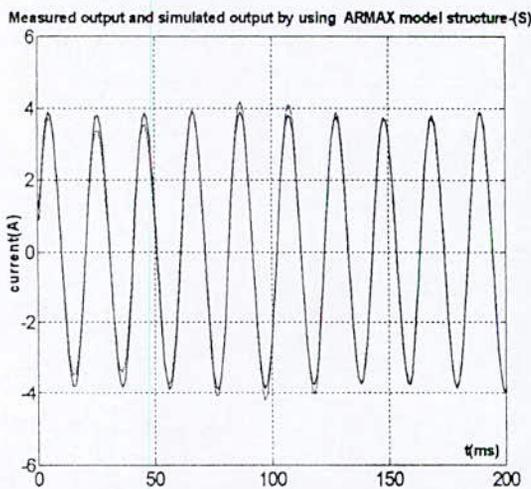
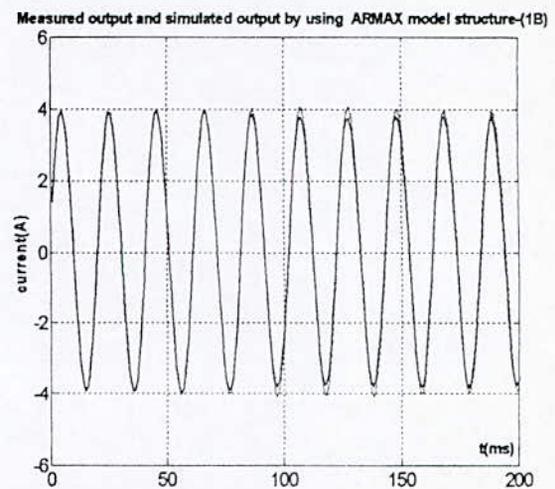


Fig.(IV.7.a) :Sortie mesurée et sortie simulée de la machine saine par la structure de modèle ARMAX.



Fig(IV.7.b) : Sortie mesurée et sortie simulée de la machine avec une barre cassée par la structure de modèle ARMAX.

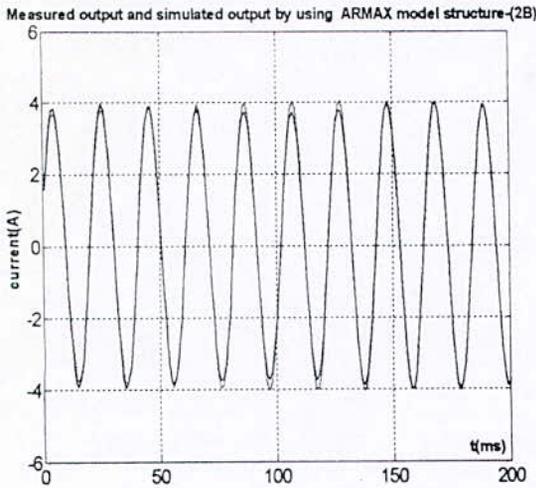
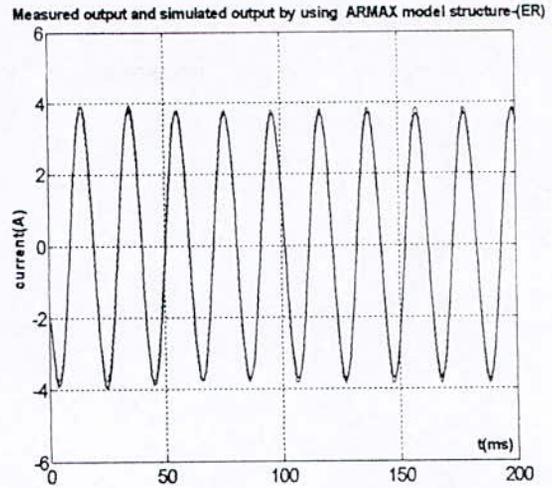


Fig.(IV.7.c) :Sortie mesurée et sortie simulée de la machine avec deux barres cassées par la structure de modèle ARMAX.



