

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE
Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique

Université Mouloud Mammeri de Tizi-Ouzou
Faculté de Génie Electrique et de l'informatique
Département d'Electrotechnique



Mémoire
De fin d'étude

En vue de l'obtention de diplôme d'ingénieur d'Etat en électrotechnique
Option : Machines électriques

Thème

**Modélisation fine multi-spires de la machine asynchrone
en vue de sa simulation en régime sain et de défauts
de courts-circuits entre spires**

Proposé et dirigé par :
Promoteur : M^r. M'hemed Rachek

Présenté par :
M^r. MESSAOUDI Yacine
M^r. OUKACINE Belkacem

Promotion :
2007 - 2008

Remerciements

On tient à remercier particulièrement Monsieur RACHÈK . M'hemed, qui nous a tout particulièrement proposé d'effectuer un projet de fin d'étude, pour lequel il a fait montrer d'une disponibilité de tous les instants et qui nous a fait profiter de sa large expérience tout au long de sa réalisation.

Nous remercions les membres de jury, qui nous ont fait l'honneur de participer au jugement de ce travail.

Par ailleurs, nos remerciements vont à l'ensemble de nos professeurs du génie Electrique, qu'ils veuillent bien trouver ici l'expression de nos sentiments les plus respectueux.

Un grand merci à toute nos familles, plus particulièrement à nos parents, pour nous avoir soutenu et aidé tout au long de nos études.

Nous tenons aussi à remercier vivement tous ceux qui nous ont aidé de près ou de loin à élaborer ce projet. À savoir les collègues de notre promotion et tout nos amis.

SOMMAIRE

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

CHAPITRE I : Etat de l'art sur le diagnostic des machines asynchrones

| | |
|--|----|
| I.1 Introduction | 03 |
| I.2 Constitution de la machine asynchrone | 03 |
| I.3 Principe de fonctionnement de la machine asynchrone | 05 |
| I.4 Les défaillances de la machine asynchrone (causes, effets) | 06 |
| I.4.1 Origines des défauts | 06 |
| I.4.2 Les défaillances de la machine | 07 |
| I.4.2.1 Les défauts d'ordre mécanique | 07 |
| I.4.2.2 Les défauts d'ordre électrique | 08 |
| I.5 Méthodes de diagnostic | 12 |
| I.5.1 Diagnostic des défauts par estimation paramétrique | 12 |
| I.5.2 Diagnostic des défauts par traitement du signal | 13 |
| I.5.3 Diagnostic des défauts par le suivi des grandeurs mesurables | 14 |
| I.5.3.1 Analyse des courants | 15 |
| I.5.3.2 Analyse des flux | 15 |
| I.5.3.3 Analyses vibratoires de la machine | 15 |
| I.5.4 Technique d'ouverture de phases statoriques | 16 |
| I.6 Conclusion | 17 |

CHAPITRE II : Modélisation multi-spines de la machine asynchrone par les circuits électriques magnétiquement couplés

| | |
|---|----|
| II.1 Introduction | 18 |
| II.2 Modélisation triphasée – triphasée | 18 |
| II.3 Modèle multi-spines de la machine asynchrone | 23 |

| | | |
|--------|---|----|
| II.3.1 | Hypothèses d'étude | 24 |
| II.3.2 | Méthodologie | 24 |
| II.3.3 | Modélisation du stator et du rotor | 26 |
| II.3.4 | Equations des tensions de spires | 26 |
| II.3.5 | Matrices de connexions | 34 |
| II.3.6 | Etablissement des équations différentielles indépendantes du système Complet .. | 36 |
| II.3.7 | Représentation d'état de la machine, de son alimentation et de la charge | 37 |
| II.4 | Modèle de simulation | 38 |
| II.5 | Conclusion | 39 |

CHAPITRE III : Modélisation multi-spores de la (MAS) en régime de défauts de courts-circuits au stator

| | | |
|---------|---|----|
| III.1 | Introduction | 40 |
| III. 2 | Modélisation de la machine asynchrone dans le repère triphasé avec défauts statoriques de type court-circuit entre spires | 40 |
| III.2.1 | La mise en équation de la machine asynchrone en présence de défaut | 41 |
| III.2.2 | Détermination des paramètres du bobinage statorique, rotorique et de la bobine en court-circuit | 42 |
| III.2.3 | Influences d'un défaut de court-circuit entre spires sur les schémas électriques .. | 44 |
| III.2.4 | Autres défauts..... | 46 |
| III.3 | Conclusion | 46 |

