

وزارة التعليم العالي و البحث العلمي

BADJI MOKHTAR-ANNABA UNIVERSITY
UNIVERSITE BADJI MOKHTAR-ANNABA



جامعة باجي مختار - عنابة

Faculté des sciences de l'ingénieur

Année : 2006

Département d'Electromécanique

MEMOIRE :

Présenté en vue de l'obtention du diplôme de MAGISTER

**Diagnostic dans un entraînement électrique
« Composé d'un onduleur et un moteur à cage »**

Option :

Maintenance industrielle

Présenté par :

Sekhara Saadi

Rapporteur : Dr Saad S M.C U. Annaba

Devant le jury :

Président: Dr Hadjad O.E M.C U. Annaba

Examineurs: Dr Kherfane H M.C U. Annaba
Dr Labar H M.C U. Annaba

ملخص :

إن الصيانة الصناعية لها تأثيرا واسع و هام في المجال الصناعي لتحسين الثقة، دوام لسير الحسن لوسائل الإنتاج و كذلك تحسين المر دودية و الفاعلية للأجهزة، الثقة، لذلك تشخيص ال عطب في الأنظمة الكهربائية هدفُ العديد من الباحثين لتحسين النظام و لتحديد مكان واكتشاف العطب.

عِدّة طرق مُستخدمة في هذا الحقل، من بين هذه الطرق نجد طريقة التخمين والتحليل الطيفي للإشارات للتيار الكهربائي المار خلال الأجهزة الذي يكون غالبا محمل بمعلومات تمكننا من دراسة العطب.

خلال هذه الدراسة نأخذ بعين الاعتبار نوعين من العطب : تمزيق الحانة و عدم توازن المحور في المحرك، و نتحصّل على هذه الإشارتين من خلال إدخال البيانات في برنامج محاكاة.

النتائج المتحصّل عليها تعتبر جد معقولة و متوافقة مع العديد من الأبحاث السابقة.

ABSTRACT:

The maintenance in the industry has a very important impact to improve reliability, safety, efficiency and availability of equipments. The diagnosis of the electrical drives has become a field of interest of many research works. In order to improve, to locate and detect defects.

Several methods are employed in this field, among these methods, the parametric estimation and signal spectral analysis obtained by creating defects.

In this work two defects are carried out broken bar and misalignment of rotor shaft. The two signals obtained from the introduction of real data into a simulation program.

The frequency spectrum obtained has given a very and satisfying result compared to the results obtained by other authors.

RESUME :

La maintenance industrielle possède un impacte très important dans le domaine industriel pour améliorer la fiabilité, la sûreté de fonctionnement, le rendement et la disponibilité des équipements. Pour cela le diagnostic des entraînements électriques est un objectif de nombreux chercheurs pour améliorer le système, localiser et détecter le défaut.

Plusieurs méthodes sont employées dans ce domaine, parmi ces méthodes l'estimation paramétrique et l'analyse spectrale des signaux obtenus en créant des défauts.

Dans ce travail deux défaut sont envisagés : rupture de barre et désalignement de l'arbre du moteur, l'obtention de ces deux signaux et par introduction des données réelles dans un programme de simulation.

Les spectres obtenus, ont données des résultats encourageant et satisfaisant comparativement aux résultats obtenus par d'autres chercheurs.

DEDICACES

A mes très chers parents pour leurs tendresses et sacrifices.

*A ma femme : **Nacib Leïla.***

A mes frères et sœurs : Rochdi, Hamdène et Hamza, Amel et ses enfants, Nassima et ses enfants, Linda et ses enfants.

A mes collègues d'étude.

Saadi

REMERCIEMENTS

Le plus grand merci revient à Dieu le tout puissant qui lui seul m'a aidé et facilité tous les chemins afin de réaliser ce travail.

Je tiens à remercier :

Mon directeur de thèse Dr SAAD. S pour sa collaboration durant la réalisation de ce travail. Je remercie également Dr KHARFANE.H et Dr HADJADJ.O.E et Dr LABAR.H pour avoir accepté à examiner ce travail.

Le grand remerciement à M^{me} BECHICHI pour ces précieuses conseils et pour son suivi continu du travail; tous mes enseignants pour le rôle noble qu'ils ont joués pendant ma formation.

Ainsi que tous ceux qui ont contribué de pré et de loin à la réalisation de ce travail.

*Tous mes remerciement vos également à ma femme **نورالدين** qui a le grand partie de réalisation de ce travail.*

SAAD

Listes des tableaux

Tableau	Désignation	Chapitre	page
---------	-------------	----------	------

Tableau 1	<i>Origine des défauts dans les éléments à engrenage</i>	III	29
Tableau 1	<i>Equation de PARK de la machine asynchrone exprimée dans différents référentiels</i>	IV	38
Tableau 1	<i>Synthèse des signatures des défauts</i>	VI	66
Tableau 2	<i>Synthèse des signatures des défauts (suit)</i>	VI	67

Liste des figures

Figure	Désignation	Chapitre	Page
Figure 1	Diagnostic par redondance analytique	I	6
Figure 2	Etape du diagnostic par classification	I	8
Figure 3	Transformation en un graphe causal	I	9
Figure 4	<i>Les méthodes de diagnostic</i>	I	10
Figure 1	<i>Structure générale d'un entraînement électrique</i>	II	13
Figure 2	<i>Système à étudier</i>	II	14
Figure 3	<i>Principe d la technique triangulo-sinusoidal</i>	II	15
Figure 4	<i>Onduleur monophasé en demi pont</i>	II	16
Figure 5	<i>Onduleur triphasé</i>	II	17
Figure 6	<i>Coupe schématique de la machine asynchrone</i>	II	20
Figure 7	<i>Moteur asynchrone à rotor bobiné</i>	II	21
Figure 8	<i>Moteur asynchrone à rotor à cage</i>	II	22
Figure 9	<i>Schéma monophasé équivalent d'un moteur asynchrone triphasé</i>	II	22
Figure 1	<i>Répartition des défauts suivants le composant</i>	III	27
Figure 2	<i>Principe de base d'un bras de convertisseur statique</i>	III	28
Figure 1	<i>La représentation des axes de transformation</i>	IV	33
Figure 2	Représentation physique de la transformation de Park pour une machine asynchrone	IV	35
Figure 3	<i>Allure du courant statorique dans la phase A</i>	IV	44
Figure 4	<i>Allure du courant statorique dans la phase B</i>	IV	44
Figure 5	<i>Allure du courant statorique dans la phase C</i>	IV	45
Figure 6	<i>Allure de la vitesse Nr</i>	IV	45
Figure 7	<i>Allure du couple C_{em}</i>	IV	46
Figure 8	<i>Allure du courant transformé I_{ds}</i>	IV	46
Figure 9	<i>Allure du courant transformé I_{qs}</i>	IV	47
Figure 10	<i>Allure du courant transformé I_{dr}</i>	IV	47
Figure 11	<i>Allure du courant transformé I_{qr}</i>	IV	48
Figure 12	<i>Allure de la tension U_a</i>	IV	48

Figure	Désignation	Chapitre	Page
Figure 13	<i>Allure de la tension U_b</i>	IV	49

Figure 14	Allure de la tension U_c	IV	49
Figure 15	Allure du courant statorique de la phase A avec une perturbation	IV	50
Figure 16	Allure du courant statorique de la phase B avec une perturbation	IV	50
Figure 17	Allure du courant statorique de la phase C avec une perturbation	IV	51
Figure 18	Spectre du courant statorique de moteur sain	IV	51
Figure 19	Spectre du courant statorique de moteur avec une perturbation	IV	52
Figure 1	Représentation de l'excentricité statique et dynamique	VI	69
Figure 2	Allure du courant statorique d'un moteur défaillant (désalignement)	VI	70
Figure 3	Spectre du courant statorique d'un moteur défaillant (désalignement)	VI	71
Figure 4	Allure du courant statorique d'un moteur défaillant (rupture d'une barre)	VI	72
Figure 5	Spectre du courant statorique d'un moteur défaillant (rupture d'une barre)	VI	73

Listes et Symboles

- N : vitesse de rotation ;
- f : fréquence du réseau [Hz] ;
- p : nombre de paires de pôles ;
- ω_m : pulsation mécanique [rad/s];
- ω_r : pulsation des courants rotorique [rad/s] ;
- ω_s : pulsation des courants statorique [rad/s] ;
- g : le glissement ;
- P_2 : la puissance active ;
- P_u : la puissance utile ;
- C : le couple ;
- η_r : le rendement du rotor ;
- Q_1 : la puissance réactive totale ;
- U_1 : la tension composée ;
- I_1 : courant primaire ;
- I_2 : courant rotorique ramené au stator ;
- L_l : l'inductance cyclique d'une phase statorique ;
- ℓ : l'inductance de fuites totales ramenée au stator ;
- R : la résistance du rotor ramenée au stator ;
- R_{Fe} : la résistance qui représente les pertes fer ;

Sommaire

	Introduction générale	2
I)	Les différentes méthodes de diagnostic	5
I-1)	Introduction au diagnostic	5
I-2)	Méthodes de diagnostic	5
I-2-1)	Méthodes basées sur une modélisation mathématique du système	5
I-2-2)	Méthodes basées sur une modélisation des signaux	6
I-2-3)	Méthodes de connaissance	7
I-2-3-1)	Méthode n'utilisant pas de modèle qualitatif	7
I-2-3-2)	Méthodes basées sur un modèle qualitatif	8
I-3)	Conclusion	11
II)	Présentation d'un entraînement électrique	13
II-1)	Introduction	13
II-2)	Onduleur de tension	14
II-2-1)	Introduction	14
II-2-2)	La commande en MLI	15
II-3)	Présentation des moteurs asynchrones	18
II-3-1)	Introduction	18
II-3-2)	Différents parties de la machine	19
II-3-3)	Différents types de moteurs asynchrones	20
II-3-3-1)	Rotor bobiné	20
II-3-3-2)	Rotor à cage	21
II-3-4)	Moteur asynchrone triphasé	22
II-4)	Conclusion	24
III)	Etude des différents défauts dans un entraînement électrique	26
III-1)	Introduction	26
III-2)	Les principaux défauts de la machine	267
III-2-1)	Les défauts des roulements	27
III-2-2)	Les défauts au stator de la machine	27
III-2-3)	Les défauts au rotor de la machine	28
III-3)	Les défauts de dans le convertisseur statique	28
III-4)	Les défauts de la transmission mécanique	29
III-4-1)	Les défauts réparties sur toutes les dents	29
III-4-2)	Les défauts localisés sur certaines dents	30
III-5)	Conclusion	30

IV)	Modélisation de moteur asynchrone	32
IV-1)	Introduction	32
IV-2)	Transformation de Clarke	32
IV-3)	Transformation de Park	33
IV-4)	Equation de tension	34
IV-5)	Transformation de Park appliquée à la machine asynchrone	35
IV-5-1)	Transformation des grandeurs statoriques et rotoriques	36
IV-5-2)	Equation de Park de la machine asynchrone exprimée dans différents référentiels	38
IV-5-3)	Equation de Park en régime permanent	40
IV-5-4)	Choix de référence	41
IV-5-5)	Les paramètres techniques du moteur asynchrone	43
IV-5-6)	Représentation graphique de la dynamique du moteur asynchrone	44
IV-6)	Conclusion	53
V)	L'approche modèle	55
V-1)	Introduction	55
V-2)	Modèle	56
V-2-1)	Modèle de base	56
V-2-2)	Modèle des défauts pour la synthèse des observateurs	57
V-2-2-1)	Pour la machine	57
V-2-2-2)	Pour les capteurs	58
V-2-2-3)	Pour l'onduleur	58
V-3)	Observateur de Luenberger	59
V-4)	Synthèse d'un observateur de Luenberger pour le diagnostic	60
V-5)	Estimation de Kalman	62
V-6)	Conclusion	63
VI)	Application de l'analyse spectrale	65
VI-1)	Introduction	65
VI-2)	Champs d'application des méthodes de diagnostic	65
VI-3)	Simulation du moteur asynchrone à cage	68
VI-3-1)	Simulation du moteur	68
VI-3-2)	Simulation du moteur	72
VI-4)	Conclusion	73
	Conclusion générale	75
	Référence et bibliographie	77

Introduction

générale

Introduction générale

La maintenance industrielle est devenue aujourd'hui un vecteur de rentabilité, de profits et de qualité. La surveillance des matériels s'intègre dans la politique de maintenance. Elle doit assurer la prévention des risques majeurs, la détection précoce des anomalies et l'analyse après incident pour remédier aux défauts constatés, [1].

Les machines asynchrones, de part leurs robustesse et leur rapport poids/puissance, sont largement utilisées en milieu industriel. Assurer leur continuité de fonctionnement nécessite la mise en place de programme de maintenances préventive et corrective. En effet, la fiabilité et la sûreté de leur fonctionnement permettent en partie d'assurer la sécurité des personnes, la qualité du service et la rentabilité des installations, [2].

Durant plus une vingtaine d'années, des études et des recherches ont été menées sur la façon dont on pourrait détecter une panne, une défaillance et d'y comprendre la relation cause à effet. Ainsi, on pourrait améliorer la fiabilité du moteur asynchrone, donc augmenter sa durée de vie.

Il faut rappeler que le moteur asynchrone de forte puissance est utilisé dans des applications telles que le pompage (de l'eau par exemple) et dans les systèmes d'entraînement à fort couple, une application spécifique, entraînement d'un compresseur, impliquent de fort désagrément en cas de panne est la climatisation (salles d'ordinateurs, rayons alimentaire, magasin ...).

Par conséquent, il est recommandé de détecter de façon précoce une défaillance afin d'y remédier dans des délais les plus brefs pour minimiser les effets induit (rupture d'une chaîne de production, pertes de produits, etc.), [3].

Malheureusement, les contraintes nouvelle et l'intégration de ces machines dans des systèmes de conversion d'énergie de plus en plus complexe rendent le diagnostique plus difficile.

L'objectif de ce travail est de réaliser un diagnostic à partir duquel on détecte les défauts et résoudre les problèmes de la maintenance des installations industrielles. Pour atteindre cet objectif la thèse est organisée comme suit :

Dans le premier chapitre, on présente une introduction sur les méthodes de diagnostic applicable sur les systèmes d'entraînements électriques.

Dans le second chapitre, on décrit le système d'entraînement électrique et ces différentes parties telles que la machine, le convertisseur ...etc.

Le troisième chapitre, est consacré aux différents défauts qui peuvent apparaître dans le système d'entraînement électrique.

Dans le quatrième chapitre nous avons présenté la modélisation des machines asynchrones.

Le cinquième chapitre est réservé à la méthode approche modèle et l'observateur d'état tel que l'estimateur de Luenberger et de Kalman.

Le dernier chapitre est l'application de l'analyse spectrale du courant statorique du moteur défaillant avec deux défauts : rupture de barre et le désalignement.

Une discussion et analyse des résultats avec leurs comparaisons à d'autres travaux sont données à la fin de ce travail.

CHAPITRE : I

LES DIFFERENTES METHODES

DE DIAGNOSTIC

I) Les différentes méthodes de diagnostic

I-1) Introduction au diagnostic

La plupart des installations industrielles sont surveillées par des systèmes spécifiques dans le but de garantir la sûreté des installations, d'améliorer leur disponibilité en évitant des arrêts et de réduire les coûts de maintenance. La surveillance des procédés implique le diagnostic des défaillances. Ce diagnostic consiste en la détection d'un changement anormal dans le comportement ou dans l'état d'un système et dans la localisation de sa cause.

Le principe général des algorithmes de diagnostic est basé sur l'exploitation des données relevées sur le système et de la connaissance que l'on possède de son fonctionnement sain (pour la détection) ou de son fonctionnement défaillant (pour la localisation). Ces algorithmes élaborent des symptômes révélateurs du comportement défaillant et de la nature du dysfonctionnement. Ainsi en médecine, la fièvre est un symptôme révélateur de la maladie d'un patient, mais ce symptôme seul ne permet pas de localiser l'origine de la maladie.

Dans les domaines où la sécurité de fonctionnement était critique tels l'aéronautique, le nucléaire, les industries pétrochimiques ; et pour assurer la sûreté, les premières méthodes utilisées sont la redondance matérielle. Cette méthode, relativement simple à mettre en œuvre, consiste à multiplier les éléments critiques d'une installation (actionneur, capteur, système de commande).

Un système de supervision traite les signaux des éléments redondants et en cas d'incohérence entre ces signaux, on distingue les éléments défectueux. Les méthodes de diagnostic se divisent en trois familles qui dépendent essentiellement de la formalisation de la connaissance du système dont on dispose :

- Les méthodes basées sur une modélisation quantitative du système ;
- Les méthodes basées sur une modélisation des signaux ;
- Les méthodes dites de connaissance.

Le développement de l'informatique en temps réel, des travaux de recherche dans les domaines de l'estimation d'état, de l'identification et de l'intelligence artificielle a conduit à l'émergence de nouvelles méthodes permettant d'éliminer une partie ou la totalité de la redondance matérielle.[1]

I-2) Méthodes de diagnostic

I-2-1) Méthodes basées sur une modélisation mathématique du système

Les méthodes basées sur une modélisation quantitative du système exploitent les relations entre les variables du système considéré pour identifier les paramètres physiques à surveiller ou générer des grandeurs appelées résidus en comparant les sorties du système à celles du modèle (Fig.I.1).

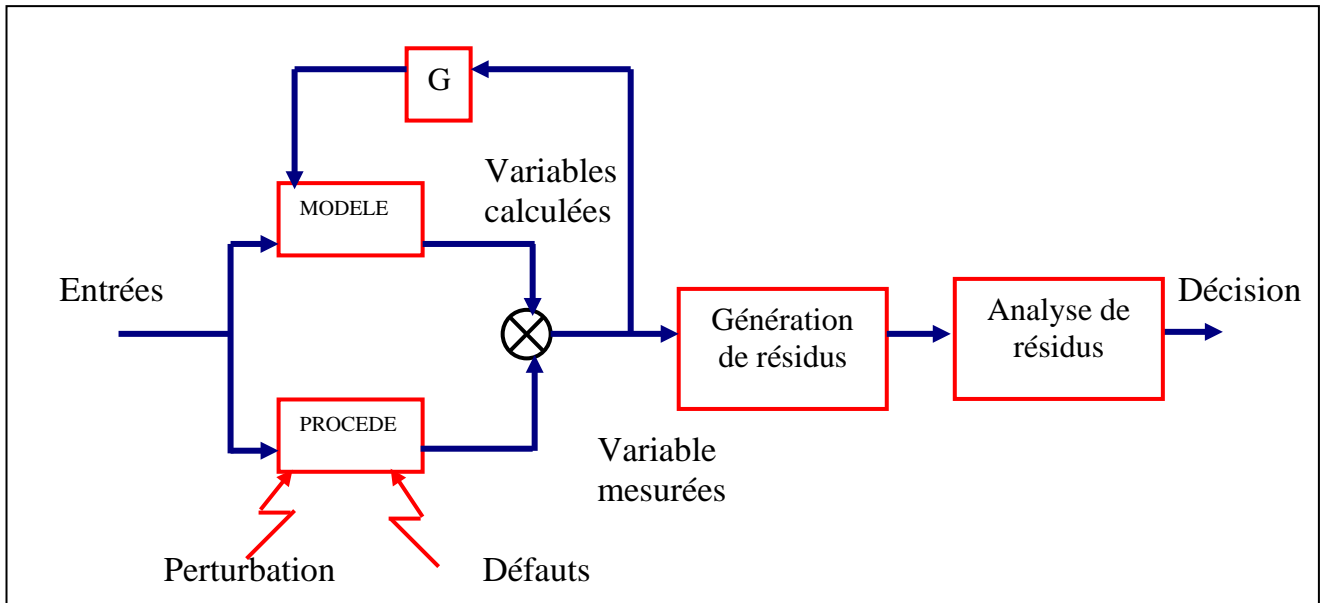


Fig.I.1 : *Diagnostic par redondance analytique*

En absence de défauts, dans la mesure où les relations exprimées par le modèle sont vérifiées malgré la présence de perturbations et les imprécisions du modèle, les résidus doivent être inférieurs à certains seuils. En revanche, ils doivent être sensibles aux défauts que l'on veut détecter. Le processus de détection et de localisation comporte deux étapes :

- La génération des résidus d'une part ;
- Leur traitement d'autre part.

Les modèles analytiques utilisés pour la synthèse des générateurs de résidus sont généralement linéaires. Ils sont représentés par des équations d'état ou des fonctions de transfert. Les perturbations sont prises en compte de manière additive à travers des matrices. Les défauts sont pris en compte soit de la même manière soit en modifiant la structure même du modèle, ce qui conduit à la notion de batterie de modèles. Il existe plusieurs approches pour la synthèse d'un générateur de résidus : espace de parité, observateurs de Luenberger, observateurs à entrées inconnues, observateurs généralisés.

En ce qui concerne l'exploitation des résidus, différentes approches existent, en se basant sur la comparaison des résidus à des seuils fixes, ont des seuils adaptatifs « calculés en calibrant les incertitudes et les perturbations ou définis par apprentissage ou par application des méthodes floues). Ces méthodes basées sur une modélisation physique proviennent essentiellement des domaines de l'automatisation des procédés et de la simulation numérique. [1]

I-2-2) Méthodes basées sur une modélisation des signaux

Dans ces méthodes, le contenu spectral, la variance, l'évolution temporelle, des variables mesurées sont exploités pour détecter et localiser les anomalies. L'analyse spectrale plus particulièrement est utilisée depuis de très nombreuses années pour détecter les défaillances dans les machines électriques.

Ces cas se prêtent bien à cette approche dans la mesure où de nombreux défauts (décentrages, rupture de barre au rotor, dégradation des roulements...) se traduisent par l'apparition de fréquences caractéristiques directement liées à la vitesse de la machine. Ces méthodes sont principalement utilisées pour les machines directement alimentées par le réseau (harmoniques faibles et connus) et fonctionnant en régime permanent. [5]

I-2-3) Méthodes de connaissances

Elle correspondent à une approche différente du diagnostic et peuvent s'avérer complémentaires dans certains cas de figure des méthodes précédentes.

Dans cette famille, on classe toutes les méthodes où le formalisme de la connaissance ne se base pas sur un modèle mathématique pour décrire les relations de causes à effets. La connaissance peut reposer sur une expertise humaine et un retour d'expérience sous forme de règles, d'analyse fonctionnelle, de raisonnement inductif : recherche de toutes les causes d'une anomalie ou l'inverse, des conséquences d'un défaut.

Les grandeurs utiles au diagnostic peuvent prendre la forme de mesures, de grandeurs floues, fréquentielles, et de descriptions symboliques. La famille des méthodes de connaissances peut se diviser en deux sous familles :

- La première n'utilisant pas de modélisation qualitative ;
- La deuxième basée sur une modélisation qualitative pour décrire les relations de causes à effets [2].

I-2-3-1) Méthodes n'utilisant pas de modèle qualitatif

Ces méthodes peuvent s'appliquer lorsque l'on ne peut pas modéliser les mécanismes reliant les causes des défaillances à leurs effets. Elles peuvent se séparer en deux groupes en fonction du type de population à diagnostiquer.

Si on dispose d'un parc de systèmes identiques important, des techniques statistiques appliquées aux données issues de retour d'expérience peuvent être envisagées.

Par contre pour un nombre limité d'exemplaires à diagnostiquer, des méthodes basées sur une classification de signatures à partir de prototypes caractéristiques des défauts définis par l'expertise humaine peuvent être envisagées.

Classification

Elle fait appel aux algorithmes de reconnaissance de forme ou aux réseaux neuronaux pour définir à quel type de forme une observation ressemble le plus. Pour les deux méthodes, le processus de classification est similaire et se déroule en quatre étapes (Fig.I.2) :

- La sélection des signatures initiales à partir du procédé ;
- La construction des vecteurs de forme à partir des signatures initiales ;

- La réalisation d'une base d'apprentissage définissant les formes associées à des fonctionnements en comportement sain ou en défaut déjà identifiés ;
- L'exploitation du système de diagnostic qui à chaque acquisition calcule la forme associée dans l'espace de représentation avant de la classifier parmi les formes acquises.

Si une forme n'existe pas, le processus doit rejeter et mémoriser la forme pour définir une nouvelle classe si on retrouve plusieurs fois cette signature. [2]

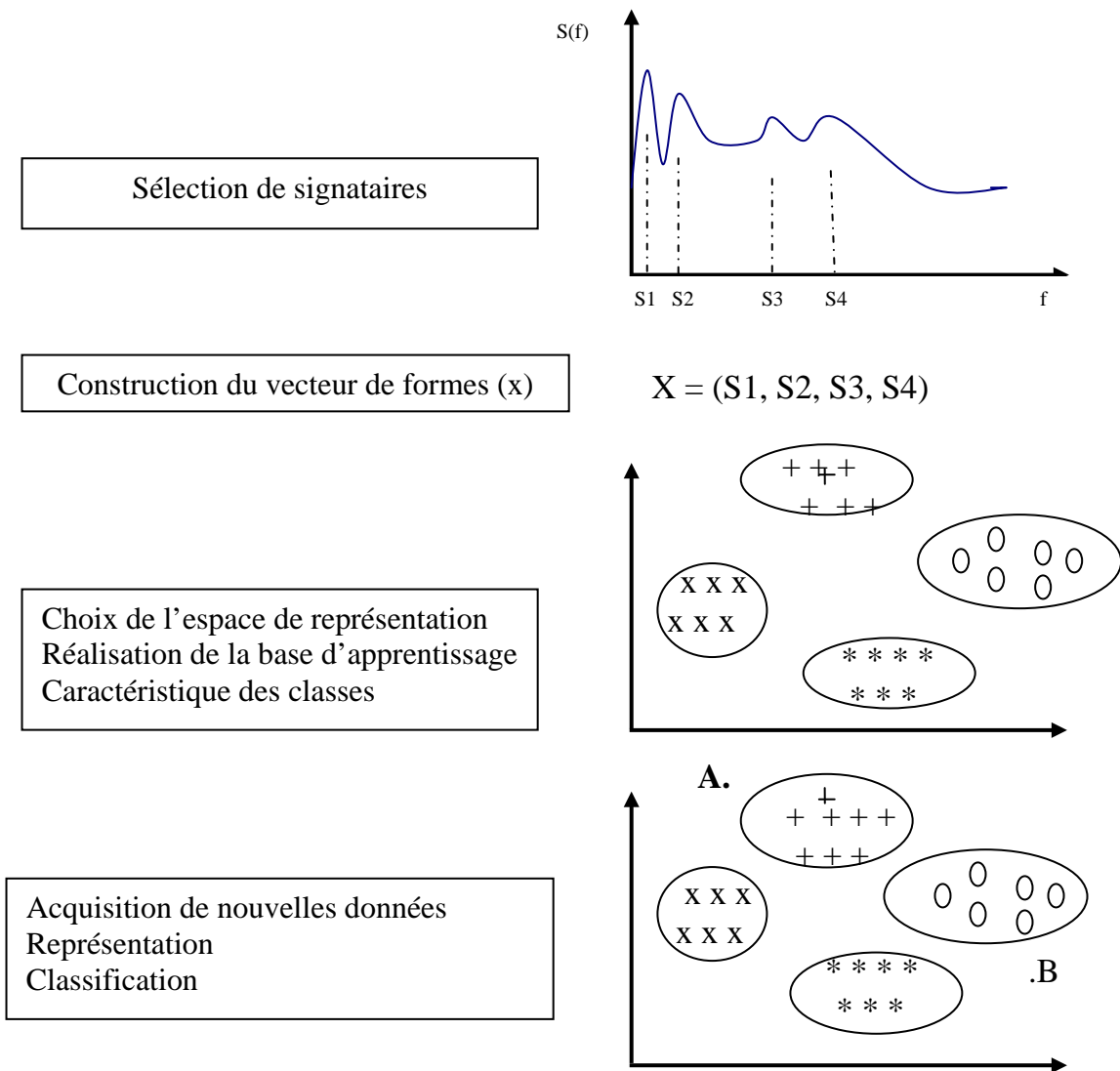


Fig.I.2 : Etape du diagnostic par classification

I-2-3-2) Méthodes basée sur un modèle qualitatif

L'intérêt des modèles qualitatifs est de fournir un ensemble de connaissances facilement interprétables par un être humain ; ce qui permet d'étudier un système sans disposer de son modèle mathématique. Le principe de ces méthodes est d'établir un lien entre les causes initiales des défaillances et leurs effets. Parmi ces méthodes on retrouve des méthodes inductives et des méthodes déductives basées sur des modèles de panne (arbre de défaillance, analyse des modes de défaillances et de leurs effets AMDE) ou de bon fonctionnement (graphe causal).