Fig(IV.7.d) : Sortie mesurée et sortie simulée de la machine avec une portion d’anneau enlevée par la structure de modèle ARMAX.

IV.4.5 Résultats d’identification paramétrique par l’utilisation de la structure de modèle IV4 appliquée aux quatre machines

Machine identifiée	Paramètres et écarts de la fonction de transfert discrète				FPE Akaike’s
	A_1	A_0	B_1	B_0	
Machine saine	-1.9262e+000 ±3.8830e-002	9.7811e-001 ±3.8506e-002	-1.3170e-003 ±6.6860e-004	1.7906e-003 ±6.4143e-004	8.4531e-002
Machine avec une barre cassée	-1.8742e+000 ±5.9858e-002	9.4120e-001 ±5.7856e-002	-1.5126e-003 ±9.5376e-004	1.6432e-003 ±9.1978e-004	1.1165e-001
Machine avec deux barres cassées	-1.8997e+000 ±1.3760e-002	9.8488e-001 ±1.3676e-002	-4.1830e-004 ±2.3321e-004	4.6648e-004 ±2.3089e-004	2.4046e-002
Machine avec une portion d’anneau enlevée	-1.8874e+000 ±4.6554e-002	9.7147e-001 ±4.6265e-002	-5.9946e-004 ±6.3898e-004	6.3133e-004 ±6.4205e-004	1.0334e-001

Tableau.(IV.5) : Valeurs des paramètres identifiés de la fonction de transfert discrète par la structure de modèle IV4 appliquée aux quatre machines.

Les fonctions de transfert associées à chaque machine obtenues par la structure de modèle IV4 sont présentées dans le tableau.(IV.6).

Machine identifiée	Fonction de transfert
Machine saine	$H(z) = \frac{-0.0013170z + 0.0017906}{z^2 - 1.9262z + 0.97811}$
Machine avec une barre cassée	$H(z) = \frac{-0.0015126z + 0.0016432}{z^2 - 1.8742z + 0.94120}$
Machine avec deux barres cassées	$H(z) = \frac{-0.00041830z + 0.00046648}{z^2 - 1.8997z + 0.98488}$
Machine avec une portion d'anneau enlevée	$H(z) = \frac{-0.00059946z + 0.00063133}{z^2 - 1.8874z + 0.97147}$

Tableau.(IV.6) : fonctions de transfert identifiées par la structure de modèle IV4.

IV.4.6 Comparaison entre les sorties mesurées et les sorties simulées par la structure de modèle IV4 appliquée aux quatre machines

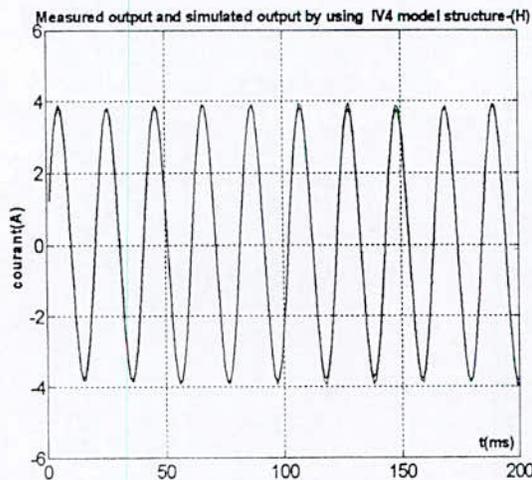
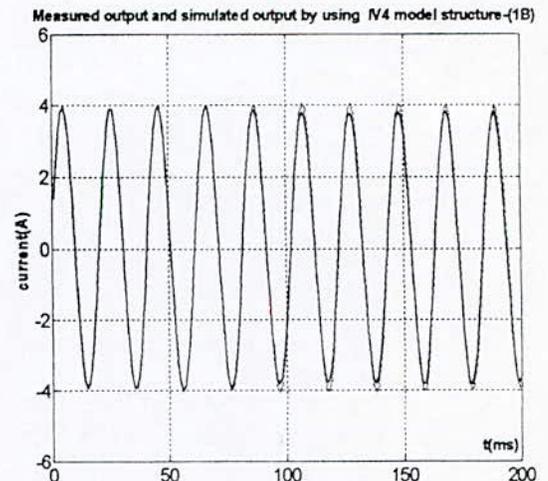


Fig.(IV.8.a) :Sortie mesurée et sortie simulée de la machine saine par la structure de modèle IV4.