CHAPITRE IV : Simulation de la machine asynchrone

| | | |
|----------|---|----|
| IV.1 | Simulation de la machine asynchrone en régime sain | 47 |
| IV.1.1 | Introduction | 47 |
| IV.1.2 | Résultats de la simulation | 47 |
| IV.1.3 | Conclusion | 51 |
| IV.2 | Simulation de la machine asynchrone en présence de défauts | 52 |
| IV.2.1 | Introduction | 52 |
| IV.2.2 | Défaut du court-circuit entre spires d'une même phase statorique | 52 |
| IV.2.2.1 | Influence du court-circuit entre spires sur les grandeurs électriques et mécaniques | 52 |

| | | |
|---------------------------|--|----|
| IV.2.2.2 | Caractéristique des courants de phases statoriques en fonction du nombre de spires en court-circuit n_{cc} | 62 |
| IV.2.2.3 | Caractéristique des courants de phases rotoriques en fonction du nombre de spires en court-circuit n_{cc} | 63 |
| IV.2.2.4 | Caractéristique de la vitesse en fonction de n_{cc} | 64 |
| IV.3 | Défaut de court-circuit entre phases statoriques | 65 |
| IV.4 | Conclusion | 67 |
| Conclusion générale | | 68 |
| Annexe | | 69 |
| Bibliographie | | |

\

Introduction générale

Le diagnostic des machines électriques s'est fortement développé dans le monde industriel car la volonté d'obtenir une chaîne de production de plus en plus sûre devient pour certaines applications indispensable. Les chaînes de productions doivent être munies de systèmes de protection fiables, car une défaillance quelconque même la plus anodine, peut mener à un dommage matériel ou corporel inévitable. C'est pour éviter ce genre de problèmes que de nombreux chercheurs (électrotechniciens, automaticiens,...etc.) à travers le monde, travaillaient à ce jour dans le but d'élaborer des méthodes de diagnostics fiables et ouvertes aux utilisateurs. Celles-ci ont pour premier objectif de prévenir les utilisateurs d'un risque possible pouvant apparaître en un point particulier du système.

Notre travail s'attache sur le diagnostic des machines asynchrones triphasées. La croissance de ce type de machine électrique, essentiellement due à sa simplicité de construction, son faible coût d'achat et de fabrication, sa robustesse mécanique ou encore sa quasi-absence d'entretien, sans oublier le développement de l'électronique de puissance qui a joué un rôle prépondérant dans la commande de cette machine qui permet son utilisation dans les applications à vitesse variable.

Toutes ces qualités justifient le regain d'intérêt de l'industrie vis-à-vis de ce type de machine, actuellement, nous la trouvons dans tous les secteurs industriels, tels que l'aéronautique, la propulsion marine, les transports ferroviaires, les stations de pompes,....etc. A titre d'exemple, aux Etats-Unis, 70 millions de moteurs asynchrones sont fabriqués chaque année pour une population d'environ 300 millions de personnes. Donc il est clair que ces moteurs nous conduisent à porter une attention de plus en plus sérieuse sur leurs diagnostics. Ainsi on pourrait améliorer leurs fiabilités, donc augmenter leurs durées de vie.

En effet, l'apparition d'un défaut conduit le plus souvent à un arrêt irrémédiable de la machine asynchrone entraînant, ainsi, un coût de réparation non négligeable pour l'entreprise (cas des machines de fortes puissances) sans oublier les pertes de production. Par conséquent, il est recommandé de détecter de façon précoce une défaillance afin d'y remédier dans des délais brefs.

Le diagnostic des machines électriques nécessite un travail préalable de modélisation et de simulation des défauts c'est pour cette raison que nous avons élaboré un modèle fin de la machine asynchrone à rotor bobiné en adoptant une approche de type circuit électrique qui consiste à considérer les spires comme étant des circuits élémentaires couplés magnétiquement entre eux., les équations électriques sont posées pour chaque circuit élémentaire tout en tenant compte des effets des spires des autres enroulements. Par conséquent nous pouvons simuler la machine en présence de défauts de courts-circuits entre spires dans une phase statorique. La finalité étant d'avoir une estimation de l'augmentation du courant qui circule dans les phases et dans les spires en court-circuit. Ainsi que l'augmentation de la température qui risque d'entraîner la destruction en cascade des isolants.