Les méthodes de bon fonctionnement possèdent une architecture similaire à celle des modèles parallèles quantitatifs ; la différence vient du fait que l'information n'est plus codée sous forme numérique mais sous forme symbolique. Analysons un peu en détail ces différentes méthodes. [2]

I-2-3-2-1) Analyse des modes de défaillances et de leurs effets (AMDE)

L'AMDE est une méthode qui étudie les causes et les défaillances. Cette méthode, très utilisée pour les études de sûreté de fonctionnement lors de la conception de systèmes prend en compte toutes les défaillances plausibles et analyse les conséquences sur le procédé. Cette méthode s'étend en considérant la probabilité d'occurrence de chaque défaut et analyse la gravité des effets de ces défauts ; elle s'appelle alors AMDEC (analyse des modes des défaillances et de leur criticité). [2]

I-2-3-2-2) Arbre de défaillance ou arbre des causes

L'arbre de défaillance est une méthode dans laquelle on identifie toutes les combinaisons d'événements possibles qui entraînent la réalisation d'un événement unique et indésirable. L'enchaînement des combinaisons à l'aide de symboles logique est organisé sous forme d'arbre où chaque événement à un niveau donné est généré à partir des combinaisons logiques d'événements de niveau inférieur. Cette procédure se répète jusqu'à atteindre les événements élémentaires appelés événements de base.

L'arbre de défaillance représente un outil pour identifier les causes premières conduisant à une défaillance indésirable. Il peut être utilisé pour calculer la probabilité de l'événement sommet en fonction des probabilités des événements de base. [2]

I-2-3-2-3) Graphe causal

Le raisonnement causal est relatif à l'analyse du comportement d'un système sous la forme de relation de « cause effet ». La causalité stipule que tout effet a une cause et les mêmes causes dans les mêmes conditions entraînent les mêmes effets.

Le graphe causal est ainsi un modèle du comportement sain du procédé. C'est un graphe orienté qui décrit les relations unidirectionnelles entre les variables d'un système. Les nœuds symbolisent les variables et les arcs reliant les nœuds représentent les relations entre ces variables. La Fig.I.3 représente la transformation d'un système en un graphe causal.

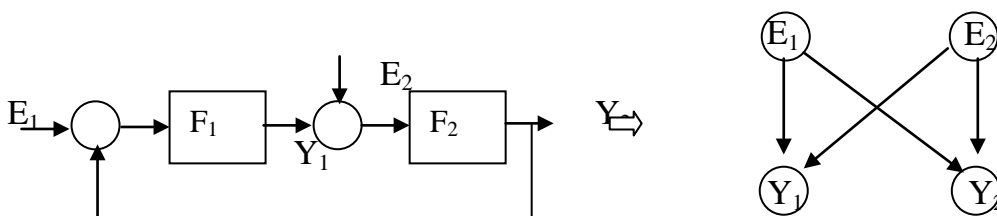


Fig.I.3 : Transformation en un graphe causal

Le diagnostic à base de graphe causal consiste à chercher la variable source dont la variation est suffisante pour expliquer toutes les déviations détectées sur les autres variables. L'analyse du chemin de propagation s'effectue avec des tests locaux entre une variable et ses antécédents provenant d'un arc et d'une variable précédente.

A la limite entre ces deux familles, on retrouve les systèmes experts que l'on peut classer dans l'une ou l'autre famille. En effet, lorsque les connaissances utilisées par le développement du système expert reposent sur un apprentissage des relations de causes à effet, on a tendance à les classer dans la première famille.

Ce pendant l'utilisation d'une modélisation fonctionnelle dans les relations de causes à effets permet également de classer les systèmes experts dans la famille basée sur un modèle qualitatif.

A partir d'un ensemble de faits et d'une base de connaissance préalablement établie, le système expert doit inférer une décision. Il est constitué de plusieurs éléments qui sont :

- Une base de fait ;
- Une base de connaissance ;
- Le moteur d'inférence ;
- Un ensemble d'interface et de mise à jour du système expert. [2]

La fig.I.4 résume les différentes méthodes de diagnostic sous formes de synoptique :

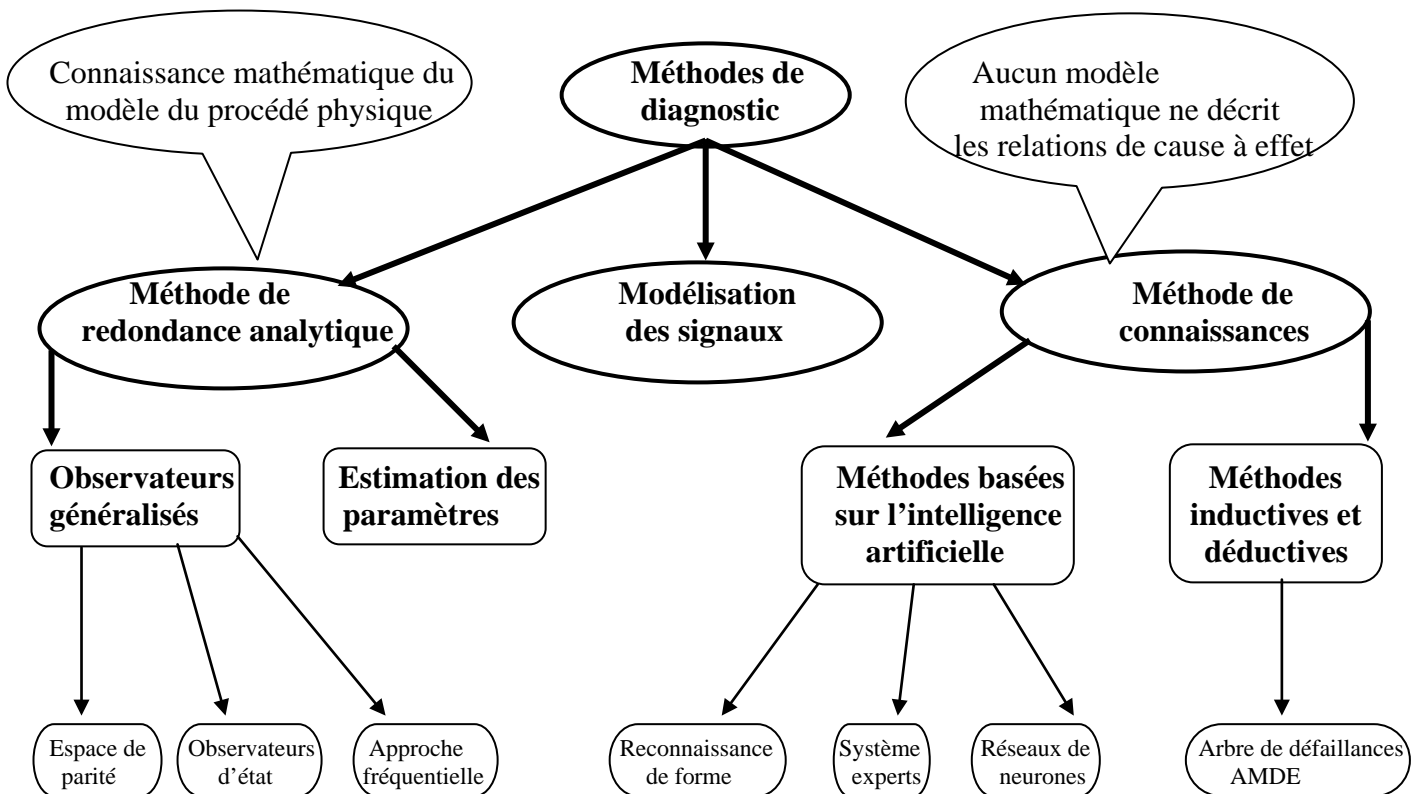


Fig.I.4 : Les méthodes de diagnostic

I-3) Conclusion :

Le diagnostic des défauts des équipements industriels dont la fonction principale est la détection et la localisation des défaillances du système. Il nécessite un bon choix de la méthode de diagnostic pour assurer la sûreté de fonctionnement des systèmes d'entraînement électriques. Bien que les méthodes de diagnostic son objectif est l'amélioration de la fiabilité de système. Dans ce chapitre nous avons étudiés les différentes méthodes de diagnostics qui dépendent essentiellement de la formalisation de la connaissance du système (les méthodes basées sur une modélisation quantitative du système, les méthodes basées sur une modélisation des signaux et les méthodes dites de connaissance).

Dans ce travail nous avons choisit la méthode de modélisation des signaux parce qu'elle est simple et facile à réaliser.

Chapitre II :

Présentation

d'un entraînement

électrique

II) Présentation d'un entraînement électrique

II-1) Introduction

Un entraînement électrique est un système composé généralement d'une machine tournante, de son alimentation et de son système de contrôle (numérique ou analogique) et de sa charge. Généralement une machine est alimentée à travers un convertisseur statique pour obtenir un système à vitesse variable qu'est éléments très important dans les installations industrielles.

Le système étudié dans ce mémoire est constitué d'une machine asynchrone à cage d'écureuil alimenté par un onduleur de tension à GTO commandé par une modulation de la largeur d'impulsion (onduleur à GTO).

Les entraînements électriques se compose des plusieurs parties sensibles, et sont de plus en plus soumis aux défaillances, ce qui rend le suivi de fonctionnement indispensable. On présente la structure générale d'un entraînement électrique dans la figure II-1 présenté ci-dessus :[3].

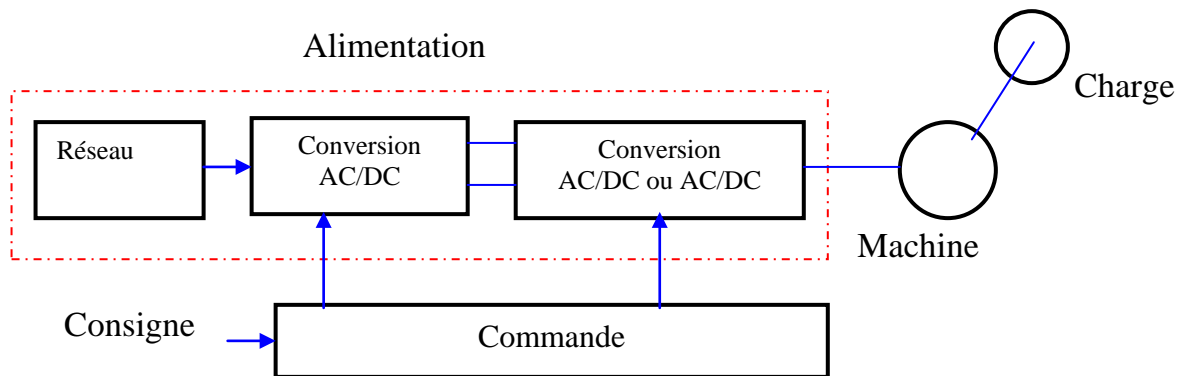


Fig.II.1 : Structure générale d'un entraînement électrique

La partie alimentation de la machine est constituée d'une source de tension continu qu'on peut obtenir par l'intermédiaire d'un redresseur et un onduleur qui transforme la tension continu en tension alternative variable pour pouvoir varier la vitesse du moteur asynchrone. Vu l'importance de l'onduleur dans cette chaîne il est nécessaire de décrit les différents types d'onduleur et leurs principe de fonctionnement. On distingue deux grands types d'onduleurs :

- Les onduleurs de tension alimentée par une source de tension continue ;
- Les onduleurs de courant alimentée par une source de courant continue.

Les onduleurs peuvent être monophasée ou triphasés selon le récepteur alimenté. Les onduleurs alimentent presque toujours des moteurs triphasés, synchrones ou asynchrones. Nous nous limitons dans ce travail aux onduleurs triphasés.

L'onduleur alimentant un moteur doit délivrer des tensions et des courants de fréquences variables dans but de varier la vitesse de la machine. La commande de l'onduleur dépend du mode de fonctionnement des semi conducteurs c'est-à-dire leurs ouverture et fermeture par période.

Si on effectue aux semi conducteurs une seule fermeture et ouverture par période, on dit alors que l'onduleur à un créneau par alternance ou en plein onde (180°) ou de décalée (120°).

Mais on utilise de plus des semi conducteurs qui travaillent à fréquence plus élevée pour les faire fonctionner plusieurs fois par période.

On obtient des tensions et des courants de sortie de plusieurs créneaux de largeurs convenables et on a alors des onduleurs à MLI (modulation de largeur impulsion).

Dans cette partie nous nous intéressons seulement aux onduleurs les plus employés actuellement qui sont les onduleur de tension a MLI sinusoïdale.

II-2) Onduleur de tension

II-2-1) Introduction

L'onduleur est formé de six thyristors GTO ou IGBT ou MOSPET et six diodes alimentées en antiparallèle. La commande MLI délivre les ondes d'allumage et d'extinction des thyristors GTO, à partir d'un signal modulant triangulaire (la porteuse) et des tensions de références sinusoïdales.

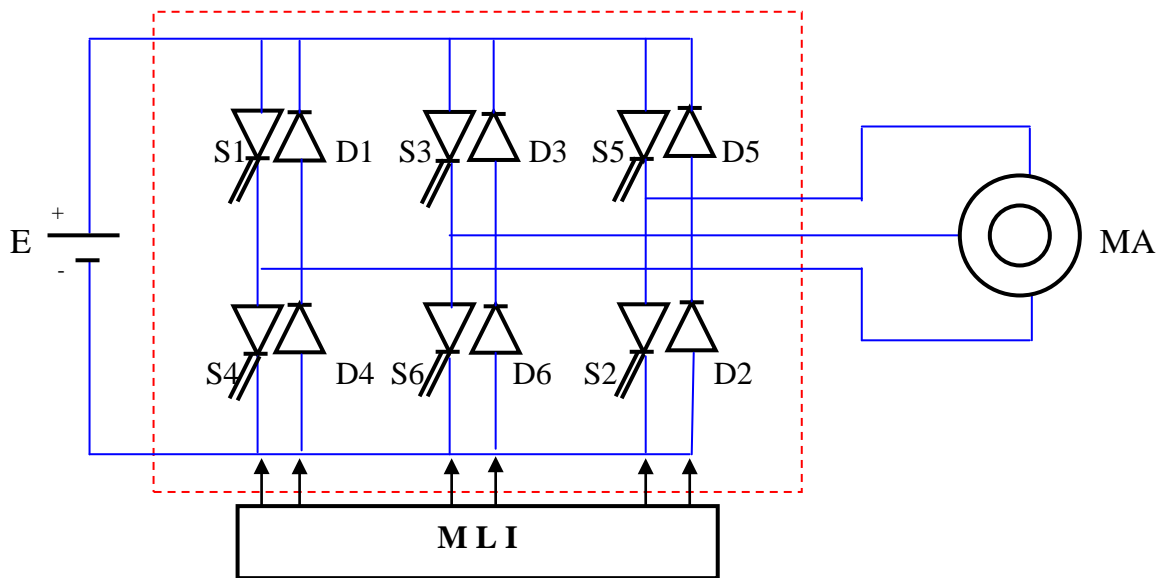


Fig.II.2 : *Système à étudier*

Donc l'onduleur est un convertisseur statique qui doit assurer la transformation continue alternative, c'est-à-dire à partir d'une source de tension continue on peut produire à la sortie de l'onduleur une tension alternative à fréquence variable. Pour pouvoir obtenir cette transformation, il faut découper la tension d'entrée et de l'appliquer tantôt dans le sens positif, tantôt dans le sens négatif. Lorsque le fonctionnement de l'onduleur est dit autonome, il détermine lui-même la fréquence. Selon le signal alternatif, produit à la sortie, on distingue des onduleurs monophasés ou triphasés [4].

Dans la pratique les onduleurs triphasés sont plus importants et sont plus utilisés que les onduleurs monophasés. On les rencontre pour les puissances de quelques centaines de watts jusqu'à plusieurs centaines de Kilowatts. Leurs applications principales consistent en l'alimentation des moteurs asynchrones à fréquences variables. On cherche à approximer des tensions de sortie sinusoïdales en faisant varier sinusoïdalement leurs moyennes. L'alternance sera formée de plusieurs successions de créneaux de largeurs convenables.

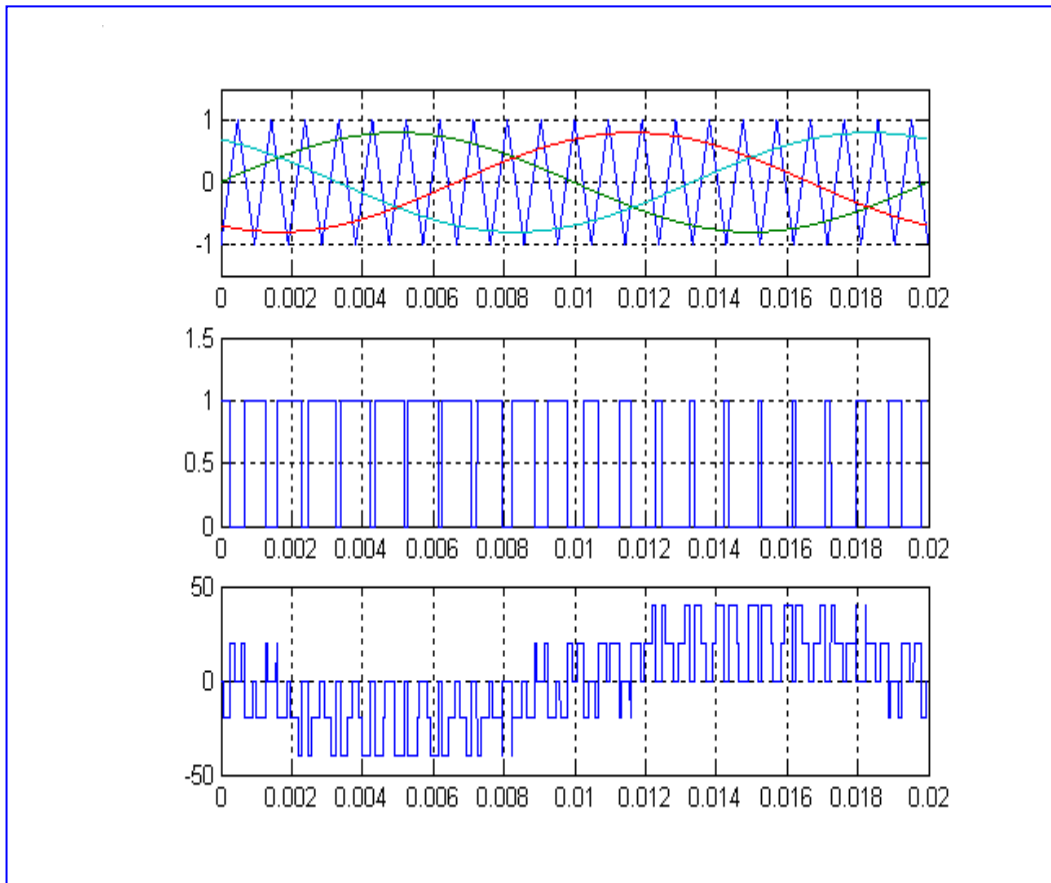


Fig.II.3 : *Principe de la technique triangulo-sinusoidal*

II-2-2) La commande en MLI

Dans un onduleur à modulation de largeur d'impulsion MLI (Pulse With Modulation PWM) au lieu de former chaque alternance d'une tension de sortie avec un seul créneau rectangulaire, on la forme de plusieurs créneaux de largeurs convenables.

Les schémas des onduleurs restent les mêmes, c'est la commande des « interrupteurs » qui est modifiée : la fréquence des commutations est supérieure à la fréquence des grandeurs de sortie. Cette méthode présente deux avantages importants :

- Elle repousse vers les fréquences les plus élevées les harmoniques de la tension de sortie, ce qui facilite le filtrage.
- Elle permet de faire varier la valeur du fondamentale de la tension de sortie.

Le schéma le plus utilisé en triphasé est celui du pont à six « interrupteurs » dont la commande et les propriétés en MLI découlent directement de celle de l'onduleur monophasé en demi pont [5].

II-2-2-1) Onduleur monophasés en demi pont

- Principe

D'une manière générale, la MLI compare des tensions de référence U'_w qui représentent la sortie désirée (dite modulatrice) de fréquence f avec l'onde de modulation ou porteuse M de fréquence f_p nettement supérieure à f et de forme dent de scie (triangulaire, trapézoïdale, carré,...) d'amplitude $U/2$. Si la tension de référence est inférieure à la tension de porteuse ($U'_w < M$), la tension de sortie atteint la saturation dans le sens négatif, dans le cas contraire c'est-à-dire si la tension de référence est supérieure à la tension de porteuse ($U'_w > M$), la tension de sortie atteint la saturation dans le sens positif [5].

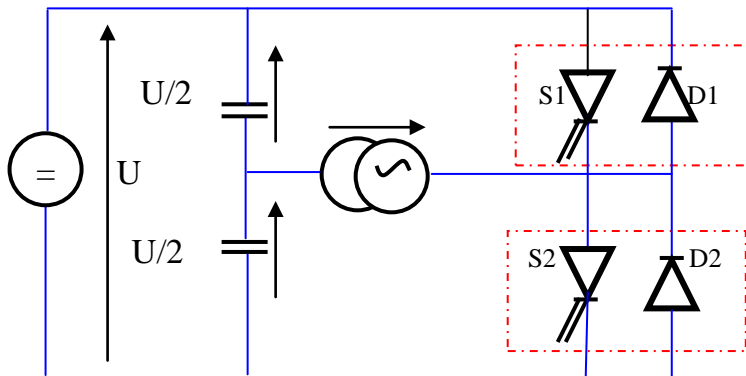


Fig.II.4 : Onduleur monophasé en demi pont

- Caractéristique de la modulation

Si la tension est sinusoïdale, deux paramètres caractérisent la commande :

- L'indice de modulation m qui est un rapport des fréquences de la modulation et de la référence : $m = f_p/f$;
- Le coefficient de réglage en tension r , égal au rapport de l'amplitude de la tension de référence à la valeur de crête $U/2$ de l'onde de modulation.

D'ordinaire la modulation est synchrone, c'est-à-dire que f_p est un multiple entier de f . la tension U' est alors vraiment périodique et à bien une période T égale à $1/f$.

Mais dans certain cas la modulation est asynchrone, quand m n'est pas un entier. On fait varier de façon continue la fréquence.

En modulation synchrone, si m est impaire, l'alternance négative de U' ne comporte que des harmoniques impaires. Au contraire, si m est paire, on trouve dans le développement en série de U' une composante continue, des harmoniques paires.

En modulation synchrone, par le calage de la modulation par rapport à la référence on peut faire bénéficier l'onde de la tension de sortie d'une symétrie : si m passe par un maximum ou un minimum au milieu des alternances de U'_w , les alternances de U' sont symétriques par rapport à leur milieu ; on dit que le calage est optimal [5].

II-2-2-2) Onduleur triphasés en pont

-Principe

En groupant trois demi ponts, on obtient l'onduleur triphasé à six interrupteurs dont le schéma est présenté dan la Fig.II.5. Cet onduleur fonctionnant en MLI est utilisé pour alimenter à tension et fréquence variable des récepteurs triphasés équilibrés.

Si l'on conserve une référence sinusoïdale, l'onduleur triphasé présente les mêmes avantages que l'onduleur monophasé en particulier :

- Possibilité de faire varier la fondamentale de la tension de sortie ;
- Rejet vers les fréquences élevées les harmoniques de la tension de sortie.

Pour une charge équilibrée couplée en étoile :

$$V_{an} + V_{bn} + V_{cn} = 0$$

Les tensions fournies par les trois demi ponts sont :

$$V_a - V_0 = U/2 \quad \text{quand } K_1 \text{ est fermé ;}$$

$$V_a - V_0 = -U/2 \quad \text{quand } K'_1 \text{ est fermé ;}$$

$$V_b - V_0 = U/2 \quad \text{quand } K_2 \text{ est fermé ;}$$

$$V_b - V_0 = -U/2 \quad \text{quand } K'_2 \text{ est fermé ;}$$

$$V_c - V_0 = U/2 \quad \text{quand } K_3 \text{ est fermé ;}$$

$$V_c - V_0 = -U/2 \quad \text{quand } K'_3 \text{ est fermé ;}$$

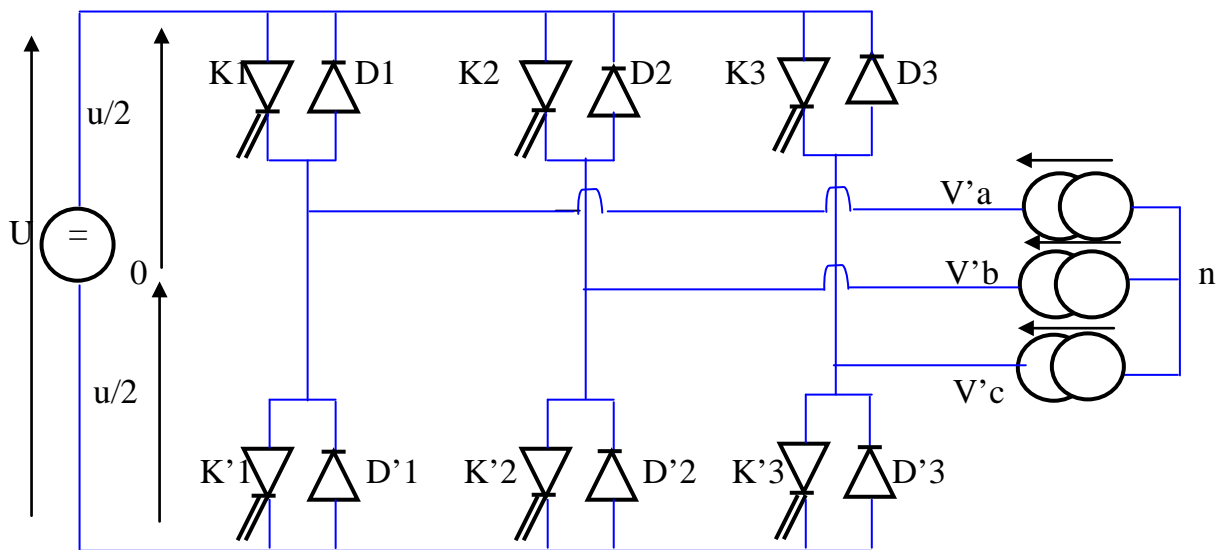


Fig.II.5 : Onduleur triphasé

Donc on déduit les tensions composées entre les bornes de sortie comme suit :

$$\begin{aligned} V_{ab} &= (V_a - V_0) - (V_b - V_0) ; \\ V_{bc} &= (V_b - V_0) - (V_c - V_0) ; \\ V_{ca} &= (V_c - V_0) - (V_a - V_0) ; \end{aligned}$$

Sachant que :

$$\begin{aligned} V_{ab} &= (V_{an} - V_{bn}) ; \\ V_{bc} &= (V_{bn} - V_{cn}) ; \\ V_{ca} &= (V_{cn} - V_{an}) ; \end{aligned}$$

$$V_{ab} = V_{an} - V_{bn} = V_{an} - (-V_{an} - V_{cn}) = 2 V_{an} + V_{cn} = 3 V_{an} + V_{ca}$$

$$\Leftrightarrow V_{an} = (1/3) (2 V_{ao} - V_{bo} - V_{co})$$

D'une manière analogue, on déduit V_{bn} et V_{cn} :

$$\begin{aligned} V_{bn} &= (1/3) (2 V_{bo} - V_{ao} - V_{co}) \\ V_{cn} &= (1/3) (2 V_{co} - V_{bo} - V_{ao}) \end{aligned}$$

II-3) Présentation des moteurs asynchrones

II-3-1) Introduction

Il existe deux types principaux de machines à courant alternatif : les machines synchrones et les machines asynchrones, ces dernières à leurs tour se divisent en machines sans collecteur et les machines à collecteur.