Fig(IV.8.b) : Sortie mesurée et sortie simulée de la machine avec une barre cassée par la structure de modèle IV4.

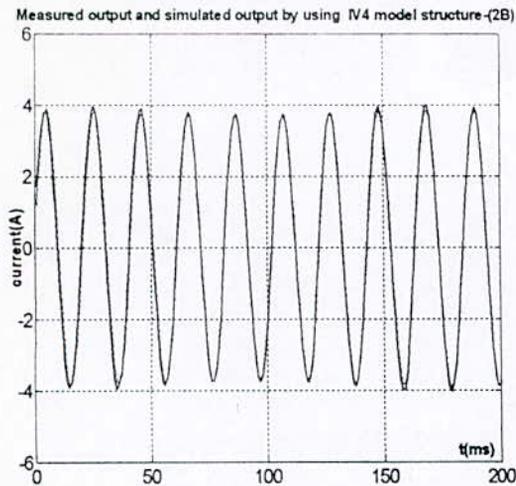
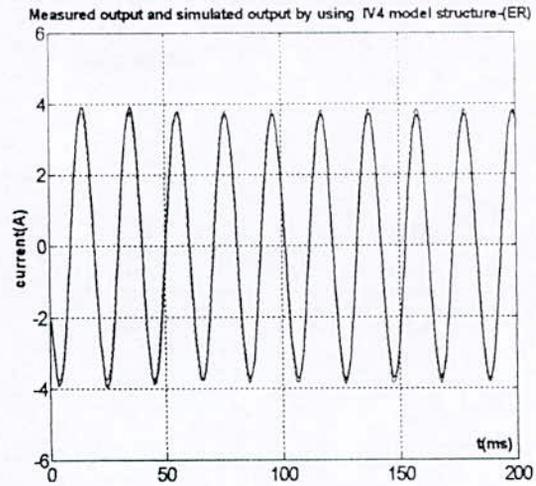


Fig.(IV.8.c) :Sortie mesurée et sortie simulée de la machine avec deux barres cassées par la structure de modèle IV4.



Fig(IV.8.d) : Sortie mesurée et sortie simulée de la machine avec une portion d’anneau enlevée par la structure de modèle IV4.

IV.4.7 Résultats d’identification paramétrique par l’utilisation de la structure de modèle OE appliquée aux quatre machines

Machine identifiée	Paramètres et écarts de la fonction de transfert discrète				FPE Akaike’s
	A_1	A_0	B_1	B_0	
Machine saine	-1.9178e+000 ±6.4846e-002	9.8204e-001 ±6.3397e-002	-9.8337e-004 ±9.2440e-004	1.3080e-003 ±8.6994e-004	6.4893e-003
Machine avec une barre cassée	-1.8848e+000 ±4.0377e-003	9.4493e-001 ±3.6579e-003	-1.6510e-003 ±5.1497e-005	1.8895e-003 ±4.8539e-005	6.9040e-004
Machine avec deux barres cassées	-1.8863e+000 ±3.0080e-002	9.7580e-001 ±3.0787e-002	-4.2465e-004 ±5.0436e-004	3.7956e-004 ±4.8429e-004	6.5611e-003
Machine avec une portion d’anneau enlevée	-1.8855e+000 ±2.4206e-002	9.7102e-001 ±2.3139e-002	-5.6920e-004 ±3.5166e-004	5.8253e-004 ±3.5477e-004	1.5325e-003

Tableau.(IV.7) : Valeurs des paramètres identifiés de la fonction de transfert discrète par la structure de modèle OE appliquée aux quatre machines.