Le mémoire est structuré en quatre chapitres :

Dans le premier chapitre, nous présentons la constitution de la machine asynchrone, son principe de fonctionnement et les défauts pouvant l'affecté, pour finir, nous citons quelques méthodes de diagnostic actuellement utilisées.

Le second chapitre, présente le modèle détaillé multi-spires de la machine asynchrone à rotor bobiné dédié à sa simulation en régime sain, tout en exposant la méthodologie suivie pour la conception du modèle.

Dans le troisième chapitre, nous introduisons le modèle multi-spires de la machine asynchrone en régime de défauts de courts-circuits au stator. Les équations caractérisant le court-circuit sont ajoutées au modèle sain.

Le quatrième et dernier chapitre est totalement consacré d'une part à la simulation de la machine asynchrone en régime sain et d'autre part à l'introduction des défauts de courts-circuits entre-spires, dont l'objectif étant de connaître leurs effets sur le fonctionnement et les grandeurs mesurables de la machine.

I.1 Introduction

Dans ce chapitre nous présentons la constitution de la machine asynchrone, son principe de fonctionnement, les défauts les plus fréquents qui peuvent l'affectés (défauts et leur causes) et pour finir, nous donnerons quelques méthodes de diagnostic actuellement appliquées sur les machines asynchrones.

I.2 Constitution de la machine asynchrone

Connaître la construction et les éléments constitutants de la machine asynchrone est fondamentale pour l'étude des défauts dans le cadre de son diagnostic. C'est pour cette raison, q'on se propose de donner les éléments les plus importants constituant la machine asynchrone, en général, elle se décompose en trois parties :

Le stator : partie fixe de la machine qui est connectée à l'alimentation.

Le rotor : partie tournante qui permet de mettre en rotation la charge mécanique.

Les paliers : parties mécaniques qui permettent la mise en rotation de l'arbre moteur.



Fig.I.1 Machine asynchrone démontée

I.2.1 Stator

Le stator comporte une carcasse en acier renfermant un empilage de tôles qui constituent un cylindre vide, ces tôles sont percées de trous à leurs périphéries intérieures, et généralement elles sont isolées entre elles par une couche de vernis afin de limiter la circulation des courants de Foucault, l'alignement de ces trous forme des encoches dans les quelles loge un bobinage triphasé. Les enroulements statoriques logés dans les encoches peuvent être insérés de manière imbriquée, ondulée, ou concentrique, comme ils peuvent être réalisés à une seule

couche ou à deux couches. L'isolation entre les enroulements électriques et les tôles d'acier s'effectue à l'aide de matériaux isolants de différents types suivant l'utilisation de la machine.

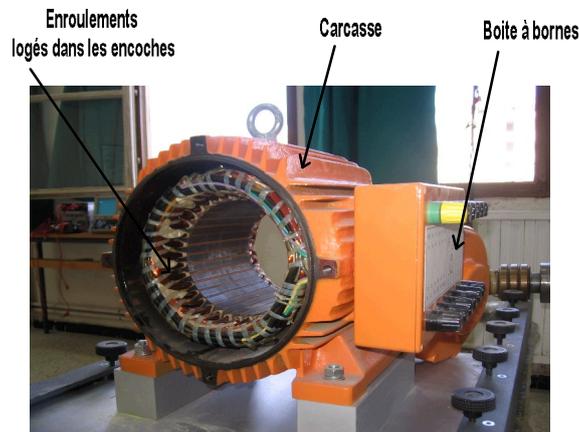


Fig.I.2 Stator d'une machine asynchrone

I.2.2 Rotor

Tout comme le stator, le circuit magnétique rotorique est constitué d'un empilement de tôles d'acier de même origine que celles utilisées pour la construction du stator, et très souvent, les encoches sont inclinées par rapport à l'axe de la machine pour diminuer l'effet des harmoniques et les bruits générés lors de l'accélération de la machine asynchrone. Il existe deux types de rotors ; le rotor à cage d'écureuil et le rotor bobiné.

Le circuit électrique du rotor à cage d'écureuil est constitué de barres de cuivre nues introduites dans les encoches ; ces barres sont soudées à chaque extrémité à deux anneaux qui les court-circuitent, l'ensemble ressemble à une cage d'écureuil d'où le nom du rotor à cage. Dans les moteurs de petites et moyennes puissances, les barres et les anneaux sont formés d'un seul bloc d'aluminium coulé.