On appelle machines synchrone une machine dont la vitesse de rotation N est liée à la fréquence du réseau f par la relation :

$$\begin{aligned} f &= pN \quad \text{Ou :} \\ N &= \frac{F}{p} \dots\dots\dots\text{(II-01)} \end{aligned}$$

Où : p est le nombre de paire de pôles.

Une machine synchrone est excitée par le courant continu alimentant son enroulement d'excitation et provenant d'un réseau à courant continu ou d'une machine à courant continu spéciale appelée excitatrice. Mais les machines synchrones de faible puissance peuvent être à aimant permanent ou construites comme les machines synchrones dites réactives, sans enroulement d'excitation.

On appelle machines asynchrones une machines dont la vitesse de rotation N pour la fréquence donnée F dépend de la charge et dans laquelle :

$$F \neq pN \dots\dots\dots\text{(II-02)}$$

Dans une machine asynchrone le champ magnétique est engendré par le courant alternatif provenant d'une source de courant alternatif.

Les machines synchrones et asynchrones sont réversibles et pour cette raison peuvent fonctionner en générateur et en moteur [6].

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

$$g = \frac{N_s - N}{N_s} = \frac{\omega_s - p\omega_m}{\omega_s} \dots\dots\dots(\text{II-03})$$

$$\omega_m = \frac{2\pi N}{60} \dots\dots\dots(\text{II-04})$$

$$\omega_s = 2\pi f \dots\dots\dots(\text{II-05})$$

$$\omega_r = \omega_s - p\omega_m = g\omega_s \dots\dots\dots(\text{II-06})$$

Avec :

- f : fréquence du réseau [Hz] ;
- p : nombre de paires de pôles ;
- ω_m : pulsation mécanique [rad/s];
- ω_r : pulsation des courants rotorique [rad/s] ;
- ω_s : pulsation des courants statorique [rad/s].

II-3-2) Différents parties de la machine

La machine est constituée d'un circuit magnétique déformable (rotor en mouvement par rapport au stator) et de bobinages parcourus par des courants, à l'origine du champ magnétique. Le circuit magnétique est réalisé par un empilement de tôles ferromagnétiques fines et découpées, faisant apparaître le stator, le rotor et les différentes encoches (Fig.II.6).

Le bobinage statorique peut se décomposer en deux parties: les conducteurs d'encoches et les têtes de bobines. Les conducteurs d'encoches permettent de créer dans l'entrefer le champ magnétique à l'origine de la conversion électromagnétique. Les têtes de bobines permettent, quant à elles, la fermeture des courants en organisant la circulation judicieuse des courants d'un conducteur d'encoche à l'autre. L'objectif est d'obtenir à la surface de l'entrefer une distribution de courant la plus sinusoïdale possible, afin de limiter les ondulations du couple électromagnétique.

Dans le rotor à cage, les anneaux de court-circuit permettent la circulation des courants d'un conducteur d'encoche (barre rotorique) à l'autre. Si ce type de réalisation ne permet pas véritablement d'obtenir une distribution sinusoïdale de courant à sa surface, il est par contre extrêmement robuste, peu coûteux, et donc très répandu [7].

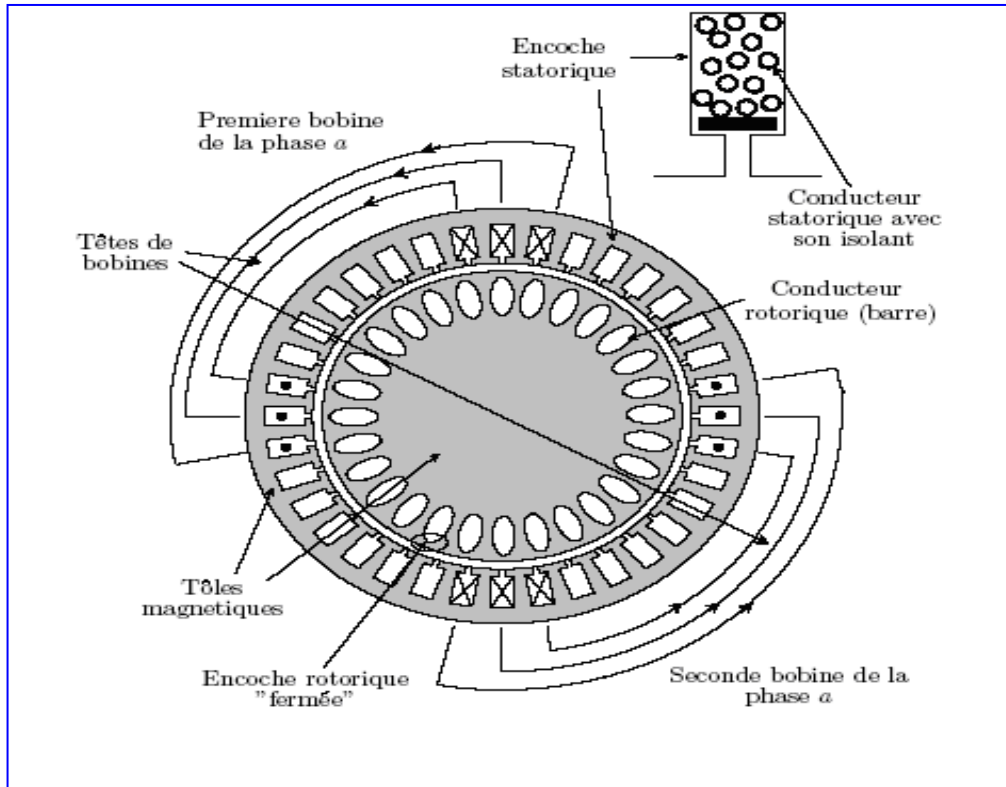


Fig.II.6 : *Coupe schématique de la machine asynchrone* [7]

II-3-3) Différents types de moteurs asynchrones

II-3-3-1) Rotor bobiné

Le rotor comporte un enroulement bobiné à l'intérieur d'un circuit magnétique constitué de disques empilés sur l'arbre de la machine. Cet enroulement est obligatoirement polyphasé, même si le moteur est monophasé, et, en pratique, toujours triphasé à couplage en étoile. Les encoches, découpées dans les tôles, sont théoriquement parallèles à l'axe du moteur, mais, en fait, légèrement inclinées par rapport à cet axe de façon à réduire certaines pertes dues aux harmoniques.

Les extrémités de l'enroulement rotorique sont sorties et reliées à des bagues montées sur l'arbre, sur lesquelles frottent des balais en carbone. On peut ainsi mettre en série avec le circuit rotorique des éléments de circuit complémentaires qui permettent des réglages, par exemple de couple ou de vitesse, (Fig.II.7), [8].

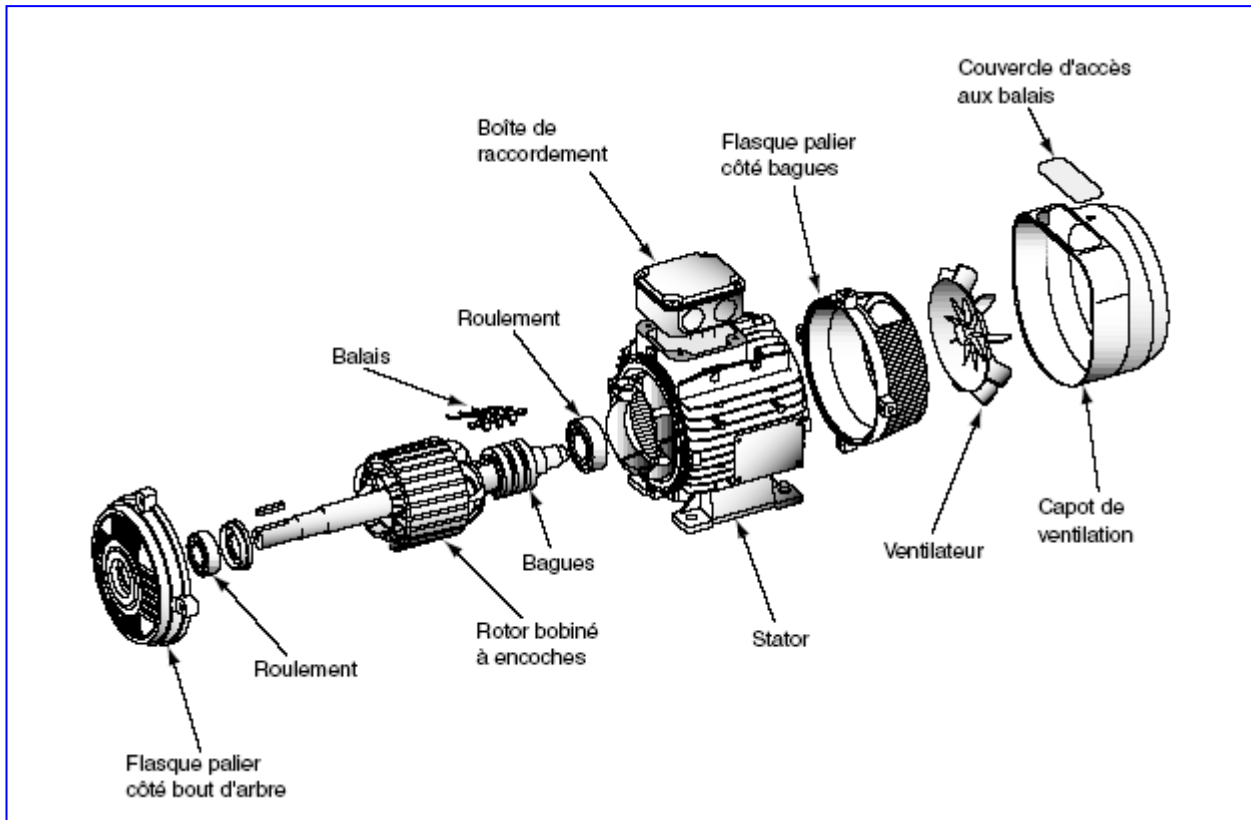


Fig.II.7: *Moteur asynchrone à rotor bobiné* [7]

II-3-3-2) Rotor à cage

Le circuit du rotor est constitué de barres conductrices régulièrement réparties entre deux couronnes métalliques formant les extrémités, le tout rappelant la forme d'une cage d'écureuil. Bien entendu, cette cage est insérée à l'intérieur d'un circuit magnétique analogue à celui du moteur à rotor bobiné.

Les barres sont faites en cuivre, en bronze ou en aluminium, suivant les caractéristiques mécaniques et électriques recherchées par le constructeur. Dans certaines constructions, notamment pour des moteurs à basse tension (par exemple 230/400V), la cage est réalisée par coulée et centrifugation d'aluminium. On démontre que, si le nombre de barres N_b est suffisamment grand (soit, en pratique, $N_b \geq 8p$), la cage se transforme automatiquement en un circuit polyphasé de polarité adéquate.

Ce type de moteur, beaucoup plus aisé à construire que le moteur à rotor bobiné, est d'un prix de revient inférieur et à une robustesse intrinsèquement plus grande. Il n'est donc pas étonnant qu'il constitue, et de loin, la plus grande partie du parc des moteurs asynchrones en service.

Son inconvénient majeur est qu'il ne permet pas d'insérer un rhéostat et qu'il a, au démarrage, de mauvaises performances (courant élevé et couple faible). C'est pour remédier à cette situation qu'ont été développés deux autres types de moteur (rotor à double cage et rotor à encoches profondes), (Fig.II.8), [9].

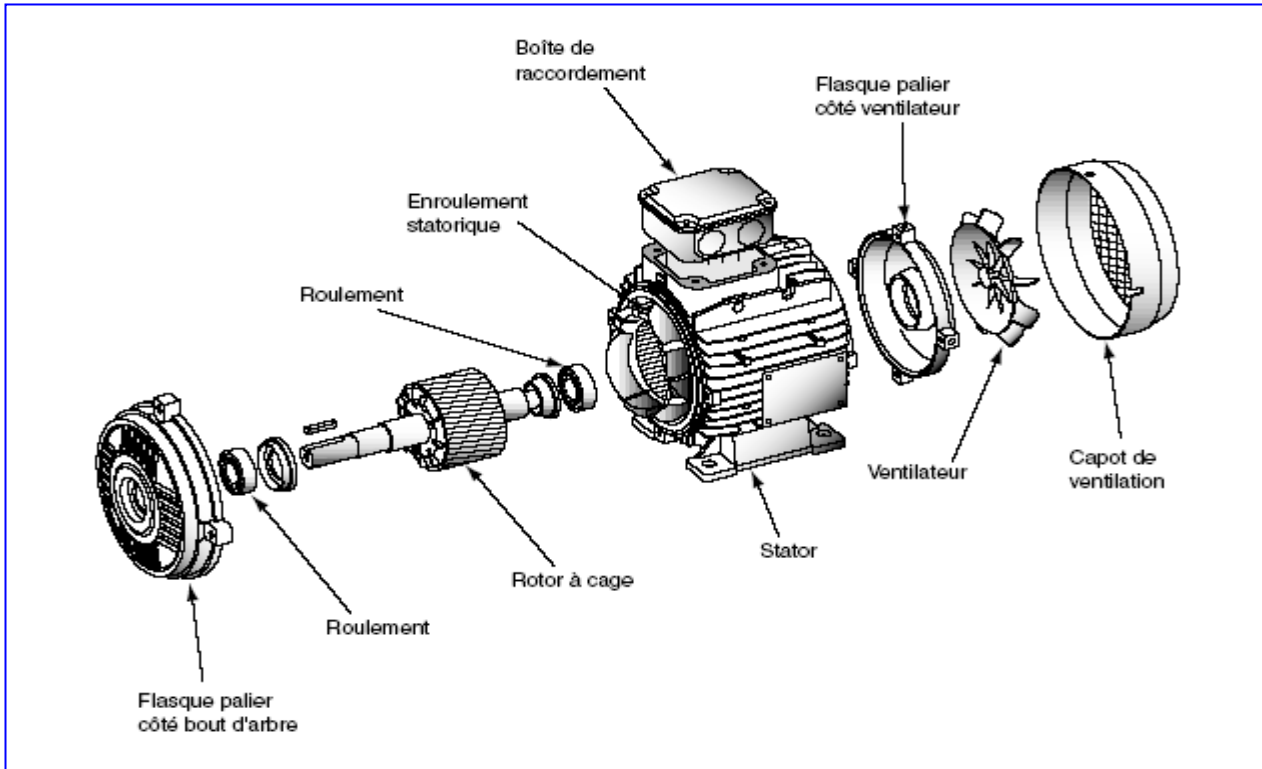


Fig.II.8 : Moteur asynchrone à rotor à cage [7]

II-3-4) Moteur asynchrone triphasé

- Schéma équivalent

Le schéma équivalent le plus commode d'emploi est le schéma monophasé du Fig.II.9 où le moteur asynchrone est assimilé à un transformateur statique dont le secondaire serait fermé sur une résistance R/g inversement proportionnelle au glissement. Dans ce schéma :

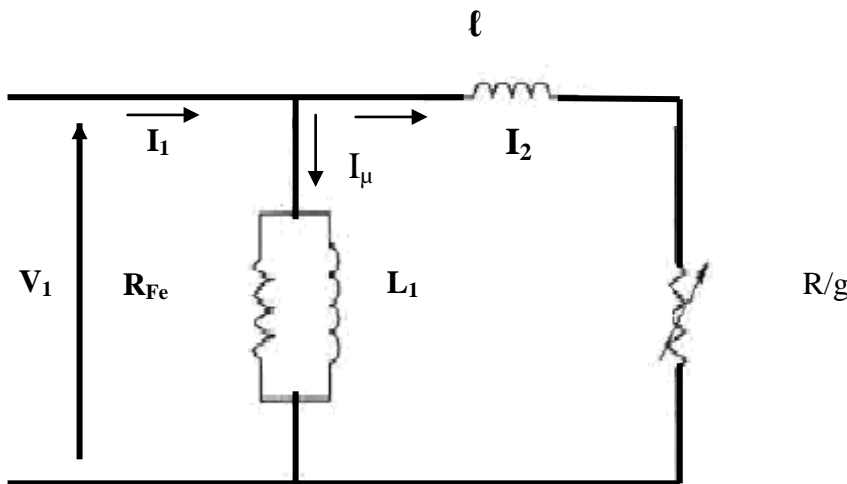


Fig.II.9 : Schéma monophasé équivalent d'un moteur asynchrone triphasé

- I_1 : courant primaire ;
- I_2 : courant rotorique ramené au stator ;
- L_1 : l'inductance cyclique d'une phase statorique ;
- ℓ : l'inductance de fuites totales ramenée au stator ;
- R : la résistance du rotor ramenée au stator ;
- R_{Fe} : résistance qui représente les pertes fer ;
- V_1 : la tension étoilée au primaire.

On peut considérer que le courant : $I_\mu = I_1 - I_2$, Représente, comme dans le schéma du transformateur, le courant magnétisant de la machine ; mais alors que, dans un transformateur ayant une puissance supérieure à quelques dizaines de kilovolt ampères, le courant magnétisant est inférieur ou égal à 2 % du courant nominal, il est, dans un moteur asynchrone, de l'ordre de 30 à 40 % de ce courant.

L'intérêt fondamental du schéma monophasé de la Figure II.9, qui rappelons-le, ne tient pas compte de la saturation et des pertes Joule au stator, est qu'il permet de déterminer aisément les caractéristiques de fonctionnement d'un moteur asynchrone. En particulier, on en déduit :

-La puissance active P_2 fournie par rotor :

$$P_2 = \frac{Rg}{R^2 + l^2 \omega_s^2 g^2} U_1^2 \dots\dots\dots(\text{II-07})$$

-La puissance utile P_u sur l'arbre :

$$P_u = P_2(1 - g) \dots\dots\dots(\text{II-08})$$

-Le couple C :

$$C = P_2 \frac{P}{\omega_s} = \frac{P}{\omega_s} \frac{Rg}{R^2 + l^2 \omega_s^2 g^2} U_1^2 \dots\dots\dots(\text{II-09})$$

-Le rendement du rotor η_r :

$$\eta_r = (1 - g) \dots\dots\dots(\text{II-10})$$

-La puissance réactive totale Q_1 :

$$Q_1 = \frac{U_1^2}{L_1 \omega_s} + \frac{l \omega_s g}{R} P_2 \dots\dots\dots(\text{II-11})$$

En introduisant la tension composée :

$$U_1 = V_1 \sqrt{3} \dots\dots\dots(\text{II-12})$$

On observe que la puissance utile change de signe avec g , ce qui correspond au fait que, au-delà de la vitesse de synchronisme, le moteur se transforme en génératrice.

En revanche, la puissance réactive est toujours positive et donc toujours fournie par le réseau ; on peut montrer qu'elle est la somme :

- De la puissance réactive absorbée par le stator (puissance magnétisante incluse) ;
- De la puissance réactive absorbée par le rotor, multipliée par le rapport des pulsations $\omega_s / g \omega_s$.

Le réseau fournit donc l'énergie réactive du rotor, mais cela avec un facteur multiplicatif $1/g$,

II-4) Conclusion

Etant donné que l'un des composants importants des procédés industriels actuels s'avère être l'entraînement électrique. Cet élément, présente tant sur les chaînes de production, les systèmes de génération d'énergie que dans les transports, se trouve généralement à des emplacements clés des processus. Or l'entraînement électrique, bien que considéré par les concepteurs comme un tout, est en fait un système complexe et méconnu des services de maintenance.

Sa conception et sa maintenance font appel à tous les secteurs de l'électrotechnique et c'est pourquoi l'application de la sûreté de fonctionnement aux entraînements électriques nécessite de réaliser une synthèse des connaissances acquises sur le procédé et les méthodes développées jusqu'à maintenant.

Pour avoir une bonne sûreté de fonctionnement du moteur, il faut connaître la machine électrique. Cela nous permettra d'assurer une bonne maintenance et éviter les arrêts de l'installation.

CHAPITRE : III

Etude des différents défauts

dans un

entraînement électrique

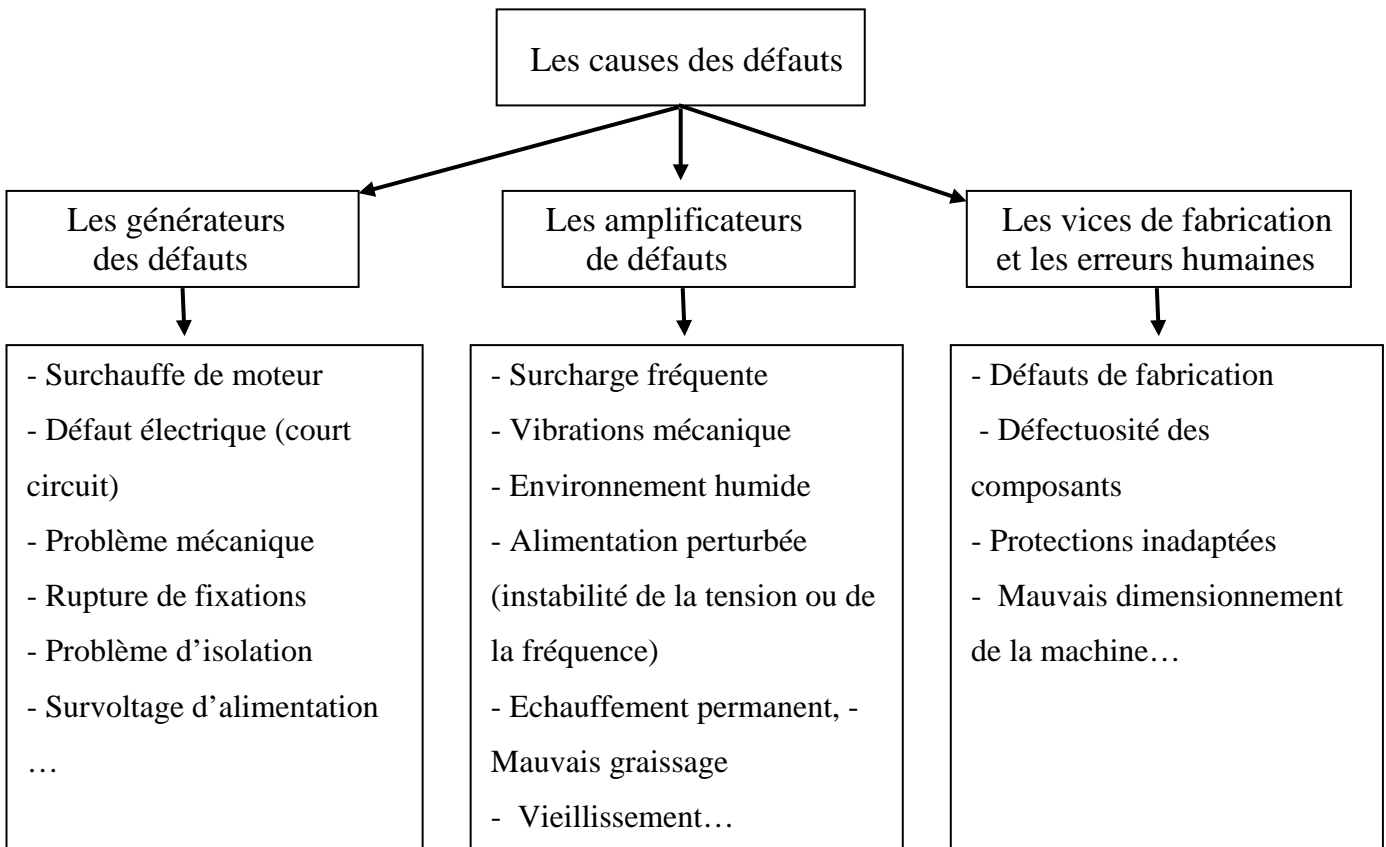
III) Etude des différents défauts dans un entraînement électrique

III-1) Introduction

De nombreuses défaillances peuvent apparaître dans les systèmes électriques tournants, elles peuvent être électriques, mécaniques, magnétiques, prévisible ou intempestive. Nous allons indiquer les principaux défauts pouvant se produire dans les parties de système électrique, c'est-à-dire la machine, le convertisseur et la transmission mécanique.

III-2) Les principaux défauts de la machine

Les causes des défauts sont variées, ces différentes causes peuvent provoquer une dégradation des performances ou des arrêts intempestifs du système on peut regrouper l'origine des défauts dans l'organigramme suivant :



D'après les causes des défauts, on peut dire que plusieurs pannes peuvent apparaître sur les machines à savoir l'origine de défauts. Des études statistiques montrent que certains défauts plus fréquents que d'autre. [10]

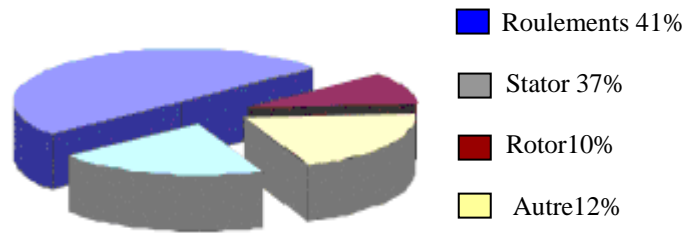


Fig.III.1: Répartition des défauts suivants le composant [11]

Cette réparation tend à montrer que les défauts se situent principalement dans la chaîne mécanique et dans le stator. Du fait des conditions de fabrication des moteurs, les défauts dans le rotor sont de moins en moins fréquents. Nous allons détailler les principales caractéristiques des défauts cités.

III-2-1) Les défauts des roulements

Les roulements ont pour but d'assurer le positionnement correct de l'axe de la machine. Un défaut des roulements affecte certes la vitesse de l'axe du rotor mais aussi la répartition du flux dans l'entrefer qui n'est plus alors constant c'est-à-dire phénomène d'excentricité. Ceci se traduit par une évolution des grandeurs électromagnétiques et donc des courants dans la machine. La principale source de défaillances est constituée par les roulements qui assurent la rotation et le maintien de l'axe du rotor. Il y a d'autre source de défaut comme les roulements antifriction, les joints, le palier de butée, et les fuites d'huile...

III-2-2) Les défauts au stator de la machine

Les défauts d'isollements sont la majorité des défauts statorique, mais aussi, il existe d'autre type des défauts qui sont important et influent sur le comportement de la machine. L'existence de courants de court circuit, que ce soit entre phase ou par rapport à la terre. L'existence d'un court circuit dans le bobinage statorique engendre une augmentation des courants dans les phases affectées, modifié le facteur de puissance et amplifie les courants de phases [11].

Les défauts affectant le stator peuvent être classés comme suit :

- Défauts thermiques liés aux surcharges et à l'âge qui endommagent l'isolant des conducteurs.
- Défauts électriques qui consistent en des courts circuits entre phases ou entre spires. Ils sont liés à une dégradation de l'isolation dans un environnement donné (humidité, température).
- Défauts mécaniques comme les mouvements d'une bobine suite à des vibrations d'origine électromécaniques. Ceci peut entraîner une dégradation de l'isolant.