Les fonctions de transfert associées à chaque machine obtenues par la structure de modèle OE sont présentées dans le tableau.(IV.8)

Machine identifiée	Fonction de transfert
Machine saine	$H(z) = \frac{-0.00098337 z + 0.0013080}{z^2 - 1.9178z + 0.98204}$
Machine avec une barre cassée	$H(z) = \frac{-0.0016510 z + 0.0018895}{z^2 - 1.8848z + 0.94493}$
Machine avec deux barres cassées	$H(z) = \frac{-0.00042465 z + 0.00037956}{z^2 - 1.8863z + 0.97580}$
Machine avec une portion d'anneau enlevée	$H(z) = \frac{-0.00056920 z + 0.00058253}{z^2 - 1.8855z + 0.97102}$

Tableau.(IV.8) : Fonctions de transfert identifiées par a structure de modèle OE.

IV.4.8 Comparaison entre les sorties mesurées et les sorties simulées par la structure de modèle OE appliquée aux quatre machines

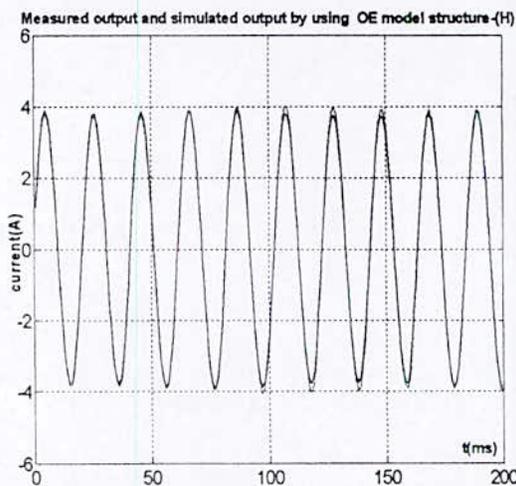
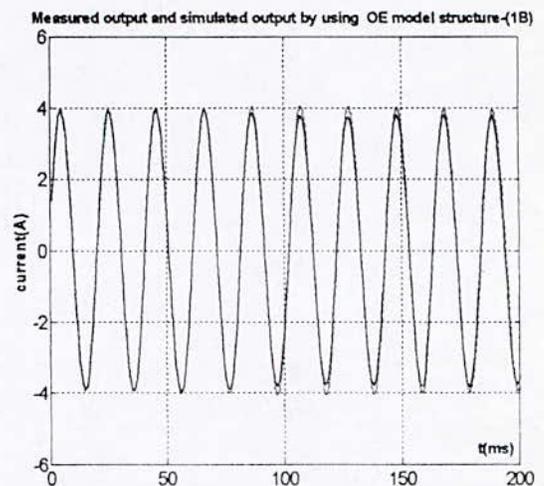


Fig.(IV.9.a) :Sortie mesurée et sortie simulée de la machine saine par la structure de modèle OE.



Fig(IV.9.b) : Sortie mesurée et sortie simulée de la machine avec une barre cassée par la structure de modèle OE.

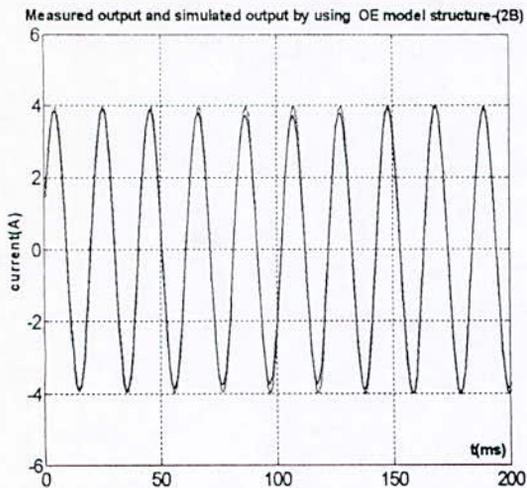
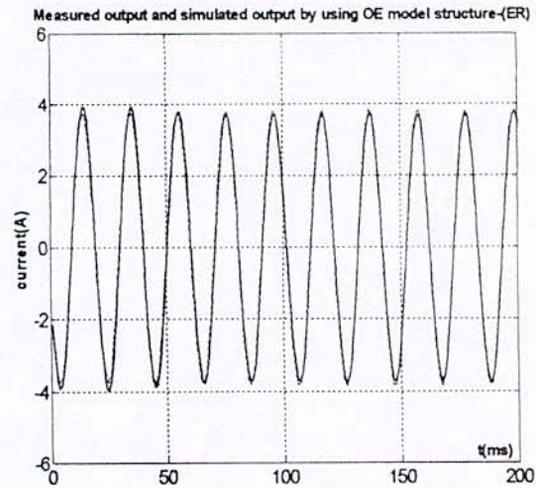