Par contre le rotor bobiné comprend un bobinage triphasé, semblable à celui du stator, placé dans des encoches, il est composé de trois enroulements connectés en étoile, l'extrémité libre de chaque enroulement est reliée à une bague qui tourne avec l'arbre, ces bagues permettent par l'intermédiaire de trois balais, d'accéder aux trois phases rotoriques offrant la possibilité d'insérer des résistances extérieures en série avec chacun des trois enroulements lors du démarrage du moteur ; en fonctionnement normal, les trois phases sont court-circuitées.

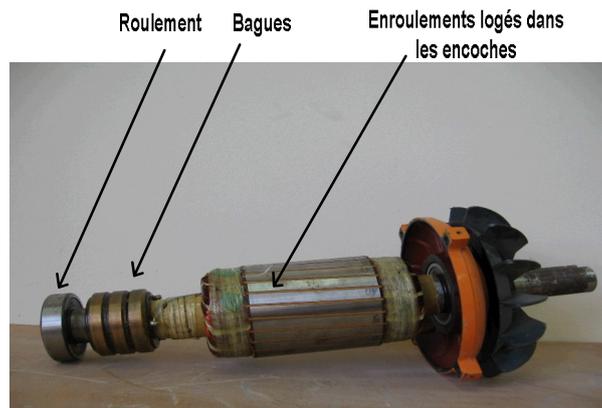


Fig.I.3 Rotor bobiné

I.2.3 Paliers

Les paliers permettent de supporter et de mettre en rotation l'arbre rotorique, ils sont constitués de flasques et de roulements à billes insérés à chaud sur l'arbre. Les flasques, moulés en fonte, sont fixés sur le carter statorique grâce à des boulons ou des tiges de serrage. L'ensemble de ces constituants forme la machine asynchrone.

I.3 Principe de fonctionnement de la machine asynchrone

Considérons un moteur asynchrone triphasé à l'arrêt, lorsque l'enroulement du stator est alimenté par un système de tensions triphasées équilibrées de pulsation ω_s , il se crée dans l'entrefer un champ d'induction magnétique tournant (théorème de Ferraris) à la vitesse angulaire $\Omega_s = \omega_s / p$, et comportant $2p$ pôles. En vertu de la loi de Faraday ce champ tournant induit dans les enroulements rotoriques des forces électromotrices triphasées (Fig.I.4) de pulsation $g\omega_s$. Etant donné que les enroulements rotoriques sont refermés sur eux-mêmes, il s'y développe des courants triphasés de pulsation $g\omega_s$. Les forces de Laplace qui en résultent exercent un couple sur le rotor. Selon la loi de Lenz les courants induits s'opposent par leurs effets à la cause qui leur a donné naissance.

Le rotor tourne et accélère dans le même sens que le champ tournant mais il n'atteint jamais la vitesse de synchronisme, si non l'enroulement rotorique (ou la cage rotorique) ne sera plus balayé par un champ tournant et il y aura disparition des courants induits, donc pas de force de Laplace et par conséquent il y'aura absence de couple moteur.

Les deux fréquences de rotation ne peuvent pas être en synchronisme d'où le nom de moteur asynchrone.

On définit les différentes vitesses par :

$$\Omega_s = \frac{2\pi \cdot f_s}{p} \quad \text{La vitesse de synchronisme en (tr/s).}$$

$$\Omega_r = (1 - g)\Omega_s \quad \text{La vitesse de rotation du rotor en (tr/s).}$$

$$\Omega = \Omega_s - \Omega_r \quad \text{La vitesse de glissement en (tr/s).}$$

$$g = \frac{\Omega_s - \Omega_r}{\Omega_s} \quad \text{Le glissement qui mesure l'écart relatif entre } \Omega_s \text{ et } \Omega_r.$$

Avec :

f_s : Fréquence du réseau en (Hz).

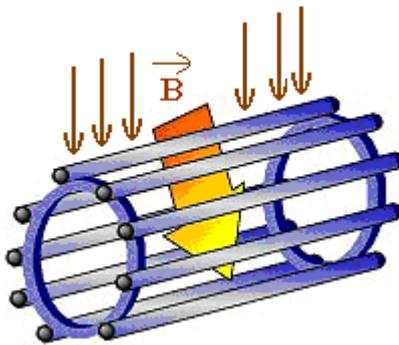


Fig.I.4 Cage rotorique balayée par le champ tournant statorique

I.4 Les défaillances de la machine asynchrone (causes, effets)

Les défauts qui apparaissent dans les entraînements électriques peuvent être créés à l'intérieur de la machine ou provoqués par les défaillances des chaînes d'entraînement (cassures des dents de pignon à l'intérieur de la boîte de vitesse mécanique,etc.). Notre étude est restreinte aux problèmes électriques qui se développent dans la machine asynchrone.