En définitive, tous ces défauts conduisent, à terme, à la mise en court circuit de tout ou partie de l'alimentation de la machine. Ils seront donc à l'origine de transitoires de courant et de couple pouvant être critiques pour la chaîne de traction [11].

III-2-3) Les défauts au rotor de la machine

La majorité des défauts rotor sont liée à la cage ou au niveau de l'axe de rotor ; ces deux défauts ont pour origine des contraintes de fonctionnement trop fortes sur la cage qui provoquent sa déformation. Ces défauts s'expliquent par les méthodes employées auparavant pour construction de la cage (soudure des différents constituants).

Les défauts rotors sont aussi de diverses natures :

- Défauts thermiques affectant les barres ou l'anneau de court circuit qui peuvent être à l'origine de vibration ou de détériorations des éléments de la cage. Ces défauts peuvent être dus, par exemple, à une insuffisance du refroidissement.
- Défauts d'excentricité du rotor par rapport au stator causés entre autres par un mauvais alignement ou par un mauvais usinage. Ils se manifestent par des vibrations supplémentaires.
- Défauts mécaniques comme une rupture de barre [11].

III-3) Les défauts dans le convertisseur statique

Les statistiques de défaillances montrent que 30% des défauts sont imputables aux convertisseurs. Pour cela nous devons aussi prendre en compte les défauts intervenant au niveau du convertisseur statique. Dans ces défauts, il faut encore distinguer les défauts du aux composants et ceux liés à la commande. D'après la structure de base des convertisseurs, ils sont composés de bras, constitués de deux interrupteurs avec leur diode montée en anti-parallèle.

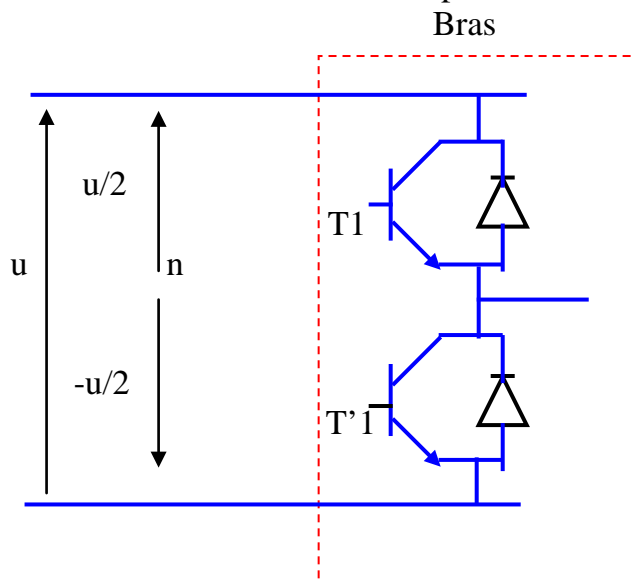


Fig.III.2 : Principe de base d'un bras de convertisseur statique [12]

Deux types de défaut « composant » sont possibles :

- Composant toujours fermé. Ce défaut est destructif pour la source continue car il provoque un court – circuit de la source. Par ailleurs, il entraîne la destruction du composant voire le fonctionnement des protections de la source. On aboutit alors à l’autre type de défaut ;
- Composant toujours ouvert. Ce défaut peut entraîner des contraintes sur le moteur car il provoque des déséquilibres que la commande ne peut que partiellement compenser.

III-4) Les défauts de la transmission mécanique

Vu l’importance des réducteurs et la complexité de ces systèmes mécaniques, une analyse des défaillances de ces éléments a été réalisée. Le tableau III.1 présente des statistiques sur les causes de défaillances. Les défaillances sont principalement localisées dans les dents ; ce sont les parties les plus sollicitées. On distingue principalement deux catégories de défauts :

- Les défauts affectant toutes les dents : usure, piqûres et ceux localisés sur des dents particulières : fissuration, écaillage ;
- Les défauts localisés sur des dents particulières conduisent rapidement à la rupture de celles-ci, contrairement aux défauts telle que l’usure normale.

<i>Origine des défauts</i>	<i>Pourcentage</i>
Fabrication (calcul, assemblage, matériaux)	40
Exploitations (maintenance...)	43
Autres (machine adjacentes)	17

Tableau III.1 : *Origine des défauts dans les éléments à engrenage [12]*

III-4-1) Les défauts répartis sur toutes les dents :

- **L’usure** : l’usure est un phénomène local caractérisé par un enlèvement de matière provoqué par le glissement des deux surfaces en contact l’une sur l’autre. Son développement est lié à la charge, à la vitesse de glissement des surfaces et à la présence d’éléments abrasifs.
- **Les piqûres** : ce sont des trous peu profonds qui affectent toutes les dents. Ils se produisent sur des engrenages en acier de construction relativement peu dure. Ces processus évoluent généralement lentement en comparaison avec la durée de vie des réducteurs.

III-4-2) Les défauts localisés sur certaines dents

- **L'écaillage** : il se caractérise par la présence de trous plus profonds et plus étendus que pour le pitting. L'écaillage se manifeste dans les engrenages cimentés, qui sont les plus répandus à l'heure actuelle car ils permettent de passer des couples importants avec des dimensions réduites pour un coût de fabrication moindre. Ce défaut évolue alors rapidement vers la rupture car la pression superficielle est trop grande.
- **Le grippage** : ce défaut provient de la destruction brutale du film d'huile sous l'effet de la température. Le grippage est favorisé par des vitesses élevées, de gros modules, de faibles nombres de dents en contact. Il dépend aussi de la qualité du lubrifiant utilisé et des conditions de mise en service.
- **La fissuration** : elle apparaît surtout pour des aciers fins durcis par traitement thermique. Elle résulte de contraintes au pied de la dent qui dépassent la limite de fatigue du matériau.

Les applications à base des moteurs électriques sont depuis toujours l'objet de surveillance. Les techniques, d'abord liées à l'expertise, se sont peu à peu instrumentées [12].

III-5) Conclusion :

Le système d'entraînement électrique contient plusieurs organes en fonctionnement, leurs fonctionnements produisent des défauts qui influent sur le rendement de système. Les causes des défauts sont diverses, et après la représentation de différents défauts qui peuvent apparaître dans le système d'entraînement électrique, des études statistiques ont été présentées pour illustrer l'impact de ces défauts dans le domaine industriel.

CHAPITRE : IV

MODELISATION DE MOTEUR

ASYNCHRONE A CAGE

IV) Modélisation de moteur asynchrone à cage

IV -1) Introduction

Vu l'importance du moteur asynchrone dans les entraînements électrique il est nécessaire de comprendre la modélisation de cette machine.

Le moteur à induction est un système non linéaire et non stationnaire. La complexité de son modèle peut être simplifié en utilisant la transformation de PARK ou de Clarke. Différentes formes de modèles existent dans la littérature [13]. Pour pouvoir appliquer les techniques modernes de commande et de surveillance des systèmes, la représentation par modèle d'état est la plus appropriée.

Le comportement des circuits d'électromagnétiques de la machine asynchrone est décrit par un système d'équations différentielles non linéaires. On se basant sur des hypothèses classiques qui sont:

- Entrefer constant.
- Effet des encoches négligé.
- Distribution spatiale sinusoïdale des forces magnétomotrices d'entrefer.
- Circuit magnétique non sature et à perméabilité constante.
- Pertes ferromagnétique négligeable ...etc.

La machine mise en équations correspond à la structure de principe représentée dans Fig. IV.1, dans un plan perpendiculaire à l'axe de rotation.

IV-2) Transformation de Clarke

L'idée de Clarke repose sur le fait qu'un champ tournant créé par un système triphasé peut être aussi identique, au système biphasé de deux bobines à $\frac{\pi}{2}$ dans l'espace, alimentée par des courants à $\frac{\pi}{2}$ dans le temps, à condition que le champ ou les forces électromotrices et la puissance instantanée soient conservée, [13].

On peut donc remplacer le système triphasée de courant i_{as} , i_{bs} , i_{cs} parcourant N spires par un système biphasée $i_{\alpha s}$, $i_{\beta s}$ parcourant N^l spires telle que la relation de transfert est donnée par :

$$\begin{bmatrix} i_{\alpha s} \\ i_{\beta s} \end{bmatrix} = \frac{N}{N^l} \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \end{bmatrix} \dots\dots\dots(\text{IV -01})$$

IV-3) Transformation de PARK

Pour éliminer θ_r du système de Clarke, Park a imaginé de remplacer le rotor tournant de coordonnées α_r et β_r par un rotor fictif équivalant fixe. C'est-à-dire par deux enroulements repérés dans les axes d_s et q_s fixes par rapport au stator. Pour passer des coordonnées α_r et β_r , fixes par rapport au rotor, aux nouvelles coordonnées de Park, il suffit de conserver la force magnétomotrice et la puissance instantanée. [13]

En projetant les courants $i_{\alpha_r}, i_{\beta_r}$ sur d_s et q_s , on obtient les nouvelles coordonnées qui ne sont autres que i_{d_r}, i_{q_r} . Présentées sous la forme matricielle avec l'ordre q_r, d_r il vient :

$$\begin{bmatrix} i_{q_r} \\ i_{d_r} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sin \theta_r & \cos \theta_r \\ \cos \theta_r & -\sin \theta_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{\alpha_r} \\ i_{\beta_r} \end{bmatrix} \dots\dots\dots(\text{IV-02})$$

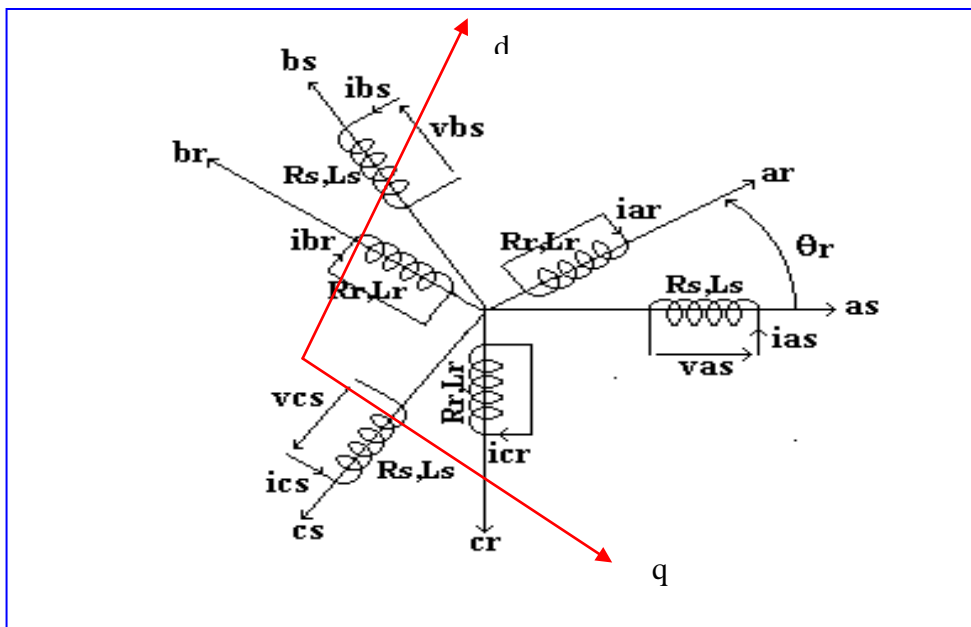


Fig. IV.1 : La représentation des axes de transformation [13]

On aura donc les définitions angulaires suivantes dans le cas trigonométrique :

- $(O_{as} O_d) = \theta_s .$
- $(O_{bs} O_d) = \theta_s - 2\pi / 3 .$
- $(O_{cs} O_d) = \theta_s - 4\pi / 3 .$
- $(O_{ar} O_d) = \theta_r .$
- $(O_{br} O_d) = \theta_r - 2\pi / 3 .$
- $(O_{cr} O_d) = \theta_r - 4\pi / 3 .$
- $(O_{as} O_{ar}) = (\theta_s - \theta_r) = \theta .$
- $(O_q O_d) = \pi / 2 .$

Notons que θ caractérisée la position angulaire du rotor par rapport au stator d’où la vitesse angulaire : $\omega = \frac{d\theta_s}{dt} - \frac{d\theta_m}{dt} = \frac{d\theta}{dt}$ (IV -03)

IV-4) Equation de tension

Soit une machine asynchrone triphasée au rotor et au stator représentée schématiquement par la figure (IV.1) et dont les phases sont repérées respectivement a, b, c et A, B, C . L’angle électrique θ variable en fonction du temps définit la position relative instantanée entre les axes magnétiques des phases a et A choisis comme axe de référence. Sous forme matricielle on a :

$$[U_{abc}] = R_S [I_{abc}] + \frac{d[\Psi_{abc}]}{dt} \dots\dots\dots(IV-04)$$

$$[U_{ABC}] = R_r [I_{ABC}] + \frac{d[\Psi_{ABC}]}{dt} \dots\dots\dots(IV -05)$$

Les matrices suivantes représentent respectivement :

$$[U_{abc}] = \begin{bmatrix} U_a \\ U_b \\ U_c \end{bmatrix} \text{ Le vecteur de tension statorique ;}$$

$$[\Psi_{abc}] = \begin{bmatrix} \Psi_a \\ \Psi_b \\ \Psi_c \end{bmatrix} \text{ Le vecteur du flux statorique ;}$$

$$[I_{abc}] = \begin{bmatrix} I_a \\ I_b \\ I_c \end{bmatrix} \text{ Le vecteur de courant statorique.}$$

On définit de même, par changement d’indices, les vecteurs rotoriques $[U_{ABC}], [\Psi_{ABC}]$ et $[I_{ABC}]$.

Les flux totalisés couplés avec les phases statoriques et rotoriques s’expriment sous la forme :

$$[\Psi_{abc}] = [L_S] [I_{abc}] + [M_{rs}] [I_{ABC}] \dots\dots\dots(IV -06)$$

$$[\Psi_{ABC}] = [L_r] [I_{ABC}] + [M_{sr}] [I_{abc}] \dots\dots\dots(IV -07)$$

En introduisant (II-6) et (II-7) dans (II-4) et (II-5) en obtient :

$$[U_{abc}] = R_S [I_{abc}] + [L_S] \frac{d[I_{abc}]}{dt} + \frac{d\{[M_{rs}][I_{ABC}]\}}{dt}$$

$$[U_{ABC}] = R_r [I_{ABC}] + [L_r] \frac{d[I_{ABC}]}{dt} + \frac{d\{[M_{sr}][I_{abc}]\}}{dt}$$

Du fait des termes trigonométriques contenus dans la matrice des indices des inductances mutuelles M_{sr} ; les coefficients des équations différentielles sont variables et la résolution analytique du système se heurte à des difficultés pratiquement insurmontables,

IV-5) Transformation de PARK appliquée à la machine asynchrone

Dans le but de réduire le nombre d'équation de la machine asynchrone en fait appel a la transformation de Park qui constitue un changement de repère dans le plan électrique appelée " repère $d - q$ ", ces nouveaux axes sont représentés dans la Fig.IV.2.

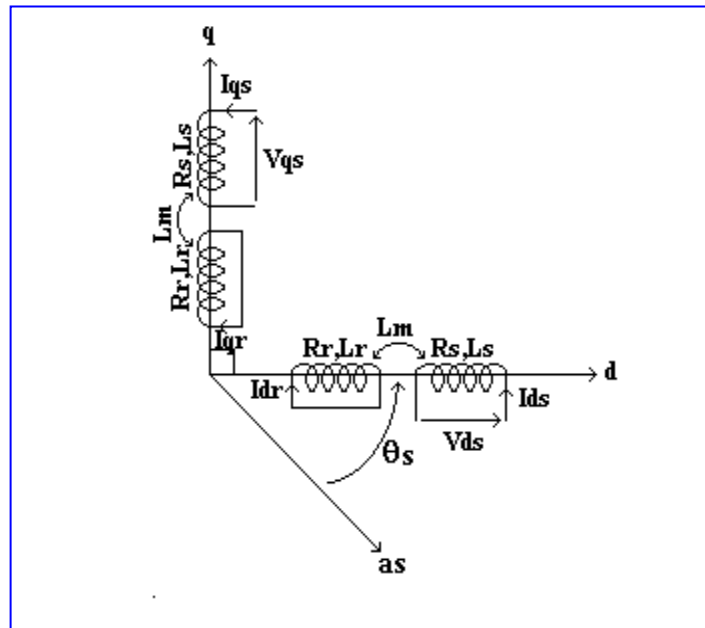


Fig. IV.2 : Représentation physique de la transformation de Park pour une machine asynchrone [13]

Par conséquent, en considères les trois phase d'axe fixes(a_s, b_s, c_s) du stator, l'enroulement équivalent formé des bobinages d'axes en quadratique d_s et q_s tournant a la vitesse angulaire : $\omega_s = \frac{d\theta_s}{dt}$; où ω_s est la vitesse angulaire électrique du stator.

Même chose pour le rotor, les enroulements des axes (a_r, b_r, c_r) sont substitués par dr et qr tournant par rapport au rotor a la vitesse angulaire : $\omega_r = \frac{d\theta_r}{dt}$

θ_r : l'angle entre l'axe "ar" et l'axe "d" .

ω_r : vitesse électrique du rotor.

Par cette transformation la machine triphasée est représentée par une machine biphasée équivalente.

IV-5-1) Transformation des grandeurs statoriques et rotoriques

Dans la théorie de PARK, on utilise la transformation pour les courants, les tensions et les flux. On a la matrice suivante qui caractérise la transformation des enroulements réels en enroulements équivalents :

$$A_s = 2/3 \begin{vmatrix} \cos \theta & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ -\sin \theta & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{vmatrix}$$

La transformation des grandeurs statoriques est définie par :

$$[I_{dqs}] = [A_s] [I_{abc}] \dots\dots\dots(IV-08)$$

$$[U_{dqs}] = [A_s] [U_{abc}] \dots\dots\dots(IV-09)$$

$$[\psi_{dqs}] = [A_s] [\psi_{abc}] \dots\dots\dots(IV-10)$$

$$[I_{abc}] = [A_s]^{-1} [I_{dqs}] \dots\dots\dots(IV-11)$$

$$[U_{abc}] = [A_s]^{-1} [U_{dqs}] \dots\dots\dots(IV-12)$$

$$[\psi_{abc}] = [A_s]^{-1} [\psi_{dqs}] \dots\dots\dots(IV-13)$$

Avec :

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

La transformation des grandeurs rotoriques s’obtient en remplaçant les indices (s) par (r) et (a, b, c) par (A, B, C).

- Equation de tension

- En grandeurs de phase, on a :

$$[U_{abc}] = R_s [I_{abc}] + \frac{d[\psi_{abc}]}{dt} \dots\dots\dots(IV-14)$$

En multipliant les deux membres par $[A_s]$, il vient :

$$[A_s] [U_{abc}] = [A_s] R_s [I_{abc}] + \frac{d[\psi_{abc}]}{dt} [A_s]$$

$$= R_s [A_s] [I_{abc}] + \frac{d([A_s] [\Psi_{abc}])}{dt} - \frac{d[A_s]}{dt} [\Psi_{abc}] \dots \dots \dots (IV-15)$$

Avec :

$$\frac{d[A_s]}{dt} [\Psi_{abc}] = \frac{2}{3} \frac{d\theta_s}{dt} \begin{bmatrix} \sin \theta_s & \sin\left(\theta_s - \frac{2\pi}{3}\right) & \sin\left(\theta_s + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos \theta_s & \cos\left(\theta_s - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta_s + \frac{2\pi}{3}\right) \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \dots \dots \dots (IV-16)$$

Or :

$$[I_{dqo}] = [A_s] [I_{abc}], [U_{dqo}] = [A_s] [U_{abc}], [\psi_{dqo}] = [A_s] [\psi_{abc}]$$

$$\text{Et : } \frac{d\theta_s}{dt} = \omega_a \dots \dots \dots (IV-17)$$

D'après (IV-15) :

$$[A_s] [U_{abc}] = [A_s] R_s [I_{abc}] + \frac{d[\psi_{abc}]}{dt} [A_s]$$

$$[U_{dqo}] = [A_s] R_s [I_{abc}] + \frac{d[\psi_{abc}]}{dt} [A_s]$$

$$[U_{dqo}] = [A_s] R_s [I_{abc}] + \frac{d\{[A_s] [\psi_{abc}]\}}{dt} - [\Psi_{abc}] \frac{d[A_s]}{dt}$$

L'expression des flux totalises (Ψ_a, Ψ_b, Ψ_c) en fonction de ($\Psi_{ds}, \Psi_{qs}, \Psi_{os}$) est fournie par (IV-13), est dérivant ces flux et en remplaçant (U_a, U_b, U_c) selon (IV-4) dans l'équation de U_{ds} , il vient :

$$U_{ds} = \frac{2}{3} R_s \left[I_a \cos \theta_s + I_b \cos\left(\theta_s - \frac{2\pi}{3}\right) + I_c \cos\left(\theta_s + \frac{2\pi}{3}\right) \right] +$$

$$+ \frac{2\pi}{3} \frac{d\Psi_{ds}}{dt} \left[\cos^2 \theta_s + \cos^2\left(\theta_s - \frac{2\pi}{3}\right) + \cos^2\left(\theta_s + \frac{2\pi}{3}\right) \right] -$$

$$- \frac{2}{3} \frac{d\Psi_{ds}}{dt} \left[\sin \theta_s \cos \theta_s + \sin\left(\theta_s - \frac{2\pi}{3}\right) \cos\left(\theta_s - \frac{2\pi}{3}\right) + \sin\left(\theta_s + \frac{2\pi}{3}\right) \cos\left(\theta_s + \frac{2\pi}{3}\right) \right] -$$

$$- \frac{2}{3} \omega_s \psi_{qs} \left[\cos^2 \theta_s + \cos^2\left(\theta_s - \frac{2\pi}{3}\right) \right] -$$

$$- \frac{2}{3} \omega_s \psi_{qs} \left[\sin \theta_s \cos \theta_s + \sin\left(\theta_s - \frac{2\pi}{3}\right) \cos\left(\theta_s - \frac{2\pi}{3}\right) + \sin\left(\theta_s + \frac{2\pi}{3}\right) \cos\left(\theta_s + \frac{2\pi}{3}\right) \right]$$

$$U_{ds} = R_s I_{ds} + \frac{d\psi_{ds}}{dt} - \omega_a \psi_{qs} \dots \dots \dots (IV-18)$$

On peut obtenir de la même manière les équations de (U_{qs}, U_{os}) :

$$U_{qs} = R_s I_{qs} + \frac{d\psi_{qs}}{dt} - \omega_a \psi_{ds} \dots\dots\dots (IV-19)$$

$$U_{os} = R_s I_{os} + \frac{d\psi_{os}}{dt} \dots\dots\dots (IV-20)$$

De la même façon, la transformation des grandeurs rotoriques conduit aux systèmes :

$$U_{dr} = R_r I_{dr} + \frac{d\psi_{dr}}{dt} - (\omega_a - \omega_m) \psi_{qr} \dots\dots\dots (IV-21)$$

$$U_{qr} = R_r I_{qr} + \frac{d\psi_{qr}}{dt} - (\omega_a - \omega_m) \psi_{dr} \dots\dots\dots (IV-22)$$

$$U_{or} = R_r I_{or} + \frac{d\psi_{or}}{dt} \dots\dots\dots (IV-23)$$

- Expression de flux

$$\Psi_{ds} = L_s I_{ds} + M_{sr} I_{dr} \dots\dots\dots (IV-24)$$

$$\Psi_{qs} = L_s I_{qs} + M_{sr} I_{qr} \dots\dots\dots (IV-25)$$

$$\Psi_{os} = L_{or} I_{os} \dots\dots\dots (IV-26)$$

$$\Psi_{dr} = L_r I_{dr} + M_{sr} I_{ds} \dots\dots\dots (IV-27)$$

$$\Psi_{qr} = L_r I_{qr} + M_{sr} I_{qs} \dots\dots\dots (IV-28)$$

$$\Psi_{or} = L_{or} I_{or} \dots\dots\dots (IV-29)$$

IV-5-2) Equation de PARK de la machine asynchrone exprimée dans différents référentiels

Les grandeurs de tension	Dans référentiel lié au rotor	Dans référentiel lié au stator	Dans référentiel lié au champ tournant
U_{ds}	$R_s I_{ds} + \frac{d\psi_{ds}}{dt} - \omega_m \psi_{qs}$	$R_s I_{ds} + \frac{d\psi_{ds}}{dt}$	$R_s I_{ds} + \frac{d\psi_{ds}}{dt} - \omega_s \psi_{qs}$
U_{qs}	$R_s I_{qs} + \frac{d\psi_{qs}}{dt} - \omega_m \psi_{ds}$	$R_s I_{qs} + \frac{d\psi_{qs}}{dt}$	$R_s I_{qs} + \frac{d\psi_{qs}}{dt} + \omega_s \psi_{ds}$
U_{os}	$R_s I_{os} + \frac{d\psi_{os}}{dt}$	$R_s I_{os} + \frac{d\psi_{os}}{dt}$	$R_s I_{os} + \frac{d\psi_{os}}{dt}$
U_{dr}	$R_r I_{dr} + \frac{d\psi_{dr}}{dt}$	$R_r I_{dr} + \frac{d\psi_{dr}}{dt} + \omega_m \psi_{qr}$	$R_r I_{dr} + \frac{d\psi_{dr}}{dt} - (\omega_s - \omega_m) \psi_{qr}$
U_{qr}	$R_r I_{qr} + \frac{d\psi_{qr}}{dt}$	$R_r I_{qr} + \frac{d\psi_{qr}}{dt} - \omega_m \psi_{dr}$	$R_r I_{qr} + \frac{d\psi_{qr}}{dt} + (\omega_s - \omega_m) \psi_{dr}$
U_{or}	$R_r I_{or} + \frac{d\psi_{or}}{dt}$	$R_r I_{or} + \frac{d\psi_{or}}{dt}$	$R_r I_{or} + \frac{d\psi_{or}}{dt}$

Tableau IV.1 : *Equation de PARK de la machine asynchrone exprimée dans différents référentiels*

- N.B :** - Dans un référentiel lié au rotor : $\omega_a = \omega_m$
 - Dans un référentiel lié au stator : $\omega_a = 0$
 - Dans un référentiel lié au champ tournant : $\omega_a = \omega_s$

Tel que $\omega_s - \omega_m = \omega_r$, on choisissant un repère de référence tournant a la vitesse du champ tournant et en supposant que l'alimentation ou le couplage des phases est tel que les composantes homopolaire sont nulles, on peut se ramener à un système des quatre équation définies précédemment.

$$U_{ds} = R_s I_{ds} + \frac{d\psi_{ds}}{dt} - \omega_s \psi_{qs} \dots\dots\dots(IV-30)$$

$$U_{qs} = R_s I_{qs} + \frac{d\psi_{qs}}{dt} + \omega_s \psi_{ds} \dots\dots\dots(IV-31)$$

$$U_{dr} = R_r I_{dr} + \frac{d\psi_{dr}}{dt} - \omega_r \psi_{qr} \dots\dots\dots(IV-32)$$

$$U_{qr} = R_r I_{qr} + \frac{d\psi_{qr}}{dt} - \omega_r \psi_{dr} \dots\dots\dots(IV-33)$$

On remplace dans (IV-30), (IV-31), (IV-32) et (IV-33) les expressions des flux obtenues précédemment :

$$U_{ds} = R_s I_{ds} + \frac{d\psi_{ds}}{dt} - \omega_s \psi_{qs} = R_s I_{ds} + \frac{d(L_s I_{ds} + M_{sr} I_{dr})}{dt} - \omega_s (L_s I_{qs} + M_{sr} I_{qr})$$

$$= \left(R_s + L_s \frac{d}{dt} \right) I_{ds} - L_s \omega_s I_{qs} + M_{sr} \frac{dI_{dr}}{dt} - M_{sr} \omega_s I_{qr} \dots\dots\dots(IV-34)$$

De la même manière on trouvera les autres équations :

$$U_{qs} = (L_s \omega_s) I_{ds} + \left(R_s + L_s \frac{d}{dt} \right) I_{qs} + (M_{sr} \omega_s) I_{dr} + \left(M_{sr} \frac{d}{dt} \right) I_{qr} \dots\dots(IV-35)$$

$$U_{dr} = \left(M_{sr} \frac{d}{dt} \right) I_{ds} - (\omega_r M_{sr}) I_{qr} + \left(R_r + L_r \frac{d}{dt} \right) I_{dr} - (L_r \omega_r) I_{qr} \dots\dots(IV-36)$$

$$U_{qr} = (\omega_r M_{sr}) I_{ds} + \left(M_{sr} \frac{d}{dt} \right) I_{qs} + (L_r \omega_s) I_{dr} + \left(R_r + \frac{d}{dt} \right) I_{qr} \dots\dots(IV-37)$$

On met les équations précédentes sous forme matricielle, et on obtient :

$$\begin{bmatrix} U_{ds} \\ U_{qs} \\ U_{qr} \\ U_{dr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + L_s \frac{d}{dt} & -L_s \omega_s & M_{sr} \frac{d}{dt} & -M_{sr} \omega_s \\ L_s \omega_s & R_s + L_s \frac{d}{dt} & M_{sr} \omega_s & M_{sr} \frac{d}{dt} \\ M_{sr} \frac{d}{dt} & -\omega_r M_{sr} & R_r + L_r \frac{d}{dt} & -L_r \omega_r \\ M_{sr} \omega_r & M_{sr} \frac{d}{dt} & L_r \omega_r & R_r + L_r \frac{d}{dt} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{ds} \\ I_{qs} \\ I_{dr} \\ I_{qr} \end{bmatrix} \dots\dots(IV-38)$$

- Equation de la puissance et du couple

Selon PARK, la puissance électrique statorique instantané de la machine s'écrit :

$$P(t) = U_a I_a + U_b I_b + U_c I_c = \frac{3}{2} (U_{ds} I_{ds} + U_{qs} I_{qs}) \dots \dots \dots (IV-39)$$

Dans un référentielle lié au champ tournant, les équations des tensions statorique sont fournies par les équations (IV-30), (IV-31) en remplaçant (U_{ds}, U_{qs}) par leurs valeurs, la matrice précédente multipliée par (dt) devient :

$$dW_{es} = \left[\frac{3}{2} R_s (I_{ds}^2 + I_{qs}^2) dt \right] + \left[\frac{3}{2} (d\psi_{ds} I_{ds} + d\psi_{qs} I_{qs}) \right] + \left[\frac{3}{2} \omega_s (\psi_{ds} I_{qs} + \psi_{qs} I_{ds}) dt \right] \dots (IV-40)$$

L'énergie électrique au stator pendant le temps (dt) se décompose ainsi en trois termes :

- Le premier représente l'énergie perdue par l'effet JOULE au stator ;
- Le seconde représente la variation d'énergie magnétique statorique ;
- Le troisième représente l'énergie transférée du stator au rotor à travers l'entrefer par l'intermédiaire du champ tournant.