Fig.(IV.9.c) :Sortie mesurée et sortie simulée de la machine avec deux barres cassées par la structure de modèle OE.



Fig(IV.9.d) : Sortie mesurée et sortie simulée de la machine avec une portion d'anneau enlevée par la structure de modèle OE.

IV.5 Interprétation des résultats obtenus

Après la détermination des paramètres discrets des structures de modèle, on procède à la validation de la structure de modèle appliquée aux quatre machines. Puisque les paramètres de la fonction de transfert discrète sont des images directes des paramètres de la fonction de transfert continue (paramètres réels de la machine), donc un changement de paramètres de la machine (résistances et inductances propres... etc.) est un changement des paramètres identifiés en discret, on admet par la suite que les paramètres obtenus dans le cas de la machine sans défaut sont des paramètres construits un horizon de comparaison entre les quatre machines identifiées pour détecter les défauts. Le coefficient est défini comme l'erreur de prédiction finale.

La qualité des paramètres identifiés est évaluée par le coefficient d'Akaike qui doit être très petit.

• Résultats obtenus par la structure de modèle ARX

On constate que les coefficients d'Akaike sont très faibles ($\approx 10^{-4}$) et conduisent à une bonne estimation des paramètres, également les paramètres identifiés diffèrent d'une machine à une autre, les coefficients A_i de la fonction de transfert dans les cas des machines avec défauts sont inférieurs à la valeur obtenue dans le cas de la machine saine, ce qui se traduit par l'introduction d'un défaut dans les trois machines. D'autre part, la comparaison entre les coefficients dans les machines avec défauts révèle que la machine avec une barre cassée et celle avec une portion d'anneau de court-circuit sont des valeurs proches par rapport à la machine avec deux barres cassées, également les

coefficients B_i pour les deux machines sont proches, ce qui explique l'effet semblable de la rupture d'une barre rotorique et celle d'une portion d'anneau de court-circuit.

En général, il suffit de comparer les résultats obtenus par rapport aux coefficients A_i qui sont les coefficients du dénominateur de la fonction de transfert discrète ; on sait également que le dénominateur de la fonction de transfert décrit la dynamique, la stabilité et la réponse du système.

Les signaux obtenus par la simulation des modèles identifiés sont confondus avec les signaux mesurés ; cet effet est justifié par la bonne qualité d'estimation des paramètres par les différentes structures de modèle utilisées. De plus, les signaux utilisés dans cette procédure d'identification sont des signaux déterministes avec une fréquence constante sans présence d'harmoniques supérieurs éliminés par le filtrage, également l'identification est également appliquée au régime permanent qui présente une stabilité de fonctionnement.

• Résultats obtenus par la structure de modèle ARMAX

Les coefficients d'Akaike obtenus sont prévisibles, à cause de la performance de la famille de structure de modèle ARMA qui présente des données non bruitées, les coefficients sont d'ordre ($\approx 10^{-5}$) qui conduisent à une très bonne estimation des paramètres. D'un point de vue de comparaison entre les quatre machines identifiées, les résultats obtenus confirment les résultats précédents obtenus par la structure de modèle ARX c'est-à-dire les coefficients A_i dans les machines avec défauts, diffèrent par rapport à la machine saine.