I.4.1 Origines des défauts

Les causes des défauts sont multiples, elles peuvent être classées en trois groupes [Boumegoura 01] :

Les générateurs de pannes ou initiateurs de défauts : défauts électriques, surchauffe du moteur, problèmes mécaniques, rupture de fixations, problèmes d'isolation, survoltage d'alimentationetc. Ces causes sont à l'origine de la naissance des défauts dans la machine.

Les amplificateurs de défauts : surcharge fréquente, vibrations mécaniques, environnement humide, alimentation perturbée (instabilité de la fréquence ou de la tension), échauffement permanent, mauvais graissage, vieillissementetc. Ces causes favorisent le développement des défauts dans la machine.

Les erreurs humaines : défauts de fabrication, utilisation des composants défectueux, mauvais dimensionnement de la machineetc.

I.4.2 Les défaillances de la machine

Dans cette partie on va expliquer sommairement les défaillances les plus fréquentes d'ordre mécanique, électrique et magnétique, ainsi que leurs éventuels effet sur les diverses grandeurs caractérisant le fonctionnement de la machine.

I.4.2.1 Les défauts d'ordre mécanique

Les défauts d'ordre mécanique sont en général les plus rencontrés parmi tous les défauts que compte la machine asynchrone, ils apparaissent au niveau des composants dynamiques ou tout simplement au niveau de tout les composants sollicités par des efforts mécaniques ou magnétique (roulement, l'arbre, flasques).

I.4.2.1.1 Défauts dans les roulements

Les roulements à billes jouent un rôle très important dans le fonctionnement de tout type de machine électrique rotative. Les défauts des roulements peuvent être causés par un mauvais choix de matériaux à l'étape de fabrication, les problèmes de rotation au sein de la culasse du roulement, causés par un roulement abîmé, écaillé ou fissuré, peuvent créer des perturbations au sein de la machine.

Nous savons que des courants électriques circulent au niveau des roulements d'une machine asynchrone ce qui, pour des vitesses importantes, peuvent provoquer la détérioration de ces derniers. La graisse de lubrification qui permet la bonne rotation des roulements peut dans certaines applications se rigidifiée et causer une résistance à la rotation. Ce type de défaut se manifeste dans la machine par des oscillations du couple de charge, une apparition de pertes

supplémentaires et un jeu entre la bague interne et la bague externe du roulement entraînent des vibrations par les déplacements du rotor autour de l'axe longitudinale de la machine. Dans le cas le plus favorable, la présence d'un roulement défectueux peut mener au blocage du moteur.

I.4.2.1.2 Défauts dans les flasques

Ce genre de défaut est souvent causé à l'étape de fabrication. En effet un mauvais positionnement des flasques suscite un désalignement des roulements à billes, donc une excentricité au niveau de l'arbre de la machine qui va engendrer des vibrations et une variation de l'entrefer qui va modifier le comportement électromagnétique de la machine.

I.4.2.1.3 Défauts de l'arbre

L'arbre de la machine peut laisser paraître une fissure due à l'utilisation d'un mauvais matériau lors de sa construction, avec le temps cette fissure peut se développer et provoquer une fracture de l'arbre ce qui engendre un arrêt irrémédiable de la machine asynchrone. L'humidité peut provoquer des microfissures et conduire à une destruction complète de la machine, une excentricité statique, dynamique ou mixte peut induire des efforts considérables sur l'arbre du moteur, provoquant ainsi une fatigue supplémentaire.