Le couple électromagnétique développé par le champ tournant s'obtient en divisant le troisième terme par : $\Omega_s = \omega_s / p$ on obtient :

$$C_{em} = \frac{3}{2p} [\Psi_{ds} I_{qs} + \Psi_{qs} I_{ds}] \dots \dots \dots (IV-41)$$

IV-5-3) Equation de PARK en régime permanent

En régime permanent, l'enroulement statique est soumis à un système de tensions symétriques, l'enroulement rotorique est court circuit et le rotor tourne à vitesse constante, c'est-à-dire le glissement est constant. Les courants symétriques forment un système symétrique de la forme :

$$- I_a = \sqrt{2} I_s \cos(\omega_s t + \alpha) \dots \dots \dots (IV-42)$$

$$- I_b = \sqrt{2} I_s \cos\left(\omega_s t + \alpha - \frac{2\pi}{3}\right) \dots \dots \dots (IV-43)$$

$$- I_c = \sqrt{2} I_s \cos\left(\omega_s t + \alpha + \frac{2\pi}{3}\right) \dots \dots \dots (IV-44)$$

Où α représente l'angle de phase à l'origine.

En appliquant la transformation de PARK définie par [A], et en choisissant un référentiel lié au champ tournant, on aura avec $(\theta = \omega_s t)$:

$$\begin{bmatrix} I_{ds} \\ I_{qs} \\ I_{os} \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \sqrt{2} I_s \begin{bmatrix} \cos \omega_s t & \cos\left(\omega_s t - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\omega_s t + \frac{2\pi}{3}\right) \\ -\sin \omega_s t & -\sin\left(\omega_s t - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\omega_s t + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cos(\omega_s t + \alpha) \\ \cos\left(\omega_s t + \alpha + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\omega_s t + \alpha + \frac{2\pi}{3}\right) \end{bmatrix}$$

En développant et en utilisant les relations trigonométriques :

$$\cos a \cos b = \frac{1}{2} [\cos(a + b) + \cos(a - b)]$$

$$\sin a \sin b = \frac{1}{2} [\sin(a + b) + \sin(a - b)]$$

On obtient finalement :

$$I_{ds} = \sqrt{2} I_s \cos \alpha = const$$

$$I_{qs} = \sqrt{2} I_s \sin \alpha = const$$

$$I_{os} = 0$$

Des relations similaires peuvent être écrites pour les tensions statorique et les grandeurs rotoriques, qui dans le référentiel choisi apparaissent comme la tension et le courant continu. Il en résulte que les flux totalisés sont constants et que par conséquent, les équations des tensions en régime permanent ne contiennent plus des tensions induites de transformation et elles deviennent :

$$- U_{ds} = R_s I_{ds} - \omega_s \psi_{qs} \dots \dots \dots (IV-45)$$

$$- U_{qs} = R_s I_{qs} + \omega_s \psi_{ds} \dots \dots \dots (IV-46)$$

$$- U_{dr} = R_r I_{dr} - \omega_r \psi_{qr} \dots \dots \dots (IV-47)$$

$$- U_{qr} = R_r I_{qr} + \omega_r \psi_{dr} \dots \dots \dots (IV-48)$$

En remplaçant les flux par leurs valeurs (IV-24), (IV-25), (IV-27) et (IV-28) :

$$- U_{ds} = R_s I_{ds} - \omega_s L_s I_{qs} - \omega_s M_{sr} I_{qr} \dots \dots \dots (IV-49)$$

$$- U_{qs} = R_s I_{qs} + \omega_s L_s I_{ds} + \omega_s M_{sr} I_{dr} \dots \dots \dots (IV-50)$$

$$- U_{dr} = R_r I_{dr} - \omega_r L_r I_{qr} - \omega_r M_{sr} I_{qs} = 0 \dots \dots \dots (IV-51)$$

$$- U_{qr} = R_r I_{qr} - \omega_r L_r I_{dr} + \omega_r M_{sr} I_{ds} = 0 \dots \dots \dots (IV-52)$$

IV-5-4) choix de référence

Pour notre étude nous avons choisi une référence liée au champ tournant; donc $\theta' = -\omega$ et $\psi' = 0$;

Les équations électriques de la machine deviennent :

$$\left\{ \begin{aligned} u_{ds} &= R_s I_{ds} + \frac{d\psi_{ds}}{dt} - \omega_s \psi_{qs} \\ u_{qs} &= R_s I_{qs} + \frac{d\psi_{qs}}{dt} + \omega_s \psi_{ds} \\ u_{dr} &= R_r I_{dr} + \frac{d\psi_{dr}}{dt} - (\omega_s - \omega_m) \psi_{qr} \\ u_{qr} &= R_r I_{qr} + \frac{d\psi_{qr}}{dt} + (\omega_s - \omega_m) \psi_{dr} \end{aligned} \right. \dots\dots\dots(\text{IV-53})$$

On remplaçant les flux par leurs valeurs, on trouve :

$$\left\{ \begin{aligned} L_s \frac{dI_{ds}}{dt} + M_{sr} \frac{dI_{dr}}{dt} &= u_{ds} - R_s I_{ds} + \omega_s (L_s I_{qs} + M_{sr} I_{qr}) \\ L_s \frac{dI_{qs}}{dt} + M_{sr} \frac{dI_{qr}}{dt} &= u_{qs} - R_s I_{qs} + \omega_s (L_s I_{ds} + M_{sr} I_{dr}) \\ L_r \frac{dI_{dr}}{dt} + M_{sr} \frac{dI_{ds}}{dt} &= u_{dr} - R_r I_{dr} + (\omega_s - \omega_m) (L_r I_{qr} + M_{sr} I_{qs}) \\ L_r \frac{dI_{qr}}{dt} + M_{sr} \frac{dI_{qs}}{dt} &= u_{qr} - R_r I_{qr} + (\omega_s - \omega_m) (L_r I_{dr} + M_{sr} I_{ds}) \end{aligned} \right. \dots\dots\dots(\text{IV-54})$$

D'après le calcul, on trouve :

$$\left\{ \begin{aligned} \frac{dI_{ds}}{dt} &= -R_s L_r I_{ds} + K \omega I_{qs} + M_{sr} R_r I_{dr} + \frac{1}{K} [L_r u_{ds} - M_{sr} u_{qr}] \\ \frac{dI_{qs}}{dt} &= -K \omega I_{ds} - R_s L_r I_{qs} + M_{sr} R_r I_{qr} + \frac{1}{K} [L_r u_{qs} - M_{sr} u_{dr}] \\ \frac{dI_{dr}}{dt} &= M_{sr} R_s I_{ds} - R_r L_s I_{dr} + K \omega I_{qr} + \frac{1}{K} [-M_{sr} u_{ds} + L_s u_{qr}] \\ \frac{dI_{qr}}{dt} &= M_{sr} R_s I_{qs} - K \omega I_{dr} - R_r L_s I_{qr} + \frac{1}{K} [-M_{sr} u_{ds} + L_s u_{qr}] \end{aligned} \right. \dots\dots\dots(\text{IV-55})$$

Les grandeurs mécaniques sont données par les expressions du couple électromagnétique :

$$C_{em} = PM_{sr} [I_{dr} I_{qs} - I_{qr} I_{ds}] \dots\dots\dots(\text{IV-56})$$

L'équation du mouvement s'écrit :

$$C_{em} - C_r = j \frac{d\omega}{dt} \dots\dots\dots(\text{IV-57})$$

Pour résoudre les équations (IV-55), (IV-56), et (IV-57) nous utilisons la méthode de « Runge-Kutta » du 4^{ème} ordre en mettant (1) sous la forme :

$$\left[\frac{dx}{dt} \right] = [A][x] + [B][U]$$

- Le vecteur d'état : $X = [i_{ds} \ i_{qs} \ i_{dr} \ i_{qr}]^T$;
- Le vecteur d'état : $U = [u_{ds} \ u_{qs} \ u_{dr} \ u_{qr}]^T$;

Avec : $U_{dr} = U_{qr} = 0$; pour le moteur asynchrone a cage ;

Le modèle général s'écrit sous la forme :

$$\begin{bmatrix} dI_{ds} / dt \\ dI_{qs} / dt \\ dI_{dr} / dt \\ dI_{qr} / dt \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -R_s L_r & K\omega & M_{sr} R_r & 0 \\ -K\omega & -R_s L_r & 0 & M_{sr} R_r \\ M_{sr} R_s & 0 & -R_r L_s & K\omega \\ 0 & M_{sr} R_s & -K\omega & -R_r L_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \\ i_{dr} \\ i_{qr} \end{bmatrix} + 1/K \begin{bmatrix} L_r & 0 & -M_{sr} & 0 \\ 0 & L_r & 0 & -M_{sr} \\ -M_{sr} & 0 & L_r & 0 \\ 0 & -M_{sr} & 0 & L_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_{ds} \\ u_{qs} \\ u_{dr} \\ u_{qr} \end{bmatrix}$$

Avec : $k = L_r L_s - M_{sr}^2$

IV-5-5) Les paramètres techniques du moteur asynchrone

Les paramètres	La valeur
- la puissance nominale	$P_n = 45\text{Kw}$
- fréquence nominale	$F = 50\text{Hz}$
- nombre de paire de pole	$P=1$
- tension d'alimentation	$u_n=380\text{v}$
- courant nominal	$I_n = 81\text{A}$
- vitesse de rotation nominale	$n_n = 2948\text{tr/min}$
- résistance statorique	$R_s = 53.568 \cdot 10^{-3} \ \Omega$
- résistance rotorique	$R_r = 46.177 \cdot 10^{-3} \ \Omega$
- inductance statorique	$L_s = 43.93 \cdot 10^{-3} \ \text{Hz}$
- inductance rotorique	$L_r = 44.58 \cdot 10^{-3} \ \text{Hz}$
- inductance mutuelle	$M_{sr} = 43.46 \cdot 10^{-3} \ \text{Hz}$
- moment d'inertie	$J = 40.35 \cdot 10^{-3} \ \text{Kgm}^2$
- coefficient de frottement	$ft = 0.661 \cdot 10^{-3} \ \text{Kg m}^2/\text{s}$