• Résultats obtenus par la structure de modèle IV4

Il faut noter que pour le modèle ARX est calculé en utilisant l'instruction " iv4 " la matrice de covariance est estimée en utilisant le modèle provisoire de perturbations qui est employé pour former les instruments optimaux. La fonction de perte V diffère de ce qui serait obtenu si on calcule les erreurs de prédiction en utilisant le modèle directement aux données. C'est toujours la meilleure estimation disponible de la covariance. En particulier, il est difficile de comparer une fonction de perte dans un modèle ARX qui est estimée en utilisant l'instruction ARX, et une autre estimée par l'utilisation de l'instruction IV4.

La routine de l'estimation par IV4 est une alternative à ARX et une utilisation des arguments qu'est entièrement analogue à la fonction ARX. La différence principale est que la marche à suivre n'est pas sensible à la limite de bruit dans l'équation du modèle.

Les résultats obtenus par l'utilisation de la structure de modèle IV4 sont différents par rapport à ceux obtenus par les autres structures, les coefficients d'Akaike ne satisfont pas la précision voulue pour cette stratégie qui demande une grande précision pour détecter la déviation des

paramètres de leurs valeurs nominales. Les coefficients sont d'ordre ($\approx 10^{-1}$); ce explique la différence entre l'utilisation de la fonction ARX et la fonction IV4. D'autre part, les paramètres identifiés par cette structure sont satisfaisants par rapport au but désiré (détection des défauts); car les coefficients de la fonction de transfert sont différents particulièrement les coefficients A_i dans les cas des machines avec défauts par rapport au cas de la machine saine, ce qui confirme les résultats des structures de modèle précédentes.

• Résultats obtenus par la structure de modèle OE

Les paramètres estimés sont de précision moyenne ($\approx 10^{-3}$) ce qui se traduit par une précision moyenne sur les paramètres identifiés. Les paramètres identifiés dans les cas des machines défectueuses présentent des écarts par rapport aux paramètres obtenus dans le cas de la machine saine, et sont proches dans le cas de la machine avec une barre cassée de celle avec une portion d'anneau de court-circuit défectueuse; ces résultats confirment les résultats obtenus par les autres structures de modèle.

IV.6 Conclusions

D'après les observations, les résultats obtenus (paramètres, coefficients d'Akaike et les sorties simulées et mesurées) et d'après l'étude comparative qu'on a faite; on peut conclure les points principaux suivants :

1. Les structures de modèle ARX et ARMAX sont les plus efficaces pour cette étude expérimentale. cela permet de détecter les défauts, et d'évaluer le degré des défauts.
2. L'utilisation de la méthode de variable instrumentale donne une indication sur l'existence des défauts mais cette indication n'est pas suffisante pour séparer les types de défauts.
3. La structure erreur de sortie a donné des résultats satisfaisants. Le but désiré reste la détection des défauts, et également le degré des défauts.
4. Les coefficients A_i de la fonction de transfert discrète sont affectés directement par le changement des paramètres physiques de la machine,
5. Le bruit de mesure a un rôle néfaste sur la procédure d'identification, également le retard des observations qui est nécessaire pour synchroniser l'entrée du système avec sa sortie.
6. L'effet de rupture d'une barre rotorique est similaire à celui de la rupture d'une portion d'anneau de court-circuit.

CONCLUSION GENERALE

Conclusion générale

Une procédure de diagnostic de défauts de la machine asynchrone à cage d'écurueil est présentée. Cette technique est basée sur l'identification paramétrique. Un modèle global de la machine asynchrone est étudié. La procédure d'estimation des paramètres par l'identification des modèles en présence des défauts a été validée par l'expérimentation.

Cette procédure a ainsi permis la détection des défauts au rotor, l'estimation paramétrique donne une image réaliste du déséquilibre rotorique présent dans la machine.

L'identification a été effectuée dans le mode discret sans passer au mode continu. Les résultats obtenus en discret ont confirmé l'objectif qui reste la détection des défauts lors de ces apparitions.