IV-5-6) Représentation graphique de la dynamique du moteur asynchrone

IV-5-6-1) Moteur sain

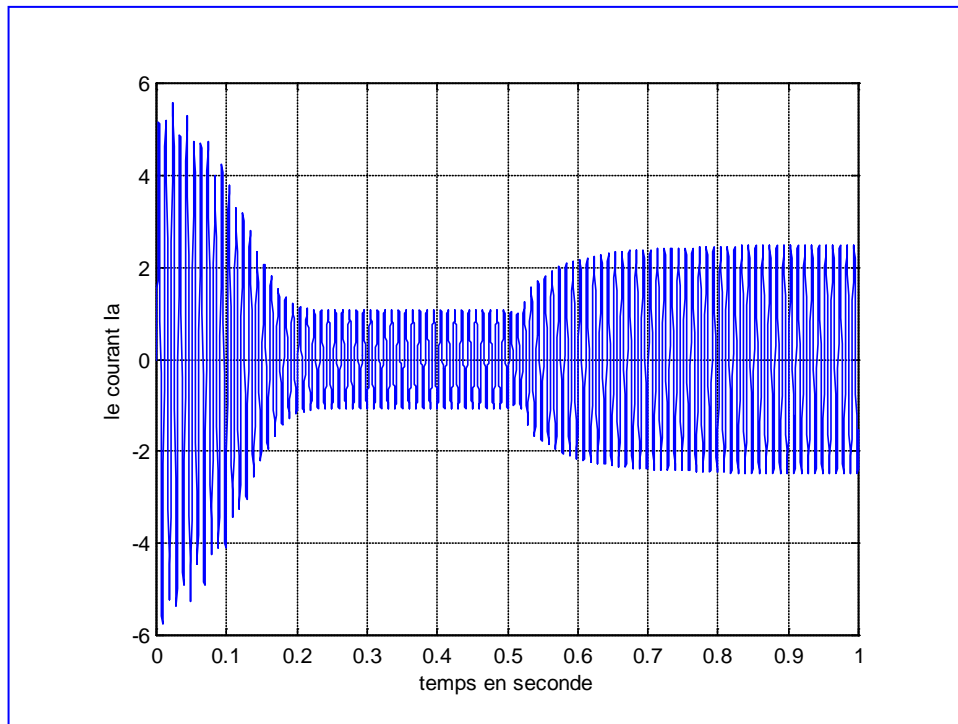


Fig.IV.3 : *Allure du courant statorique de la phase a*

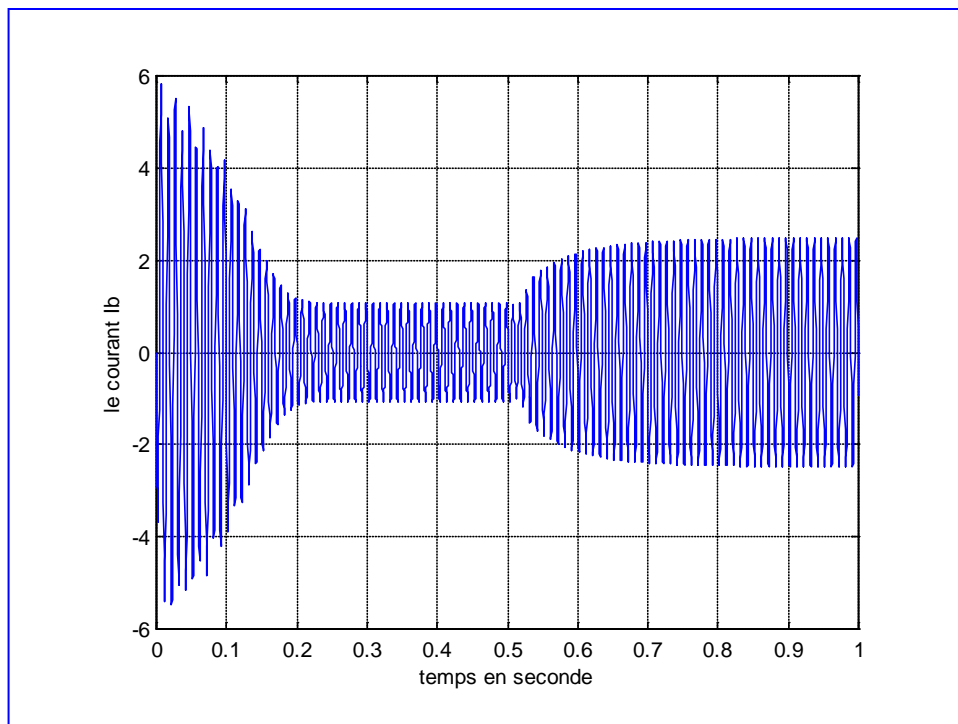


Fig.IV.4 : *Allure du courant statorique de la phase b*

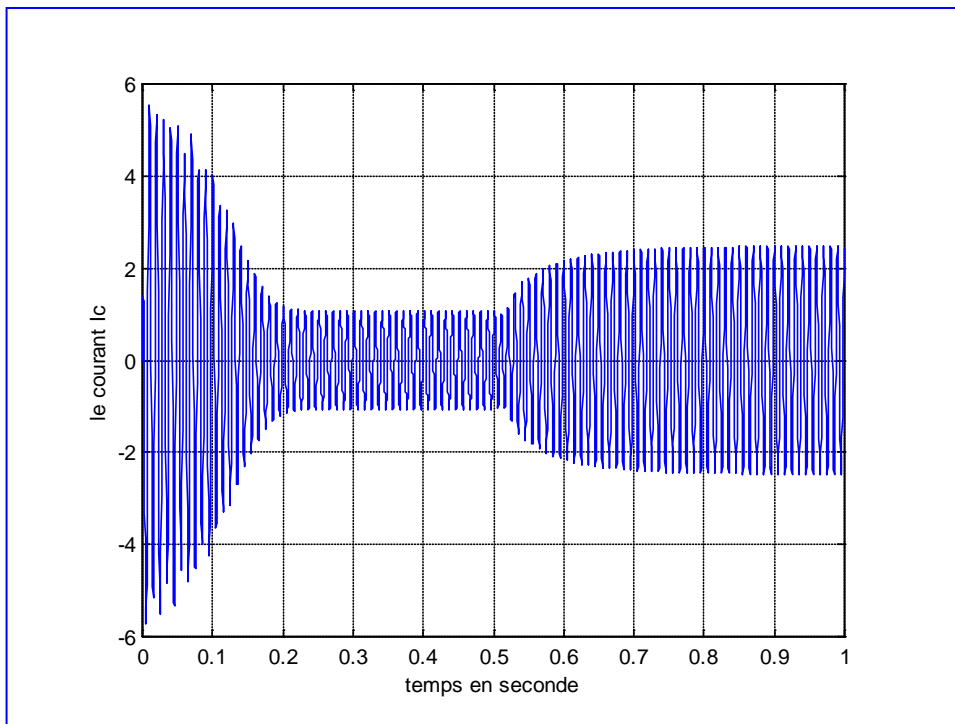


Fig.IV.5: *Allure du courant statorique de la phase c*

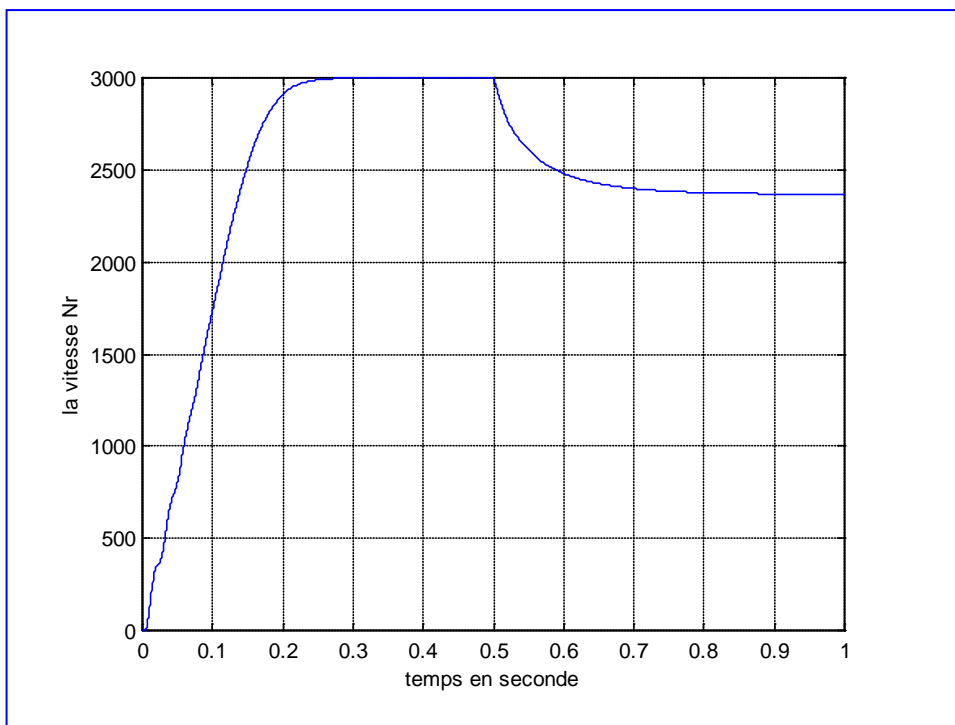


Fig.IV.6 : *Allure de la vitesse N_r*

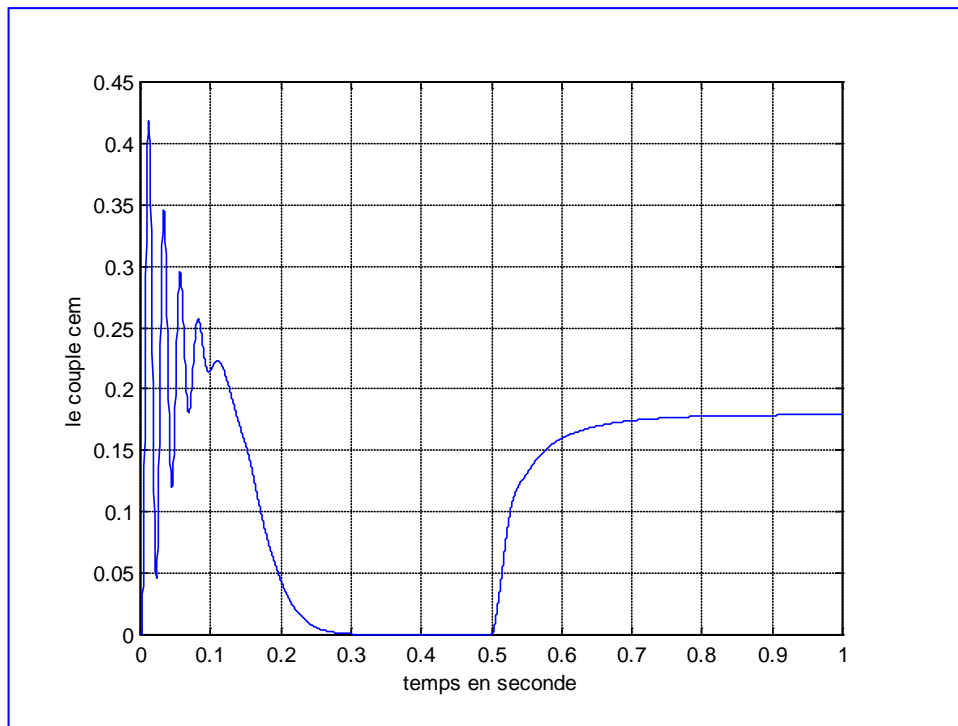


Fig.IV.7 : *Allure du couple C_{em}*

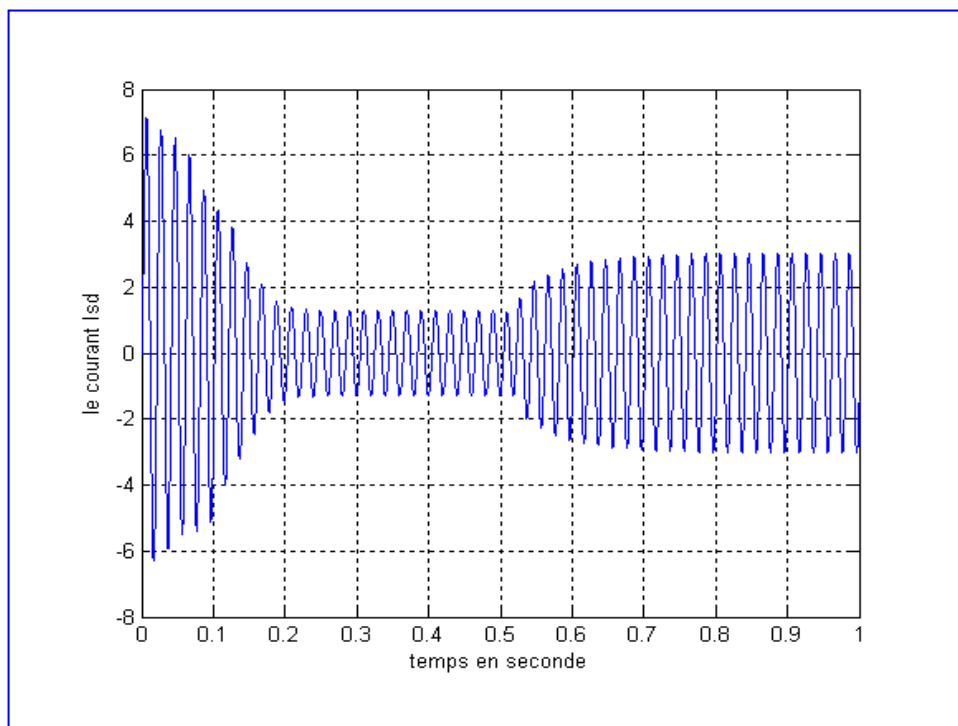


Fig.IV.8 : *Allure du courant transformé I_{ds}*

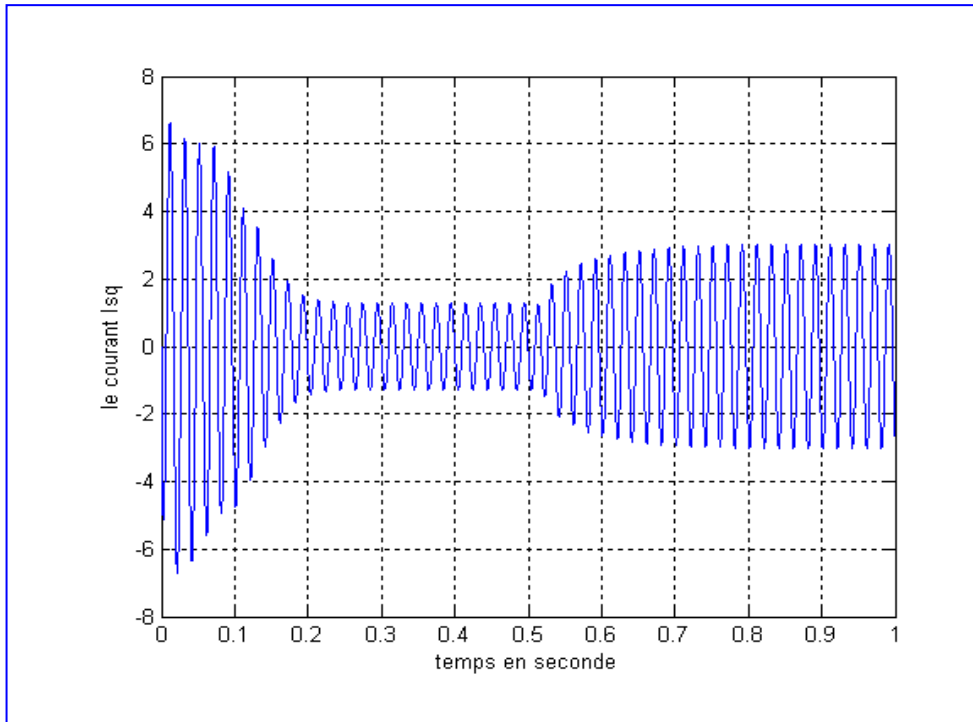


Fig.IV.9 : *Allure du courant transformé I_{qs}*

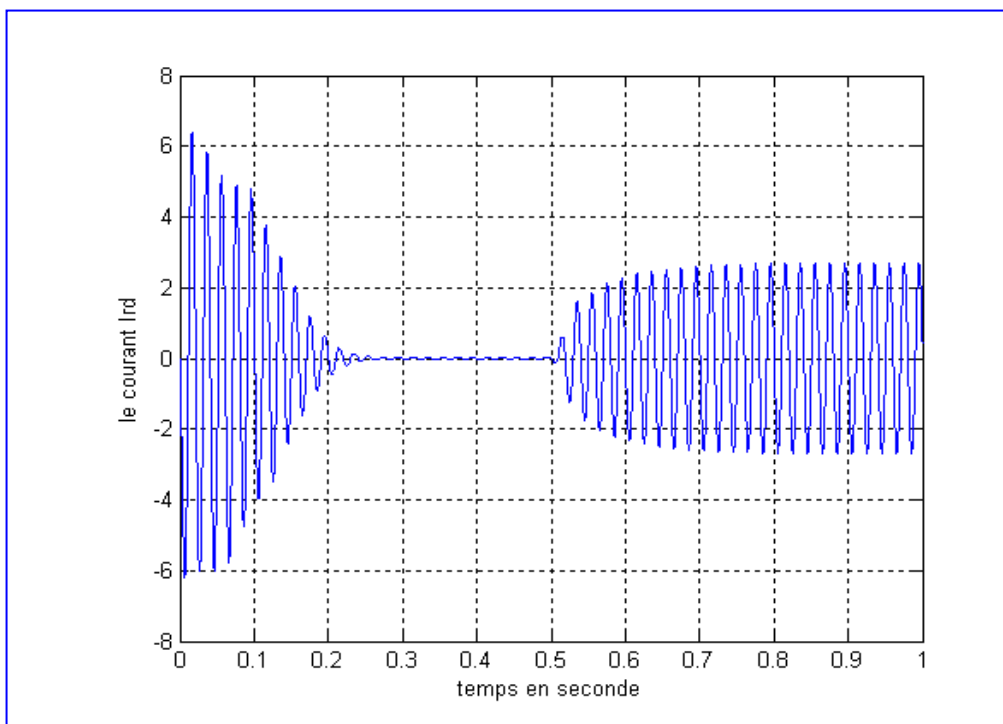


Fig.IV.10 : *Allure du courant transformé I_{dr}*

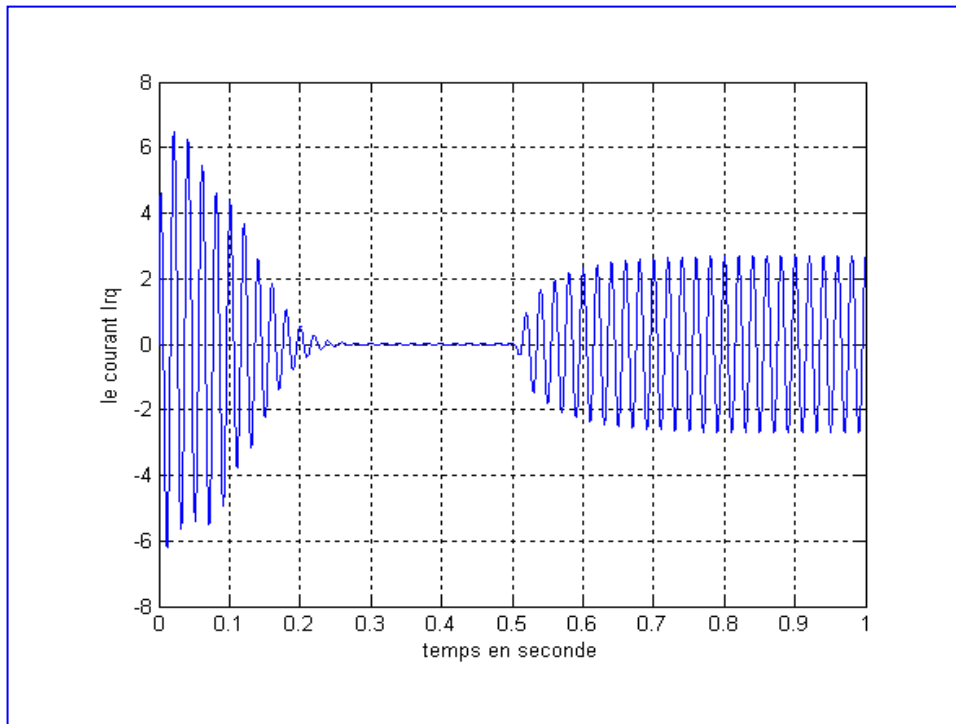


Fig.IV.11 : *Allure du courant transformé I_{qr}*

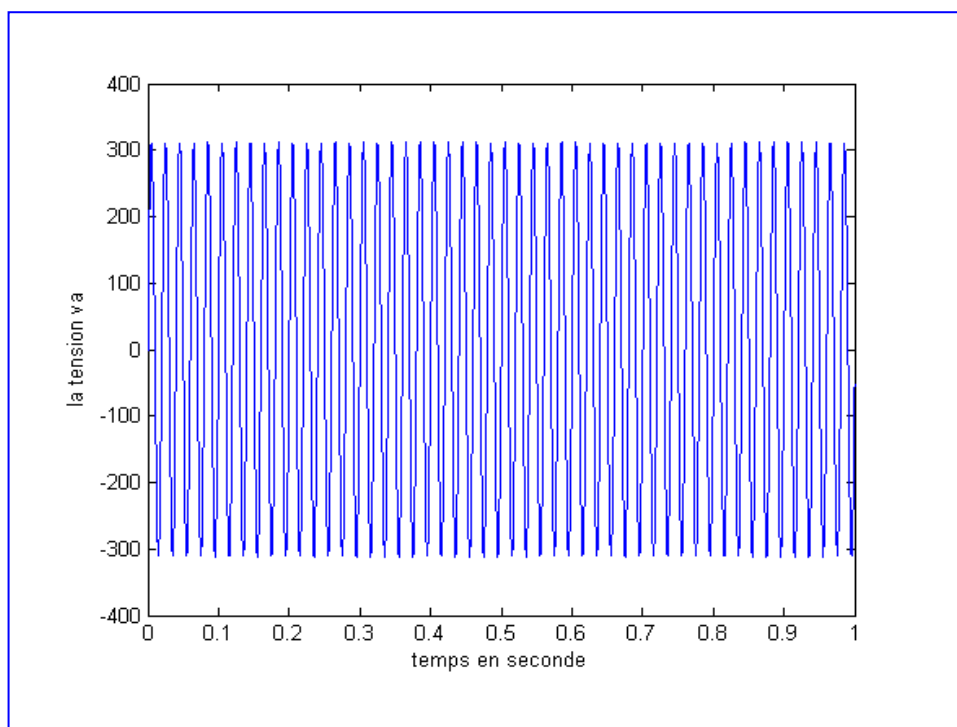


Fig.IV.12: *Allure de la tension U_a*

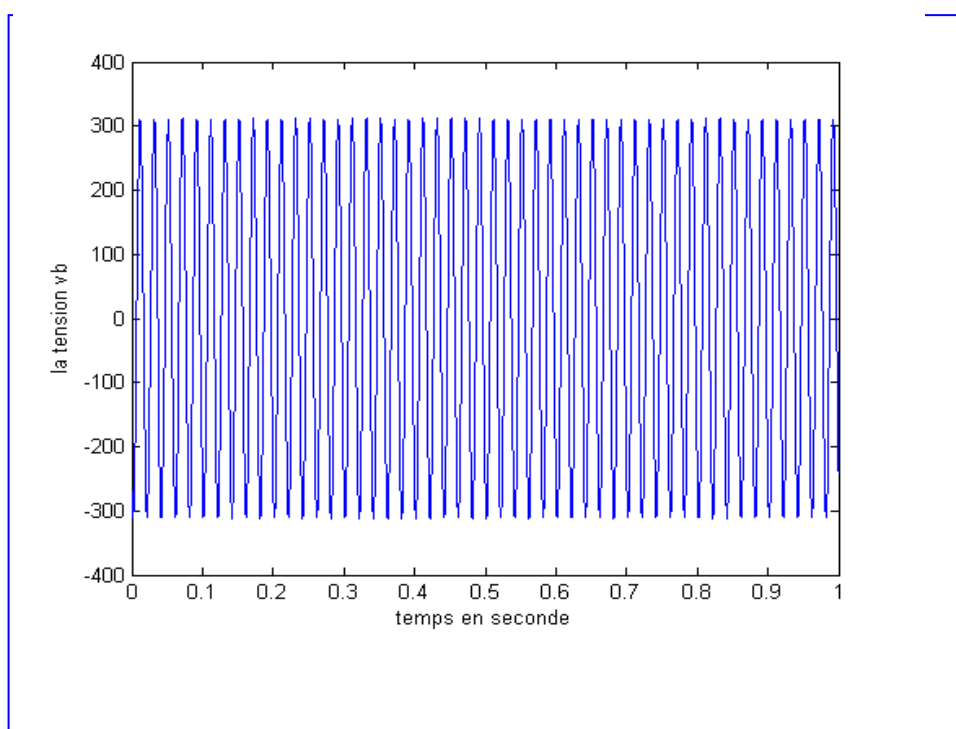


Fig.IV.13: *Allure de la tension U_b*

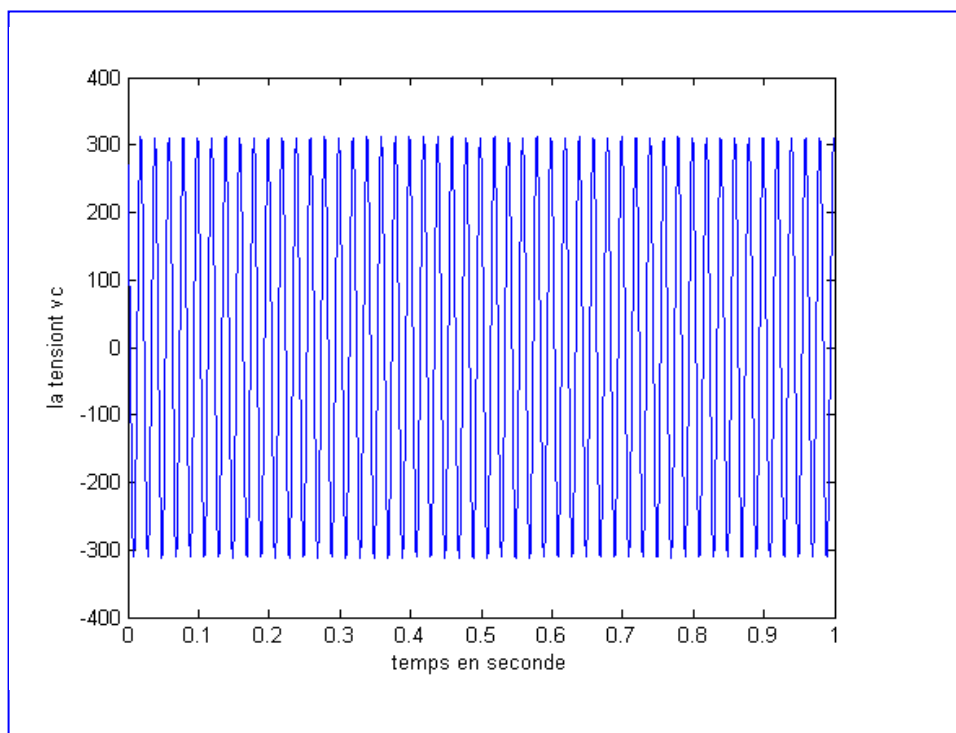


Fig.IV.14: *Allure de la tension U_c*

IV-5-6-2) Moteur présentant une perturbation

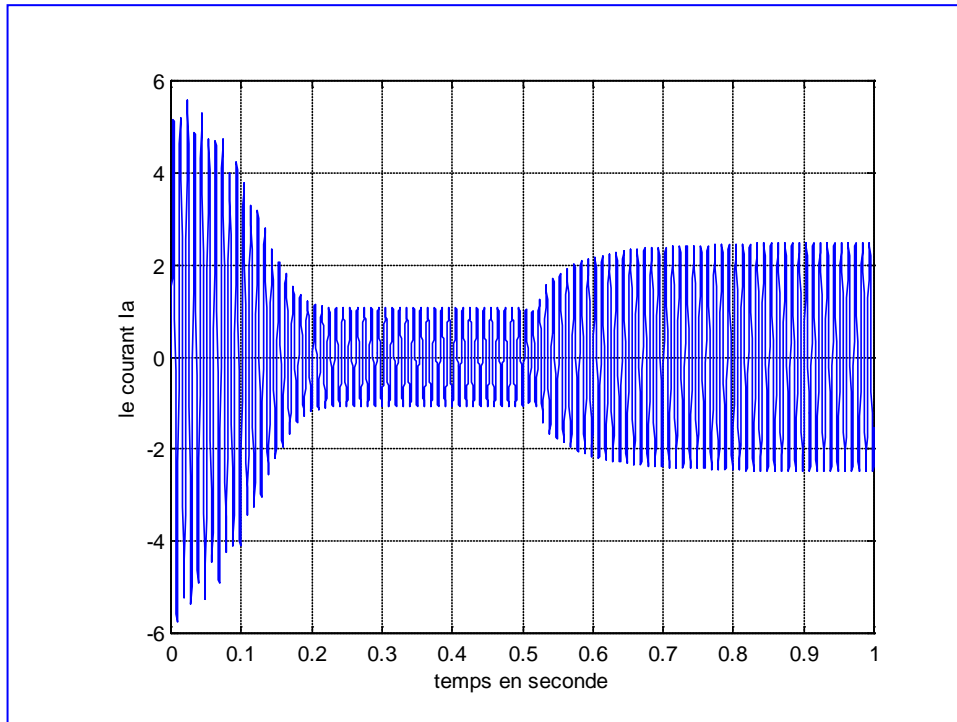


Fig.IV.15 : Allure du courant statorique de la phase a avec une perturbation

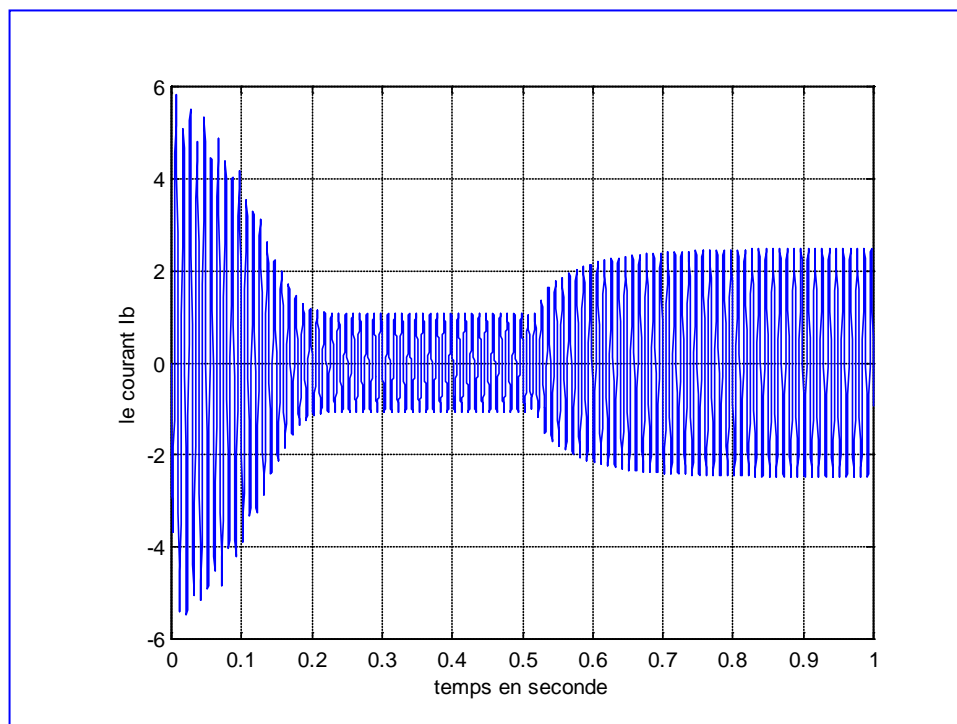


Fig.IV.16 : Allure du courant statorique de la phase b avec une perturbation

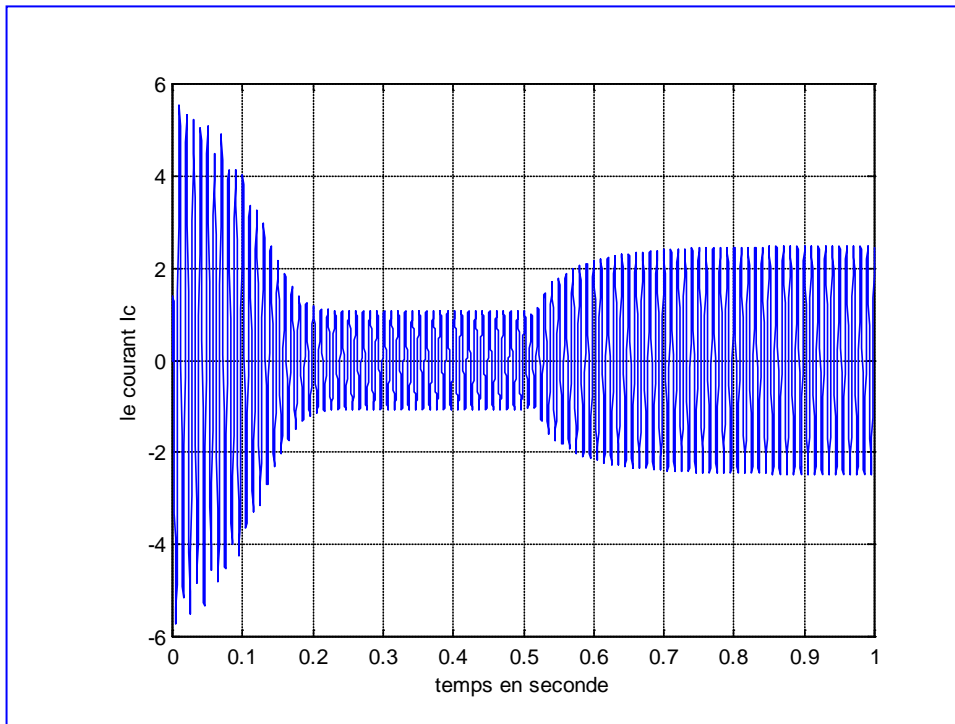


Fig.IV.17: *Allure du courant statorique de la phase c avec une perturbation*

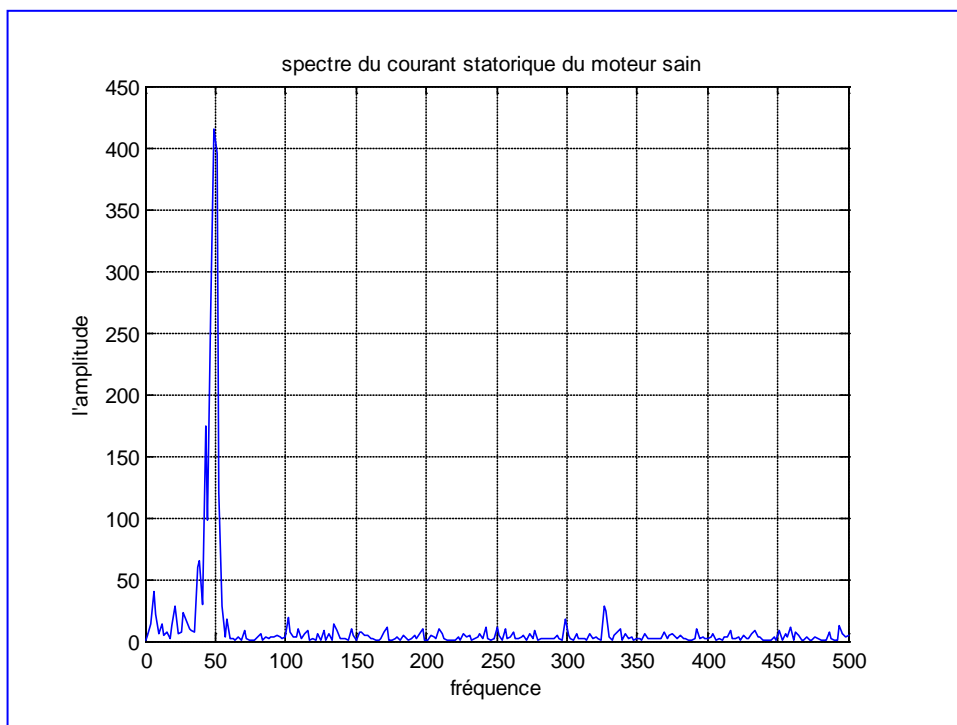


Fig.IV.18 : *Spectre du courant statorique du moteur sain*

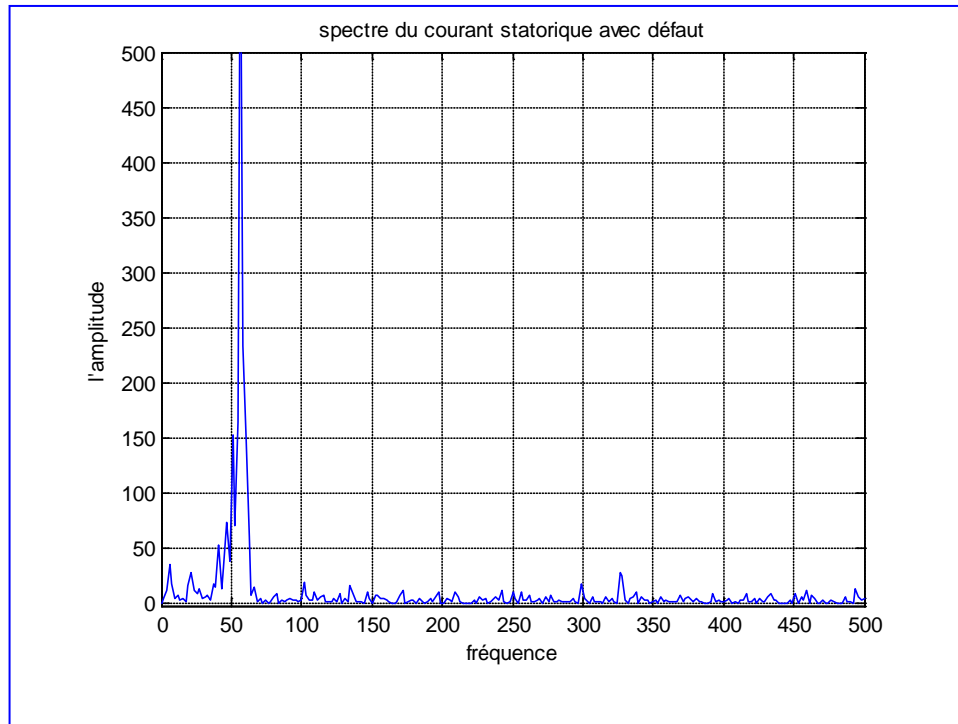


Fig.IV.19 : *Spectre du courant statorique du moteur avec une perturbation*

IV-5-6-3) Interprétation des résultats

Les figures (IV.3) (IV.4) (IV.5) représentent le courant statorique dans les phases (a), (b) et (c) dans le cas d'un moteur asynchrone à cage d'écureuil sain à vide, les figures (IV.6) et (IV.7) représentent l'allure de vitesse et de couple de moteur sain. Les figures (IV.15) (IV.16) et (IV.17) représentent le courant dans les trois phases mais avec une perturbation, cette perturbation ne peut pas apparaître dans toutes les ondes, à cause de la base du temps très grande et les difficultés qu'on peut avoir lorsque on analyse les signaux dans le domaine temporelle, c'est pour cela qu'il faut analyser le signal dans le domaine fréquentielle.

Nous remarquons bien qu'il y a un déplacement de la raie dans le spectre du courant du moteur présentant une perturbation avec augmentation de l'amplitude. Cela induit évidemment des perturbation des couples et de la vitesse ce qui influx directement sur le rendement de l'entraînement électrique. Ce qui nous oblige à surveiller l'installation pour trouver la cause de cette perturbation et localiser le défaut.

IV-6) Conclusion

L'étude dynamique, nous a permis de modéliser notre système, et pour obtenir ses derniers coefficients constants, on a établi la transformation de PARK qui est équivalente à la substitution des enroulements statoriques (a, b, c) et rotoriques (A, B, C) en enroulements orthogonaux (d_s, q_s) et (d_r, q_r). Finalement le modèle mathématique est obtenu sous forme de variables d'état, dans une référence liée au champ tournant, cette représentation temporelle est avantageuse pour suivre l'évolution des grandeurs internes du système.

Nous avons également présenté une méthode couramment utilisée pour la surveillance de la machine asynchrone, en l'occurrence l'analyse spectrale des signaux électriques.

En conséquence, le chapitre IV rappelle l'estimation paramétrique qui est représentée de manière générale. Cependant, cette méthodologie de diagnostic des entraînements électriques est insuffisante pour localiser le défaut.

CHAPITRE : V

L'APPROCHE MODELE

V) L'approche modèle

V-1) Introduction

Un observateur est un système dynamique qui, en fonction des entrées u et des sorties y du procédé donné une estimation de l'état du système. L'observateur est dit en boucle fermée s'il y a injection de la sortie dans le modèle permettant à celui-ci d'effectuer une correction de son erreur d'estimation. L'existence d'un observateur nécessite que les variables que l'on veut estimer soient observables.