Enfin, un effort supplémentaire devrait être accompli afin de satisfaire les exigences industrielles, qui se traduit par une modélisation plus fine prenant en compte le phénomène de saturation magnétique et les pertes fer.

Bibliographie

Bibliographie

- [1] BOUMEGOURA. T, “Recherche de signature électromagnétique des défauts dans une machine asynchrone et synthèse d’observateurs en vue de diagnostic ». Thèse Doctorat, Ecole centrale de Lyon, Mars 2001.
- [2] SCHAEFFER.E , “ 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.
- [4] CASIMIR.R, BOUTLEUX.E, CLERC.G and CHAPPUIS.F, “Comparative Study of Diagnosis Methods for Induction Motors”. Centre de Génie Electrique de Lyon. Ecole Centrale de Lyon, Avenue Guy de Collongue 36, 69134 Ecully, France
- [5] SOBCZYK.T.J, WEINRED.K, WEGIEL.T, SULOWICZ.M, “Theoretical Study of Effects Due to Rotor Eccentricities in Induction Machines”. Cracow University of technology, ul. Warszawaska 24, pp.31-155 cracow, POLAND.
- [6] SUBHASIS.N, RAJMOHAN.B, TOLYAT.H, PARLOS.A, “ Simulation of the three phase induction motor with incipient rotor cage faults ”, Electrical machines & power electronics laboratory. Texas A & M University, College station, TX, 77842-3128, 2000.
- [7] BENBOUZID.M, “ A review of induction motors signature analysis as a medium for faults detection ”. IEEE, University of Picardie-Jules Verne, pp.1950-1955, 1998.
- [8] BENBOUZID.M, KLIMAN.B and FELLOW.L, “What stator current processing-based technique to use for induction motor rotor faults diagnosis? ”. IEEE, Transactions on Energy Conversion, vol.18, n° 2, pp.238-244, June 2003.
- [9] JAFAR, “A novel approach for broken-rotor-bar detection in cage induction motor”, 1999 IEEE.
- [10] W.T.THOMSON and M.FENGER, “Current signature analysis to induction motor faults”, IEEE, Transactions on Energy Conversion, Vol.14, N°4, pp.1372-1377, Dec199+.
- [11] DOREL.D.G, THOMAS.W.T and RAOCH.S, “ Analysis of air gap flux, current, vibration signals as function of the combination of static and dynamic air gap eccentricity in induction motors”, IEEE Trans. On Industry Applications, vol.33, n°1, pp.24-34.
- [12] CAMERON.J.R, THOMAS.W.T and DOW.A.B, “Vibration and current monitoring for detecting air gap eccentricity in large induction machines. IEE Proceeding, Vol.133, pt.3, n°3, pp.155-163, May 1986.

-
- [13] BENBOUZID.M, VIEIRA.M, and THEYS.C, "Induction motors' faults detection and localization using stator current advanced signal processing techniques". IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 14, n° 1, pp.14-22, January 1999.
- [14] YAZICI.B, KLIMAN.G.B, PERMERLANI.W.J, ROBINSON.G.B and A.ABDEL MALEK, "An adaptive method on-line statistical for fault detection using stator current. IEEE-IAS, pp.213-220, New Orleans, LA, 1977.
- [15] M .SAÏD NAÏT SAÏD, M.BENBOUZID and A.BENCHAIB, "Detection of broken bars in induction motors using an extended Kalman filter for rotor resistance sensorless estimation", IEEE Transactions on Energy Conversion, vol. 15, n° 1, pp.66-70, Mars 2000.
- [16] TOLIYAT.H.A, "Analysis of concentrated winding induction and reluctance machines for adjustable speed drive application", Ph.D. Dissertation, University of Wisconsin-Madison, 1991.
- [17] FUDEH.H. R and ONG.C, "Modeling and analysis of induction machines containing space harmonics", Parts 1, 2, and 3, IEEE Transactions on Power App. and systems, Vol. PAS-102,No. 8, August 1983,pp. 2608-2628.
- [18] LUO.X, LIAO.Y, TOLIYAT.H .A, EL-ANATBLY.A, and LIPO.T. A, "Multiple couple circuit modeling of induction machines", IEEE Transactions on Industry Application, Vol. 31,No. 2, March/April 1995, pp. 311-317.
- [19] WALLACE.A.K, SPÉE.R, and LAUW.H. K, "Dynamic modeling of brushless doubly-fed machines", IEEE Industry Applications Society 1989 Annual Meeting, San Diego California, 1689, pp. 329-334.
- [20] NASAR.S.A, "Electromechanical energy conversion in nmwinding doube cylindrical structures in presence of space harmonics", IEEE Transactions on Power App. and systems terms, Vol. PAS-87, N° 4, April 1968, pp. 1099-1106.
- [21] ALFREDO MUÑOZ-GARCIA, THOMAS, LIPO.A, "complex vector model of the squirrel cage induction machine including instantaneous rotor bar currents", IEEE, pp.57-64, January 1998.
- [22] GUESBAOUI.H, TOUHAMI.O et IUNG.C, "Identification of asynchronous machine parameters by a recursive least-squares method ", IEEE. CCA, Conference On Control Application, Proceedings Vol.1, 1994, pp. 715-720.
- [23] GUECHTOULI.A, HADDOUCHE.A, " Introduction à l'identification paramétrique de la machine asynchrone" .Thèse de PFE, ENP 1996.
- [24] MGHEZZI LARAFI MOHAMED, " Identification paramétrique linéaire de la machine asynchrone ". Thèse de Magistère, ENP 2002.

- [25] IUNG.C, FAUCHER.J, TOUHAMI.O, KHENFER.N, REZZOUG.A. “ Identification paramétrique- application aux machines électriques “. G.d.R. Conception de Dispositifs et Systèmes Electrotechniques- Journée du 8/06/1993.
- [26] TOUHAMI.O, GUESBAOUI.H et IUNG.C, “ Vers une methodologie d’identification des machines électriques “, AGI’97 Colloque , Automatique. Génie informatique. Image , Pouiers. Futurscope 2 et 3 juin 1994.
- [27] TOUHAMI.O, IBTIOUEN. R, et GUESBAOUI. H “Model Structure Used In Parametric Identification For SISO Systems: Application To an Asynchronous Machine “. CESA’96 IMACS Multiconference, Computation Engineering in Systems application, Lille-France, July-9-12, 1996.
- [28] LANDAU,” Identification et commande des systèmes”, Edition 1993.
- [29] TOUHAMI.O et IUNG.C, “Identification paramétrique et définitions des grandeurs physiques d'une machine synchrone“,J-physique. III .N°2, (1992) 1943-1955,Octobre 1992, pp.1943-1955.

ملخص

هذا العمل يعرض طريقة لتشخيص الأعطاب في الآلة اللامتزامنة ذات القفص السنجابي, هذه الطريقة تعنى بتقدير الوسائط الفيزيائية خلال المرحلة الديناميكية باستعمال التيار وفرق الكمون. الكشف عن الأعطاب يتركز على الفرضية أن الوسائط الفيزيائية للآلة تتغير خلال ظهور العطب. الكلمات المهمة : لتشخيص, الآلة اللامتزامنة, الوسائط.

Résumé

Ce travail présente une méthode de diagnostic de défauts de la machine asynchrone à rotor à cage d'écureuil. Cette méthode consiste en l'estimation des paramètres physiques hors-ligne de la machine, en régime dynamique, à partir du courant moteur et de la tension. La détection de défauts est fondée sur l'hypothèse, que les paramètres physiques de la machine varient lors de l'apparition de défaut.

Mots clés : diagnostic de défauts, machine asynchrone , paramètres .

Abstract

This work presents a method for a squirrel cage induction machine faults diagnostic. This method consists in estimation of the off-line physical parameters of the machine, in dynamical regime from the current and the voltage. The faults detection is based on the assumption of the machine physical parameters variation when the fault appears.

Key words : diagnostic, induction machine, parameters.