Considérons un système de commande régi par les équations d'état et de sortie suivantes :

$$\dot{x} = A(\omega)x + Bu + E_d d + E_f f \dots\dots\dots(V-01)$$

$$y = Cx + Du + F_d d + F_f f \dots\dots\dots(V-02)$$

Où x est le vecteur d'état, u est le vecteur d'entrée connu, y est le vecteur de sortie. Le vecteur f représente le vecteur de défauts qu'on désire détecter et le vecteur d représente le vecteur des perturbations, et ω est la vitesse, englobant les erreurs de modélisation et le bruit affectant le système. Les matrices $A, B, C, D, E_d, E_f, F_d, F_f$ sont des dimensions appropriées. [14]

Le modèle utilisé dans ce cas intègre le maximum de connaissances sur le système : ainsi, bien que les entrées inconnues d (perturbation) et f (défaut) ne soient pas mesurable ni estimable en modélisent leurs influences potentielles respectives sur le système par les matrices E_d, E_f, F_d et F_f . On considèrera aussi comme défaut tout événement inconnu qu'on veut détecter voire isoler. On considèrera comme perturbation tout événement inconnu auquel on veut que l'observateur soit insensible (ou aussi peu sensible que possible).

Avant d'utiliser un système dans une chaîne de commande il faut tout d'abord étudier les possibilités de mesure qu'on peut effectuer sur le système réel et les possibilités de le commander. Les possibilités de mesure sur le système réel constituent les conditions d'observabilité du système et les possibilités de le commander constituent les conditions de commandabilité. Ces deux notions utilisent aussi la représentation d'état, autrement dit le modèle de la machine asynchrone.

Supposons que notre machine soit modélisée, dans le domaine discret pour plus simplicité, de la manière suivante :

$$Y(k) = CX(k) \dots\dots\dots(V-03)$$

$$X(k+1) = AX(k) + Bu(k) \dots\dots\dots(V-04)$$

La première équation est l'équation d'observation et la deuxième est l'équation d'état. Les matrices A, B et C sont respectivement la matrice d'évolution, de commande et d'observation du système. Elles sont de dimensions appropriées.

La solution de l'équation d'état est données par :

$$X(k) = A^k X(0) + \sum_{i=0}^{k-1} A^{k-i-1} Bu(i) \dots\dots\dots(V-05)$$

L'équation d'observation devient alors :

$$Y(k) = CA^k X(0) + \sum_{i=0}^{k-1} CA^{k-i-1} Bu(i) \dots\dots\dots(V-06)$$

La matrice $OB = [C \ CA \ CA^2 \dots \ CA^{n-1}]$ et la matrice d'observabilité du système et la matrice $CO = [B \ BA \ BA^2 \dots \ BA^{n-1}]$ et la matrice de commandabilité du système.

Le système est dit observable si le rang de la matrice d'observabilité est égal à n .

Le système est dit commandable si le rang de la matrice de commandabilité est égal à n c'est-à-dire l'ordre du système. [15]

V-2) Modèle

V-2-1) Modèle de base

D'une manière générale, le système peut être modélisé sous la forme d'état suivante :

$$\dot{x} = Ax + Bu \dots\dots\dots(V-07)$$

$$y = Cx \dots\dots\dots(V-08)$$

1) Les tensions s'expriment sous la forme

- **Au stator**

$$\begin{cases} u_{ds} = R_s I_{ds} + \frac{d}{dt} \Psi_{ds} - \frac{d\theta_s}{dt} \Psi_{qs} \\ \dots\dots\dots(V-09) \\ u_{qs} = R_s I_{qs} + \frac{d}{dt} \Psi_{qs} + \frac{d\theta_s}{dt} \Psi_{ds} \end{cases}$$

- **Au rotor**

$$\begin{cases} u_{dr} = R_r I_{dr} + \frac{d}{dt} \Psi_{dr} - \frac{d\theta_r}{dt} \Psi_{qr} = 0 \\ \dots\dots\dots(V-10) \\ u_{qr} = R_r I_{qr} + \frac{d}{dt} \Psi_{qr} + \frac{d\theta_r}{dt} \Psi_{dr} = 0 \end{cases}$$

2) Le couple électromagnétique s'exprime en fonction des courants

$$C_{em} = PM_{sr} [I_{dr} I_{qs} - I_{qr} I_{ds}] \dots\dots\dots(V-11)$$

3) Les flux

- **Au stator s'écrivent alors**

$$\Psi_{ds} = L_s I_{ds} + M_{sr} I_{dr} \dots\dots\dots(V-12)$$

$$\Psi_{qs} = L_s I_{qs} + M_{sr} I_{qr} \dots\dots\dots(V-13)$$

- Au rotor s'écrivent alors

$$\Psi_{dr} = L_r I_{dr} + M_{sr} I_{ds} \dots \dots \dots (V-14)$$

$$\Psi_{qr} = L_r I_{qr} + M_{sr} I_{qs} \dots \dots \dots (V-15)$$

Ces équations peuvent s'écrire sous la forme de représentation d'état :
Avec :

$$x = [i_{ds} \ i_{qs} \ i_{dr} \ i_{qr}]^T \quad u = [u_{ds} \ u_{qs}]^T \quad k = L_r L_s - M_{sr}^2 \quad y = [i_{ds} \ i_{qs}]^T$$

$$A = \begin{bmatrix} -R_s L_r & K\omega & M_{sr} R_r & 0 \\ -K\omega & -R_s L_r & 0 & M_{sr} R_r \\ M_{sr} R_s & 0 & -R_r L_s & K\omega \\ 0 & M_{sr} R_s & -K\omega & -R_r L_s \end{bmatrix} \quad B = 1/K \begin{bmatrix} L_r & 0 & -M_{sr} & 0 \\ 0 & L_r & 0 & -M_{sr} \end{bmatrix}$$

$$C = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

V-2-2) Modèle des défauts pour la synthèse des observateurs

V-2-2-1) Pour la machine

Pour la synthèse des observateurs, nous avons besoin d'intégrer dans ces modèles des termes permettant de rendre compte des défauts, [13]. Cependant, afin de pouvoir utiliser des observateurs linéaires, les défauts considérés doivent être modélisés de manière additive. Cela nous impose de considérer uniquement des variations de résistance dans la matrice A de l'équation d'état, qui s'écrit alors sous la forme :

$$A_d = A_s + \Delta A \dots \dots \dots (V-16)$$

Avec :

- A_d : matrice d'état avec le défaut
- A_s : matrice d'état sans défaut
- ΔA : matrice traduisant l'effet du défaut considéré.

Les autres matrices sont donc inchangées. Par la suite, les matrices de défauts proposées sont établies à partir du modèle de la machine dans le référentiel de Park.

Pour un changement ΔR_r de la résistance R_r , la matrice de défaut s'écrit :

$$\Delta A_R = \begin{bmatrix} 0 & 0 & M_{sr} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & M_{sr} \\ 0 & 0 & -L_s & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -L_s \end{bmatrix} \Delta R_r \dots\dots\dots (V-17)$$

Pour un changement ΔR_s de la résistance R_s , on trouve la matrice défaut correspondante :

$$\Delta A_s = \begin{bmatrix} -L_r & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -L_r & 0 & 0 \\ M_{sr} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & M_{sr} & 0 & 0 \end{bmatrix} \Delta R_s \dots\dots\dots (V-18)$$

V-2-2-2) Pour les capteurs

Le défaut réel conduit, dans le référentiel de Park, à des changements des valeurs i_{ds} et i_{qs} qui comportent des composantes continue et alternative.

On représente le défaut sous la forme suivante :

$$Y_d = Y + \Delta I \dots\dots\dots (V-19)$$

Avec :

Y_d : Vecteur de sortie avec le défaut ;

Y : Vecteur de sortie sans défaut ;

ΔI : Vecteur traduisant l'effet du défaut capteur.

Où :

$$\Delta I = \begin{bmatrix} \Delta i_{ds} \\ \Delta i_{qs} \end{bmatrix} \dots\dots\dots (V-20)$$

V-2-2-3) Pour l'onduleur

On représente le défaut sous la forme additive suivante :

$$U_d = U + \Delta U \dots\dots\dots (V-21)$$

Avec :

U_d : Vecteur d'entrée avec le défaut ;

U : Vecteur d'entrée sans défaut ;

ΔU : Vecteur traduisant l'effet du défaut capteur.

Où :

$$\Delta U = \begin{bmatrix} \Delta U_{ds} \\ \Delta U_{qs} \end{bmatrix} \dots\dots\dots (V-22)$$

V-3) Observateur de Luenberger

Le problème d'observateur de Luenberger consiste à estimer une combinaison linéaire des variables d'état X du système à savoir : $Z= TX$; où T est une matrice régulière.

La structure de cet observateur est donnée par :

$$\dot{\hat{z}} = N \hat{z} + M u + G y \dots\dots\dots(V-23)$$

La dérivée de l'erreur d'observation vérifie :

$$\dot{e} = \dot{\hat{z}} - \dot{z} = \dot{\hat{z}} - T \dot{x} \dots\dots\dots(V-24)$$

$$\dot{e} = N \hat{z} + M u + G y - T \dot{x} \dots\dots\dots(V-25)$$

$$\dot{e} = N \hat{z} + M u + G y - T [Ax + Bu + E_d d + E_f f] \dots\dots\dots(V-26)$$

$$\dot{e} = N T \hat{x} + M u + G y - T A x - T B u - T E_d d - T E_f f \dots\dots\dots(V-27)$$

$$\dot{e} = N T \hat{x} + M u + G C x + G D u + G F_d d + G F_f f - T A x - T B u - T E_d d - T E_f f \dots(V-28)$$

$$\dot{e} = N T \hat{x} + (G C - T A)x + (M + G D - T B)u + (G F_d - T E_d)d + (G F_f - T E_f)f \dots(V-29)$$

Pour que l'erreur d'observation converge asymptotiquement vers zéro en l'absence de défauts f mais quelles que soient les perturbations d , il suffit que les matrices de l'observateur soient solutions de système :

$$N T = T A - G C \dots\dots\dots(V-30)$$

$$M = T B - G D \dots\dots\dots(V-31)$$

$$G F_d - T E_d = 0 \dots\dots\dots(V-32)$$

Dans ce cas on a $\dot{e} = N e$. La matrice N , représentant la dynamique de l'erreur de l'observation, doit être stable. La résolution de ce système dépend de la modélisation de procédé et des contraintes de conception (choix du nombre de variable observées égale dimension (T), par exemple) qu'on se fixe afin de choisir une solution parmi celles possibles.

Le type d'observateur qui en résulte dépend de ces critères de synthèse ainsi :

- Si on ignore les perturbations d , le modèle est simplifié car E_d et F_d n'ont pas lieu d'être. Dans ce cas, le système à résoudre est celui qui permet de construire un observateur de Luenberger.

$$N T = T A - G C \dots\dots\dots(V-33)$$

$$M = T B - G D \dots\dots\dots(V-34)$$

- Si en plus, on se limite à observer directement l'état de système, nous avons $T = I$ (matrice identité) et l'observateur prend la forme d'un observateur de Kalman :

$$N = A - GC \dots \dots \dots (V-35)$$

$$M = B - GD \dots \dots \dots (V-36)$$

- Si la matrice de bouclage G est nulle ($G = 0$: système ouvert), l'observateur se réduit au modèle parallèle. [16]

V-4) Synthèse d'un observateur de Luenberger pour le diagnostic

Cette souplesse dans le choix des paramètres peut permettre de s'affranchir de l'influence de certaines entrées perturbatrices du système, améliorant ainsi la robustesse des résidus vis-à-vis de celles-ci. Les observateurs ont été utilisés initialement pour estimer les variables d'état non mesurables d'un procédé à des fins de commande. En diagnostic, on recherche des relations de redondance afin de pouvoir comparer les grandeurs issues de modèle à celles issues des mesures du procédé. Non seulement on ne veut observer que des variables accessibles par la mesure (les autres n'apportent, a priori, aucune redondance) mais, en plus, la signification physique des grandeurs observées importe peu car l'important est de générer des grandeurs de comparaisons sensibles aux défaillances considérées.

On veut observer des combinaisons linéaires de l'état qui sera, en l'absence de défaut, identiques à leurs homologues reconstituées à partir des entrées et sorties du procédé. Les grandeurs de comparaison qui sont des résidus s'expriment en fonction de u et y et des variables observées :

$$r(t) = P \hat{z}(t) + Uu(t) + Ky(t) \dots \dots \dots (V-37)$$

La seule contrainte que nous impose le diagnostic est que le résidu soit nul en l'absence de défauts et ce, quelles que soient les perturbations. Par contre, en présence de défaut, le résidu doit être affecté, c'est-à-dire, doit être non nul. La résolution des équations de l'observateur est contrainte par l'équation du résidu :

$$r(t) = P \hat{z}(t) + Uu(t) + Ky(t) \dots \dots \dots (V-38)$$

$$r(t) = P \hat{z}(t) + KCx(t) + Uu(t) + KDu(t) + KF_f f(t) \dots \dots \dots (V-39)$$

Pour que le résidu converge vers 0 en l'absence de défauts et ce indépendamment de l'état et de l'entrée, sachant que l'erreur d'observation converge vers 0, il faut qu'on ait :

N stable
 $PT = -KC \dots \dots \dots (V-40)$

$U = -KD \dots \dots \dots (V-41)$

$KF_d = 0 \dots \dots \dots (V-42)$

Le système à résoudre pour la synthèse des paramètres de l'observateur devient :

- $NT = TA - GC$: Condition de convergence de l'erreur d'observation ;
- $M = TB - GD$: Condition de découplage de l'erreur d'observation e vis-à-vis des entrées connues u ;
- $GF_d - TE_d = 0$: Découplage de l'erreur d'observation vis-à-vis des entrées inconnues d ;
- $PT = -KC$: Couplage résidu-erreur d'observation ;
- $U = -KD$: Découplage des résidus vis-à-vis des entrées connues ;
- $KF_d = 0$: Découplage des résidus vis-à-vis des entrées inconnues.

Pour résoudre ce système, on procède comme suit :

- Etant donnée la matrice N de la dynamique de l'erreur d'observation, on résout l'équation de découplage de l'erreur d'observation vis-à-vis des perturbations d : $GF_d - TE_d = 0$ et l'équation résultante de la condition de convergence de l'erreur d'observation : $NT = TA - GC$ pour obtenir les deux matrices T et G ;
- Ayant assuré la convergence vers zéro de l'erreur d'observation, on se préoccupe maintenant du résidu en résolvant : $PT = -KC$;
- $KF_d = 0$ assure l'indépendance de résidu vis à vis des perturbations.
- On impose $U = -KD$ et $M = TB - GC$ pour compléter les équations de l'observateur.

Si nous vérifions ces contraintes de synthèse, alors l'erreur d'observation et le résidu deviennent :

$$\dot{e} = NT(\hat{x} - x) + (GF_f - TE_f)f \dots\dots\dots(V-43)$$

$$r = PT(\hat{x} - x) + KF_f f \dots\dots\dots(V-44)$$

C'est-à-dire que la dériver de l'erreur d'observation est soumise à l'influence des défauts via la matrice $(TE_f - GF_f)$, ce qui nous permet de connaître la sensibilité de l'erreur aux défauts. La sensibilité du résidu au défaut est définie par les coefficients de KF_f . a ce stade, les degrés de liberté restant sont utilisés pour fixer, dans la mesure du possible, la forme de $(TE_f - GF_f)$ et de KF_f . Cette dernière opération permet de fixer les gains entre le vecteur de défauts et le résidu.

[17]

V-5) Estimateur de Kalman

Le filtre de Kalman donne une réalisation de la valeur aléatoire $\hat{X}(t)$ représentant l'état du système $X(t)$ à l'instant t , qui minimise la variance a priori de l'erreur d'estimation. Connaissant le vecteur de mesure $Y(t) = (y_1, y_2, y_3, \dots, y_n)$. Pour cela il utilise un modèle stochastique d'un système d'ordre n défini par les équations d'observation et d'états suivantes :

$$\begin{cases} Y(t) = CX(t) + Du(t) + V(t) \\ \dot{X}(t) = AX(t) + Bu(t) + GW(t) \end{cases} \dots\dots\dots(V-45)$$

Où $u(t)$ et $Y(t)$ sont les signaux d'entrées et de sorties, $X(t)$ est le vecteur d'état du système, $W(t)$ et $V(t)$ sont les bruits d'état du système et de mesure des capteurs. Les matrices A, B, C, D et G sont de dimension appropriées.

Les bruits $W(t)$ et $V(t)$ sont généralement définis par leurs propriétés statistiques de la manière suivante :

$$\begin{cases} E[W(t)] = E[V(t)] = 0 \\ Var[W(t)] = Q \\ Var[V(t)] = R \\ Cov[W(t)V^T(t)] = S \end{cases} \dots\dots\dots(V-46)$$

Où $E[W(t)]$ et $E[V(t)]$ représente l'espérance mathématique c'est-à-dire la valeur moyenne de la variable considérée, $Var[W(t)]$ et $Var[V(t)]$ représente sa variance et $Cov[W(t)V^T(t)]$ représente sa covariance. [18]

Le problème de l'observation est de reconstruire tout ou une partie du vecteur d'état $X(t)$ lorsque toute ou une partie de ce vecteur d'état est non mesurable. Cette technique fait réduire le coût des systèmes d'entraînement et augmente leur fiabilité en utilisant moins de capteur. Dans le cas où une partie seulement du vecteur d'état est non mesurable, l'observateur est dit d'ordre réduit. L'observabilité d'un système définit la possibilité de mesure sur le système réel. Si un système est observable, il est possible de reconstruire son état à partir des mesures d'entrées et de sorties $u(t)$ et $T(t)$, connaissant les matrices A et C . l'intérêt de cette reconstruction est multiple, il consiste à obtenir certains composants du vecteur d'état pour lesquelles la mesure est difficile, impossible ou trop coûteuse.

L'observation des systèmes utilisant le filtre de Kalman consiste à estimer l'état du système stochastique modélisé par les relations (V-1) et (V-2) d'une manière récursive de façon à être mis en œuvre en temps réel. Dans sa version étendue, il permet d'estimer aussi les paramètres variables ou inconnus d'un système.

Dans ces conditions les équations de l'estimateur de Kalman sont les suivantes :

$$\left\{ \begin{aligned} \frac{d\hat{X}}{dt} &= A\hat{X}(t) + Bu(t) + K(t)[Y(t) - \hat{Y}(t)] \\ \hat{Y}(t) &= C\hat{X}(t) + Du(t) \\ K(t) &= [AP(t)C^T + S][CP(t)C^T + R]^{-1} \\ \frac{dP(t)}{dt} &= AP(t)A^T + Q - K(t)[CP(t)A^T + S^T] \end{aligned} \right. \dots\dots\dots(V-47)$$

Où $K(t)$ est le gain du filtre, $P(t)$ la matrice de variance de l'erreur d'estimation. Q , R et S sont les matrices variances des bruits d'état, de mesure et d'intercorrélation des bruits d'état et de mesure. L'inconvénient du filtre de Kalman c'est qu'il nécessite la connaissance a priori des propriétés statistiques des bruits. [18]

V-6) Conclusion

Le principe fondamental des méthodes de génération des résidus à l'aide d'observateur est de reconstruire la sortie du système à partir des données accessibles sur le procédé puis de comparer cette estimation à la valeur réelle de la sortie. En absence de défauts, la différence entre la sortie estimée et la sortie réelle appelé résidu, converge vers zéro. Dès qu'un défaut apparaisse, cette différence n'est plus égale à zéro.

Cette méthode est limitée à cause les inconvénients suivants :[3]

- Ces estimations ne sont pas robustes par rapport aux variations d'autres paramètres.
- L'estimation de la résistance stator n'est valable qu'on régime transitoire et à basse vitesse si on se limite à un développement d'ordre 1.
- L'estimation de la l'inductance magnétisante est impossible en régime permanent.
- On ne peut pas localiser le défaut avec cette méthode.

Pour compléter cette méthode d'analyse il faut comprendre l'analyse spectrale qui fera l'objet du prochain chapitre.

CHAPITRE : VI

APPLICATION DE L'ANALYSE SPECTRALE

VI) Application de l'analyse spectrale

VI-1) Introduction

L'analyse spectrale est utilisée depuis de nombreuses années pour détecter des défaillances dans les machines électriques, essentiellement les ruptures de barres au rotor des machines asynchrones, la dégradation des roulements, les excentricités et les courts circuits dans les bobinages. Ces cas se prêtent bien à cette approche dans la mesure où de nombreux phénomènes se traduisent par l'apparition de fréquences directement liées à la vitesse de rotation ou à des multiples de la fréquence d'alimentation. La surveillance par analyse spectrale de la machine asynchrone consiste donc à effectuer une simple transformée de Fourier des grandeurs affectées par le défaut, et à visualiser les fréquences parasites constituant la signature d'un défaut dans la machine. [19]

VI-2) Champs d'application des méthodes de diagnostic

Cette partie présente une synthèse des signatures des défauts. Nous présentons dans ce qui suit les défauts étudiés à partir des méthodes à base de connaissances a priori et des méthodes de diagnostic sans connaissance a priori.

*Méthodes de diagnostic à base de connaissance a priori, les défauts étudiés sont :

- Ruptures de barres ou de portions d'anneaux au rotor ;
- Excentricité statique et dynamique ;
- Réduction de spires ou court-circuit entre spires au stator.

*Méthodes de diagnostic sans connaissance a priori, les défauts étudiés sont :

- Ruptures de barres ou de portions d'anneaux au rotor ;
- Excentricité statique et dynamique ;
- Défaillance des paliers :
 - Désalignement de l'arbre ;
 - Flexion de l'arbre ;
 - Défauts sur les bagues externes de roulements ;
 - défauts sur les bagues internes de roulements.
- Court-circuit entre spires au stator.

Enfin nous reprenons dans les tableaux suivants les signaux ainsi que les paramètres de la machine asynchrone qui méritent d'être pris en compte pour détecter, identifier ou localiser les défauts précédemment cités [10].

IV-3) Simulation du moteur asynchrone à cage

Si on prendre les données de mesure du courant statorique obtenu au laboratoire de GRENOBLE, ou on a utilisé deux moteurs avec deux défauts différents. Les moteurs sont du type LS90 de 1.1 KW. à deux paires de pôles, conçue par Moteurs Leroy Somer pour les besoins expérimentaux. On note que ces résultats sont obtenus a partir d'un moteur alimenté par un onduleur donnant une fréquence de 21 HZ comme fréquence d'alimentation et pendant le régime permanent.

Ses caractéristiques détaillées sont données par la table suivante :

Paramètres	La valeur
- Constructeur	Moteurs Leroy Somer (France)
- Puissance	1.1 kW
- Tension nominale	400/230 V
- Courant nominal	2.6/4.3A
- cos(φ)	0.85/0.82
- Vitesse nominale	1425tr/min
- Nombre de paires de pôles	2
- Nombre d'encoches statoriques	48
- Nombre de barres au rotor	28
- Nombre de spires par phase	464

IV-3-1) Simulation du moteur avec un défaut d'excentricité dynamique

La variation de la longueur de l'entrefer entraîne des variations dans la densité du flux d'entrefer. Les enroulements statoriques sont électriquement affectés. On retrouve alors ces effets dans le spectre des courants :

$$f_{exc} = f_s \left[1 \pm n \frac{1-g}{p} \right] \dots\dots\dots(IV-1)$$

On distingue généralement trois cas d'excentricité :

- L'excentricité statique, le rotor est déplacé du centre de l'alésage stator mais tourne toujours autour de son axe ;
- L'excentricité dynamique, le rotor est positionné au centre de l'alésage mais ne tourne plus autour de son axe ;

-L'excentricité qu'on pourrait qualifier de globale, associant les deux cas précédemment cités.

On peut représenter l'excentricité statique et dynamique de la manière suivant :

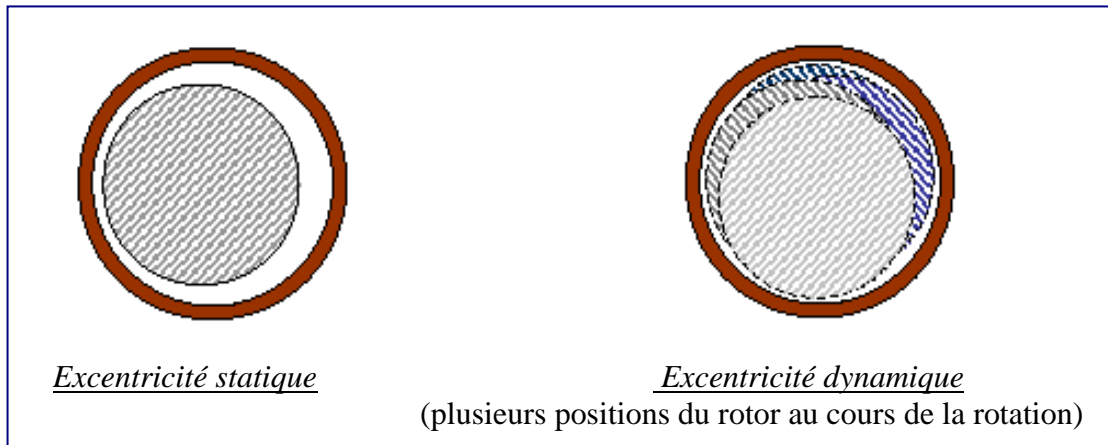


Fig.IV.1 : Représentation de l'excentricité statique et dynamique [10]

Les causes peuvent être le positionnement incorrect des paliers lors de l'assemblage, l'usure des paliers ou la torsion de l'arbre. Mais le plus important est l'identification du type d'excentricité qui est possible par la visualisation, dans le spectre des courants de phase, des composantes fréquentielles suivantes :

- Pour l'excentricité statique :

$$f_{exc} = f_s \left[1 \pm \frac{n \cdot N_r (1 - g)}{p} \right] \dots \dots \dots (IV-2)$$

- Pour l'excentricité dynamique :

$$f_{exc} = f_s [1 \pm 2n(1 - g)] \dots \dots \dots (IV-3)$$

- Pour le désalignement :

$$f_{exc} = f_s \left[1 \pm \frac{n \cdot (1 - g)}{p} \right] \dots \dots \dots (IV-4)$$

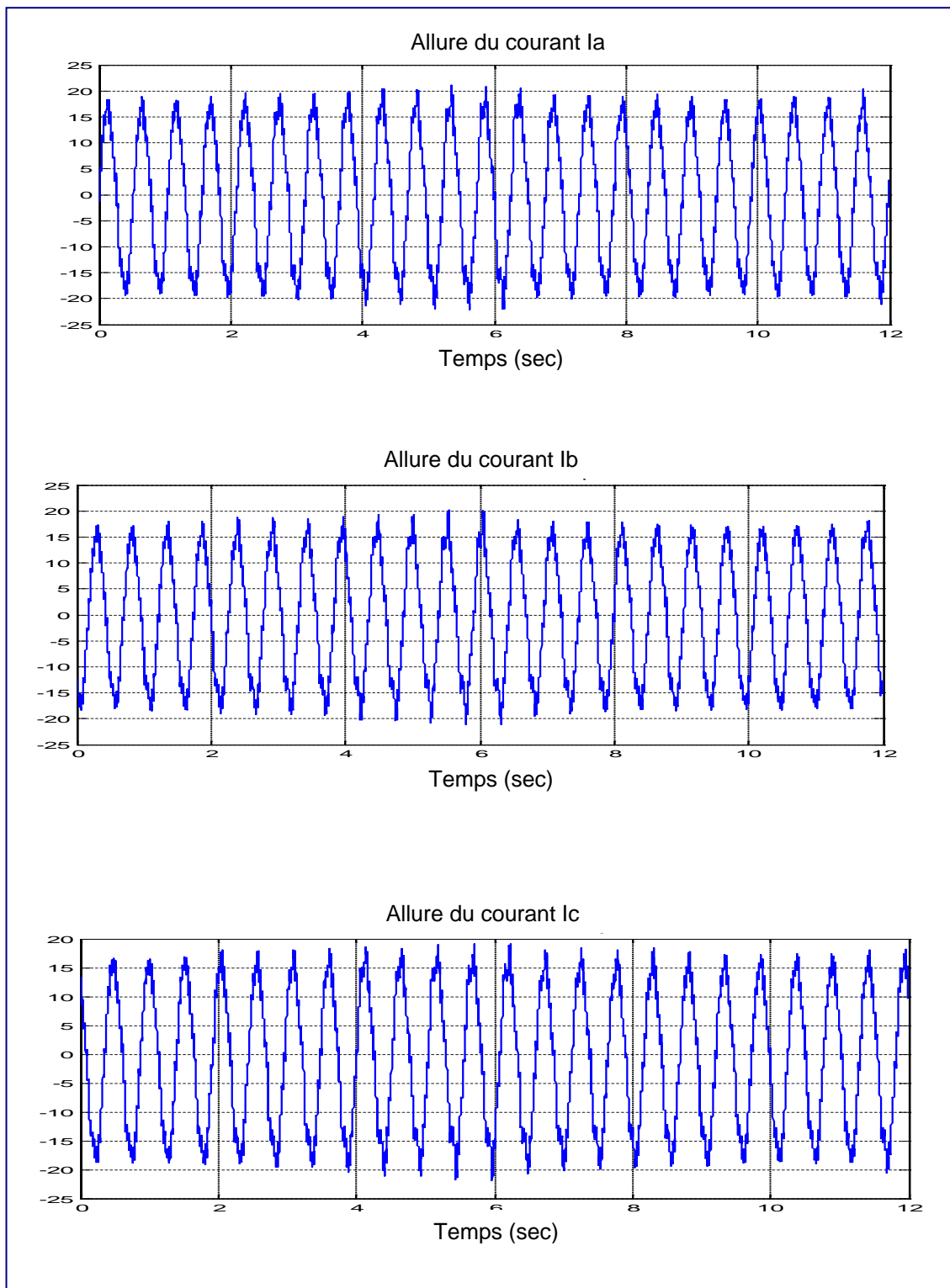


Fig.IV.2: Allure du courant statorique d'un moteur défaillant (désalignement)

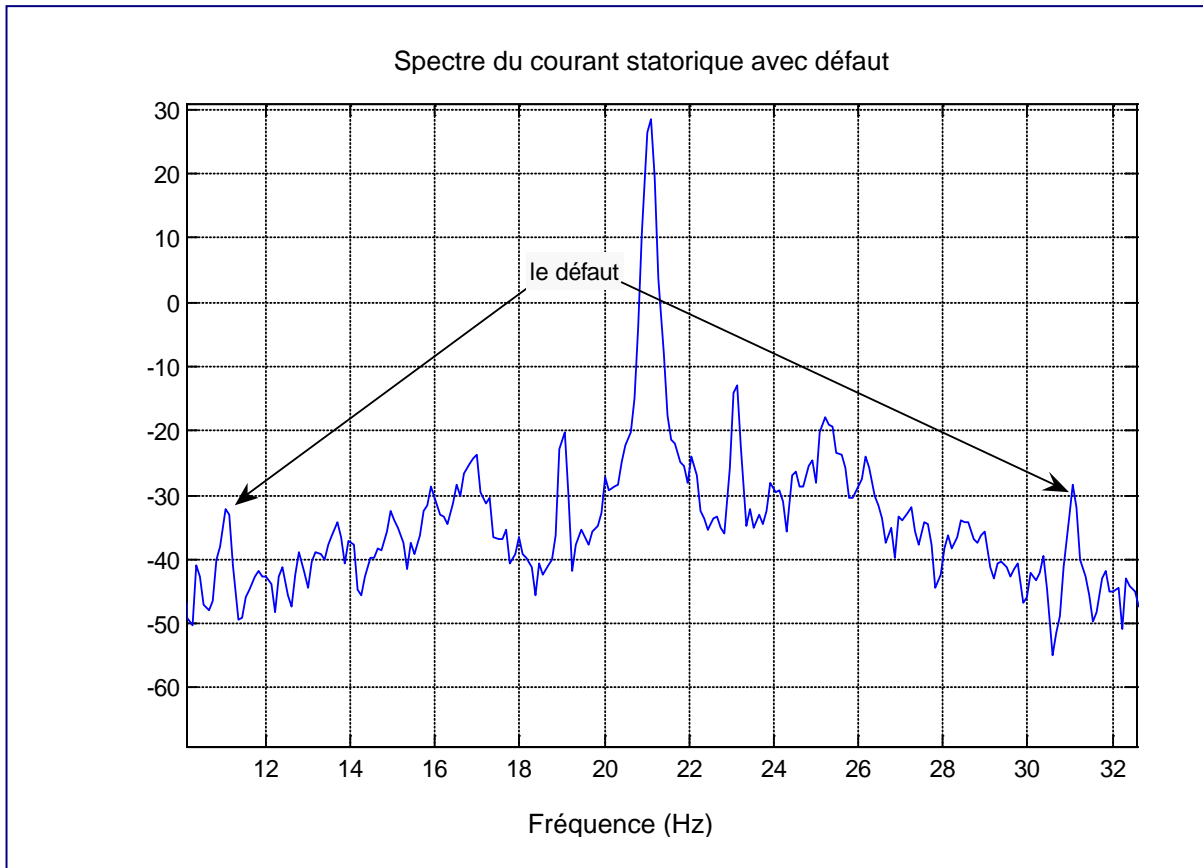


Fig.IV.3: Spectre du courant statorique d'un moteur défaillant (désalignement)

Discussion des résultats

Calcul de fréquence de l'apparition des défauts d'après le tableau de R.casimir

$$g = \frac{f_s - Pf_r}{f_s} = \frac{21 - 2(10)}{21} = 0.0476$$

$$f_{exc1} = f_s \left[1 \pm \frac{n \cdot (1 - g)}{p} \right] = 21 \left[1 - \frac{(1 - 0.0476)}{2} \right] = 10.9998hz$$

$$f_{exc2} = f_s \left[1 \pm \frac{n \cdot (1 - g)}{p} \right] = 21 \left[1 + \frac{(1 - 0.0476)}{2} \right] = 31.0002hz$$

si on compare ces résultats a d'autre travaux tel que R.casimir . nous remarquons que ce résultats concordent avec le tableau développée par l'auteur ce qui confirme les bon résultats obtenu, dans ce travail.

IV-3-2) Simulation du moteur avec rupture du barre ou de portion d'anneaux

La rupture de barres provoque un déséquilibre du courant entre les barres du rotor, pour un moteur sain les barres entraînent une répartition symétrique des lignes de flux autour de chaque pôle. L'absence de courants dans les barres cassées annule leur participation à la création du flux.

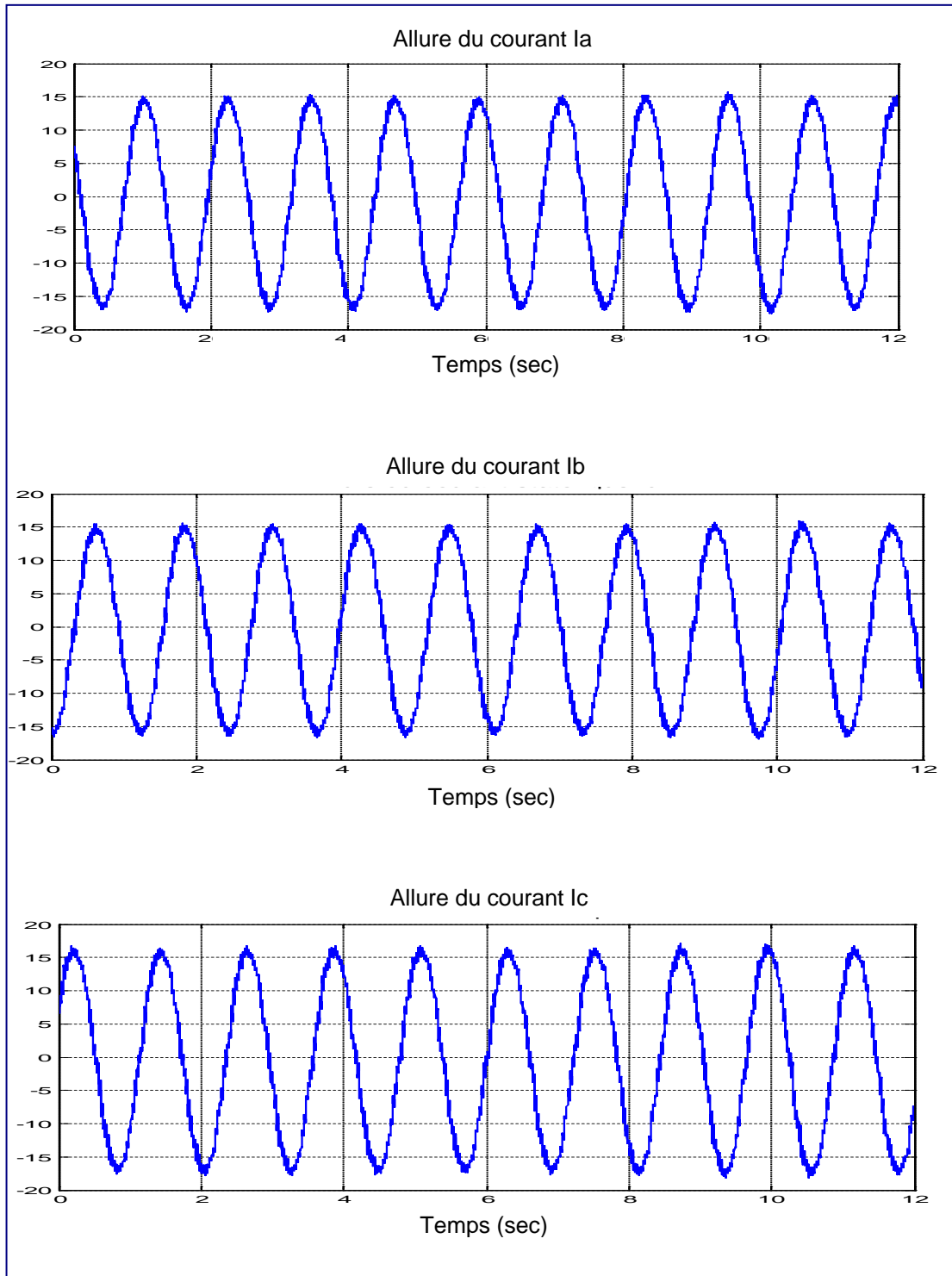


Fig.IV.4 : Allure du courant statorique d'un moteur défaillant (rupture d'une barre)

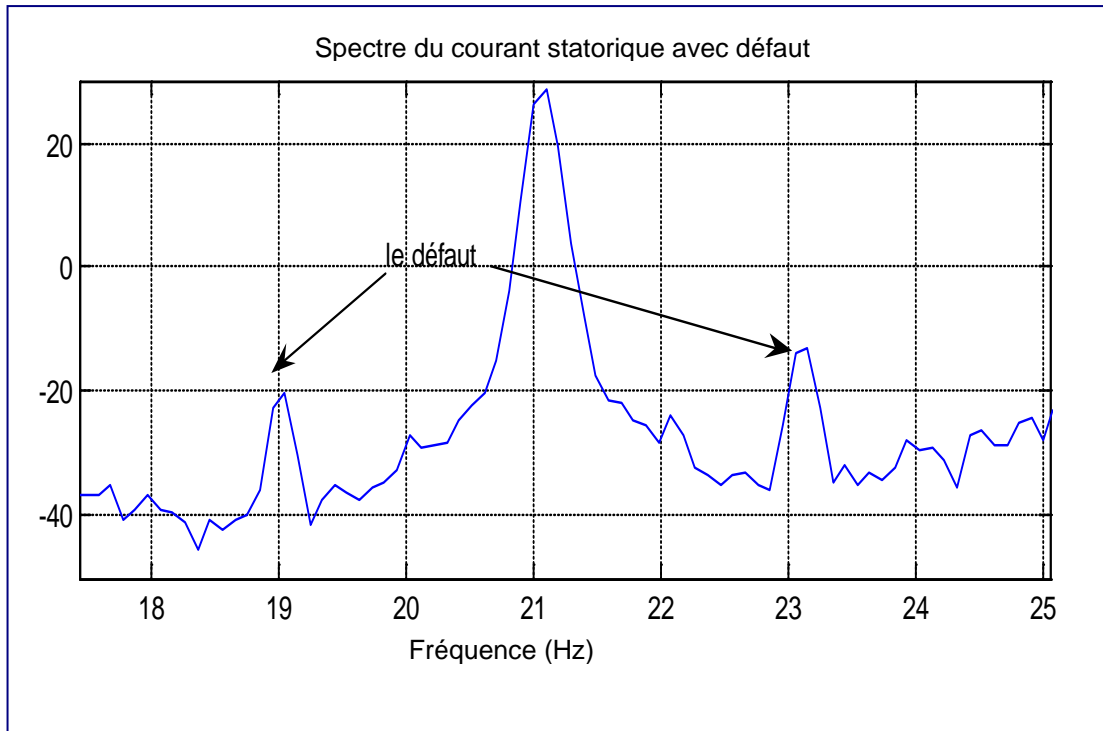


Fig.IV.5 : *Spectre du courant statorique d'un moteur défaillant (rupture de barre)*

- Discussion des résultats

Une analyse spectrale du courant statorique fait apparaître les composantes latérales par rapport au fondamental à 19.00hz et à 23.00hz correspondantes à $f_s (1 \pm 2g)$. on appliquant cette résultat a notre cas nous obtenons les résultats suivants :

$$F_{rup.b1} = f_s(1 - 2g) = 21(1 - 2 \cdot 0.0476) = 19.0008 \text{hz}$$

$$F_{rup.b2} = f_s(1 + 2g) = 21(1 + 2 \cdot 0.0476) = 22.9992 \text{hz}$$

Ces deux fréquences apparaissent sur le spectre du courant statorique.

VI-4) Conclusion

Les procédures de surveillance de fonctionnement sont généralement orientées vers des défaillances spécifiques intervenant sur l'une des trois parties de la machine : le stator, le rotor ou les paliers.

Pour extraire de manière précise les informations relatives aux défauts les recherches ont été particulièrement dirigées vers le spectre des courants statoriques pour deux raisons. Les courants sont faciles à mesurer, ils fournissent des informations sur de nombreux défauts. Les résultats obtenues sont en concordera avec les résultats obtenues par d'autre chercheurs.

Type de défaut	Signaux et signatures				Variation Des paramètres	Méthode de diagnostic		Observation
	courant	couple	vibrations	flux		A M	SM	
Rupture de barres Ou de Portions D'anneaux	$f=f_s (1\pm 2g)$ $F_{enc} \pm 2n f_s \pm 2g f_s$	Fréquence d'encoches sur Cem : $f_{sb} = f_s \left[\frac{N_s(1-g)}{p} \pm n \right] \pm 2g f_s$	$f_r \pm 2g f_s$ $F_{enc} \pm 2n f_s \pm 2g f_s$	Flux axial : f_s $f_s (2g-1)$ $f_s (3-2g)$ $f_s (4g-3)$ $f_s (5-4g)$ $f_s (6g-5)$ $f_s (7-6g)$ $f_s (8g-7)$	Détection : Rs diminue Rr augmente Lr diminue Lf diminue $f^* \ll f_s$			*fréquence des résidus de comparaison entre paramètres réels et estimés Rs : résistance totale de l'enroulement stator
Excentricité : - statique - dynamique - globale	- Statique : $f_{exc} = f_s \left[1 \pm \frac{N_s(1-g)}{p} \right]$ - Dynamique : $f_{exc} = (N_r f_r + f_s) \pm f_r$ - globale : $f_{exc} = f_s \left[1 \pm n \frac{(1-g)}{p} \right]$	Analyse du couple utile : $f_{cu} = n \left[1 - \frac{(1+g)}{p} \right] f_s$	Exc.ststique : 2 f_s ou des Composantes à : k $f_r \pm f_s$ Exc dynamique : $f_r \pm 2g f_s$ ou f_r					Augmentation des deux premiers harmoniques du couple électromagnétique observé
Méthode de diagnostic	AM							
	SM							

Tableau.1 : Synthèse des signatures des défauts

Type de défaut	Signaux et signatures				Variation Des paramètres	Méthode de diagnostic		Observation
	courant	couple	vibrations	flux		A M	SM	
Défaillance des paliers	$f_{pal} = f_s \pm n f_{i,e}$ avec : $f_e = 0.4 n_b f_r$ $f_i = 0.6 n_b f_r$		Bague externes $n f_e$ Bagues interne $f_i \pm k f_r$					AM : avec modèle SM : sans modèle
Désalignement	$f_s \pm k f_r$		f_r et $2 f_r$ Principalement					On parle de désalignement : - parallèle et/ou angulaire - des paliers - de l'arbre (torsion)
Court circuit entre spires au stator				Flux axial : $k f_s \pm k f_r$ altération possible du flux stator	Détection : Rs diminue Rr augmente Lr diminue Lf diminue $f^* = n f_s$ augmentation des paramètres du vecteur $\lambda_0 = [a \ b \ c \ d \ \alpha]$			K=1, 3, 5... n= 1, 2, 3, ..n≠2p - localisation * Rsa et Lsa augmentent si le défaut sur la phase a. * fréquence des résidus de comparaison entre paramètres réels et estimés * a, b, c, d fonction des paramètres de park.
Méthode de diagnostic	AM							
	SM							

Tableau. 2 : Synthèse des signatures des défauts (suite)

CONCLUSION

GENERALE

Conclusion générale :

Les entraînements électriques nécessitent une détection rapide et précoce de leurs défaillances, à cause de leurs utilisations fréquentes dans diverses applications. Le travail présenté dans ce mémoire expose l'apport des méthodes de modélisation des signaux au diagnostic des défauts des machines asynchrones.

Pour aborder l'étude, nous avons établi un état de l'art des défauts pouvant intervenir dans la machine asynchrone et des méthodes classiques permettant de les identifier. Nous avons présentés le système d'entraînement électrique c'est-à-dire la machine asynchrone et l'onduleur de tension, pour avoir les points du fonctionnement du système, et la connaissance des différentes parties de la machine électrique permettra d'assurer une bonne maintenance et éviter les arrêts de l'installation.

La modélisation des machines électrique qui est présenté dans cette thèse permettra de faciliter la simulation des machines asynchrone dans l'objet de présenter graphiquement le spectre du moteur sain. Une perturbation peut apparaître dans le spectre ce qui influx sur le couple et la charge du moteur, dans ce cas il faut faire une bonne surveillance pour remettre notre système à l'état normal.

Plusieurs méthodes sont utilisées dans le domaine de diagnostic, parmi ces méthodes, nous avons trouvé la méthode d'estimation paramétrique. Cette méthode basée sur la détermination des grandeurs non mesurées à partir de la mesure des autres grandeurs disponible. Et d'après la recherche bibliographique, nous avons conclu que la méthode est limité malgré de sa sensibilité au défaut.

Cette approche a permis d'étudier l'influence d'un défaut rotorique sur le comportement dynamique de la machine asynchrone. Nous avons montré que l'analyse des composantes créées par les harmoniques d'espace dans le spectre fréquentiel du courant statorique permettait de différencier un défaut rotorique d'un défaut mécanique ou électrique.

L'application de l'analyse spectrale sur des moteurs qui présente deux types de défauts qui sont le désalignement et la rupture d'une barre, présentent des pics dans les spectres de courant, dont la fréquence est liée à la fréquence fondamentale, comme cela est configuré dans les tableaux (Tab.IV.1, Tab.IV.2).

Dans ce travail nous avons envisagé deux défauts :

- 1- Désalignement ;
- 2- Cassure de barre.

Nous recommandons de d'élargie ce travail à d'autre défaut tel que :

- Cassure des plusieurs barres, défaut de bobinage dans le stator et variation de la tension et la fréquence d'alimentation.

- Utilisation de l'analyse de la puissance au lieu du courant statorique pour le diagnostic.

Référence et Bibliographie

Référence et bibliographie :

Référence:

- [1]: J.R Cameron, W.T Thomason, A.B Dow « Vibration and current monitoring for detecting airgap Eccentricity in large induction motors », IEEE proceedings vol 133, Pt.B, N°3. May 1986.
- [2]: P.Vas « Electrical machines and drives, a space vector theory approach», Oxford university Press, New York, USA 1992.
- [3] : Bertrand Raisons « Détection et localisation de défaillances sur un entraînement électrique », Thèse de doctorat de l'Institut National Polytechnique de Grenoble, 2000.
- [4] : Boumous Zohier « Analyse et diagnostic des défaut dans l'ensemble onduleur- moteur asynchrone à cage d'écureuil par les réseaux de neurones » mémoire du Magister en électrotechnique option commande électrique, 2001, université Badji Mokhtar, Annaba, Alger ;
- [5] :H.Jaco Aimé « Modélisation des moteurs asynchrones triphasés en régime transitoire avec saturation et harmoniques d'espace » Thèse de doctorat, 1997, Lyon, France.
- [6] : M.Kostenko et L.Piotrovski « Machine électrique » traduction française, Editions Mir 1979.
- [7] : Schaeffer Emmanuel « Diagnostic des machines asynchrones : modèles et outils paramétriques dédiés à la simulation et à la détection de défauts » thèse de doctorat décembre 1999, l'École Centrale de Nantes;
- [8] : Michel Poloujadoff « Machines asynchrones ; Régimes quelconques » Technique de l'ingénieur D 3485;
- [9] : Maxime Dessoude « Moteurs asynchrones ; Choix et problèmes connexes» Technique de l'ingénieur D3490;
- [10] :R.Casimir « Diagnostic des défauts des machines asynchrones par reconnaissance des formes » ; N°d'ordre : E.C.L 2000 3-40 ; Année 2003;
- [11] : Constern-Sünke Berendsen “ Méthodes de diagnostic dans la partie commande des associations convertisseurs- machines tournantes”, thèse de doctorat de l'Institut National Polytechnique de Grenoble, 1992.
- [12]: B.Raison, G.Rostaing, J.P.Rognon “Signal processing tools for monitoring induction drive” IECON Annual Conference Meeting proceedings San Jose, Californie, Vol .3, pp.1198-1203, 1999.

[13]: Gabriel Buche « Commande vectoriel de machine asynchrone en environnement temps réel Matlab/Simulink » mémoire d'ingénieur CNAM 2001;

[14] : [O'Donnell, 85] P.O'Donnell, "Report of large reliability survey of industrial and commercial installations, part 1", IEEE Transaction, On Industry Application, vol IA 21) N°4, july/august 1985 pp 853-864.

[15]: Berendsen, C.S « Méthode de diagnostic dans la partie commande des associations convertisseurs-machines tournantes » Thèse de Doctorat I.N.P.G, 1993 ;

[16]: Abdelhamid Merzhoud « Détection et localisation de pannes dans les systèmes de commande : Approche par observateurs de Luenberger » Mémoire du Magister en automatique, décembre 2000, Ecole Nationale Polytechnique.

[17]: P.M.Frank « Application of fuzzy logic to process supervision and fault diagnosi » SAFEPROCESS France 1994.

[18]: gertler, J. « fault detection and isolation using party relations", control eng practice 1997.

Bibliographie:

1- R. Chevalier « Etat de l'art de la surveillance et du diagnostic des machines tournantes à EDF » communication présentée le 18 octobre 2000 à la table ronde, organisée par l'AFTPP sur le comportement dynamique des machines tournantes;

2- R.Casimir « Diagnostic des défauts des machines asynchrones par reconnaissance des formes » ; N°d'ordre : E.C.L 2000 3-40 ; Année 2003;

3- G.Didier H.Razik: « Sur la détection d'un défaut au rotor des moteurs asynchrones » publié dans la revue 3EI, N° 27de décembre 2001;

4- M.Kostenko et L.Piotrovski « Machine électrique » traduction française, Editions Mir 1979.

5- Schaeffer Emmanuel « Diagnostic des machines asynchrones : modèles et outils paramétriques dédiés à la simulation et à la détection de défauts » thèse de doctorat décembre 1999, l'École Centrale de Nantes;

6- Michel Poloujadoff « Machines asynchrones ; Régimes quelconques » Technique de l'ingénieur D 3485;

- 7- Maxime Dessoude « Moteurs asynchrones ; Choix et problèmes connexes » Technique de l'ingénieur D3490;
- 8- Tarek Boumegoura « Recherche de signature électromagnétique des défauts dans une machines asynchrone et synthèse d'observateurs en vue du diagnostic » N°d'ordre : E.C.L 2001-08 ; Année 2001;
- 9- IEEE Trans; « Report of large motor reliability survey of industrial and commercial installations, Part I and Part II » Application industrielle 1985;
- 10- Allianz « Présentation des avaries, machines électriques tournantes » cahier des préventions CP2 ; 1988;
- 11- O.V.Thorsen, M.Dalva « A survey of fault on induction motors in offshore oil industry, petrochemical industry, gas terminals, and oil refineries » application industrielle 1995;
- 12- O.V.Thorsen, M.Dalva « Condition monitoring methods, failure identification and analysis for high voltage motors in petrochemical industry » conference publication 1997;
- 13- Hubert Razik « le contenu spectral du courant absorbé par la machines asynchrone en cas de défaillance, un état de l'art » publié dans la revue 3EI, N° 29 juin 2002.
- 14- Patrick brunet « Introduction à la commande vectorielle des machines asynchrones » France 2001;
- 15- R. Casimir, E. Bouteleux, H. Yahoui, G. Clerc « Comparaison de plusieurs méthodes de modélisation et de diagnostic de la machine asynchrone en présence de défauts » EF'2003 ; France2003;
- 16- V. Devanneaux « Modélisation des machines asynchrones triphasées à cage d'écureuil en vue de la surveillance et du diagnostic » PHD dissertation, Institut National Polytechnique de Toulouse, France, Décembre 2002 ;
- 17- E. Schaeffer « Diagnostic des machines asynchrones: modèles et outils paramétriques dédiés à la simulation et à la détection de défauts » Thèse de doctorat, Université de Nantes, France 1999;
- 18- G. Ekwe « Modélisation et simulation numérique pour le diagnostic des machines électriques : une approche par le modèle interne à circuits équivalents » Thèse de doctorat de l'Université de Picardie Jules Verne, Octobre 2003;
- 19- M. Derrhi « Modélisation de la machine asynchrone par réseau de perméances, validation par le diagnostic » Thèse de doctorat de l'Université de Picardie Jules Verne, novembre 2000;

- 20-** G.Salles « Surveillance et diagnostic des défauts de la charge d'un entraînement par machine asynchrone » Thèse de doctorat, Université Claude Bernard-Lyon ; janvier 1997;
- 21-** G.Zwingelstein « diagnostic des défaillances » Hermès 1995;
- 22-** R.C.Kryter, H.D.Haynes « condition monitoring of machinery using motor current signature analysis » Sound and vibration, septembre 1989;
- 23-** C.Gasquet, P.Witowski « Analyse de Fourier et applications » Masson 1990;
- 24-** P.Flandrin « Temps Fréquence » traité des nouvelles technologies, Edition Hermès 1993;
- 25-** J.Jianguo, Z.Zhiping, S.Pengshang,W.Xiangheng « Time frequency spectrum (TSF) of line current during starting process-A tool for diagnosing failure of induction motor » ICEM92, Manchester United Kingdom, September 1992;
- 26-** M.Khelif « Contribution à l'étude et la prédiction des défauts de vieillissement par fatigue thermique des composants d'électronique de puissance » Thèse de doctorat, Ecole de Lyon 1994 ;
- 27-** E.Schaeffer « Diagnostic des machines asynchrones : Modèles et outils paramétriques dédiés à la simulation et à la détection de défauts » Thèse de doctorat ; Université de Nantes ; décembre 1999;
- 28-** D.Brulé « Surveillance et diagnostic des machines tournantes » Rapport de DEA, Ecole centrale de Lyon, septembre 2000;