I.4.2.2 Les défauts d'ordre électrique

Les défaillances d'origine électrique peuvent dans certain cas être la cause d'un arrêt de la machine. Ces défauts se séparent en deux catégories bien distinctes : Les défauts qui apparaissent au niveau des circuits électriques statoriques et les défauts qui apparaissent au niveau des circuits électriques rotoriques.

a. Défauts dans les circuits électriques statoriques

Les défauts qui apparaissent dans le stator sont principalement causés par les problèmes thermiques (surcharge), électriques (diélectrique, ...), mécaniques (bobinage,...) et environnementaux (agression, ...) ; on cite comme exemple : défaut d'isolant, court-circuit entre spires, court-circuit entre phases, déséquilibre d'alimentation et le défaut de circuit magnétique.

b. Défaut d'isolant dans un enroulement

La dégradation des isolants dans les enroulements peut provoquer des courts circuits. En effet, les pertes joules, les pertes fer et les pertes mécaniques provoquent l'augmentation de la température des différents constituants ; or les matériaux d'isolation ont une limite de tenue à la température, de tension et de sollicitations mécaniques. De ce fait, si les conditions de travail d'un matériau isolant dépassent une de ces limites, ce matériau se dégrade de manière prématurée ou accélérée, puis finit par ne plus assurer sa fonction.

Les différentes causes de ce type de défaut sont les blessures de l'enroulement lors de son insertion dans les encoches, une tension de l'enroulement supérieure à la limite de matériau d'isolation, des vibrations mécaniques, le vieillissement naturel des isolants, et l'élévation de courant dans l'enroulement due à un court circuit ou une surcharge. Ceci entraîne une élévation de la température dégradant ainsi l'isolation.

I.4.2.2.3 Courts circuits entre spires

Ce défaut est assez fréquent, en général il est causé par les défauts qui apparaissent dans l'isolation de l'enroulement concerné. Il entraîne une augmentation des courants statoriques dans la phase affectée ; modifie le facteur de puissance et amplifie les courants dans le circuit rotorique, ceci a pour conséquence une augmentation de la température qui va accélérer et causer la dégradation en chaîne des isolants. On signale que, jusqu'à 30 % de courts circuits [Boumegoura 01], le couple électromagnétique moyen délivré par la machine reste sensiblement identique à celui de la machine saine, à part l'apparition des oscillations proportionnelles à ce défaut.

I.4.2.2.4 Court circuit entre phases

Ce genre de défaut se produit aux endroits où les conducteurs des phases se rencontrent, cependant les conséquences de ce défaut varient avec sa localisation. Par exemple, l'apparition d'un court circuit entre phases proche de l'alimentation va engendrer des courants très élevés qui conduisent à la fusion des conducteurs d'alimentation ou la disjonction de la protection. D'autre part, un court circuit proche du neutre entre deux phases engendre un déséquilibre sans provoquer la fusion des conducteurs. Le déséquilibre des courants statoriques (augmentation de l'amplitude du courant) provoque l'augmentation des courants dans les enroulements ou barres / anneaux du rotor.

I.4.2.2.5 Défaut de circuit magnétique

Ce défaut est causé par la dégradation de l'isolation entre les tôles magnétiques, ce qui va favoriser la circulation des courants de Foucault ou entraîner des augmentations locales de l'induction magnétique. Ce défaut se manifeste par : augmentation des pertes fer, augmentation des courants statoriques, échauffement de la machine même si elle fonctionne à vide [Gaétan 04]

I.4.2.2.6 Décharges partielles

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

I.4.2.2.7 Défauts dans les circuits électriques rotoriques

Les défauts qui apparaissent dans le rotor sont causés par un problème thermique (surcharge,...), électromagnétique, résiduel (déformation), dynamique (arbre de transmission,...), mécanique (roulement,...) et environnemental (agression, ...).

Les défauts les plus courants sont : la rupture de barres, la rupture d'une portion d'anneau de court circuit, l'excentricité statique et dynamique.

I.4.2.2.8 Rupture de barres

La cassure ou rupture de barre est l'un des défauts les plus fréquents au rotor, elle peut se situer au niveau de son encoche soit à l'extrémité qui la relie à l'anneau rotorique. La détérioration des barres réduit la valeur moyenne du couple électromagnétique et augmente l'amplitude des oscillations, qui elle-même provoque des oscillations de la vitesse de rotation ; ce qui engendre des vibrations mécaniques et donc, un fonctionnement anormal de la machine. La grande amplitude de ces oscillations accélère la détérioration de la machine. Ainsi le couple diminue sensiblement avec le nombre de barres cassées induisant un effet cumulatif de la défaillance. L'effet d'une cassure d'une barre croît rapidement avec le nombre de barres cassées.

I.4.2.2.9 Rupture d'anneaux

La rupture de portion d'anneau est un défaut qui apparaît aussi fréquemment que la cassure de barres et les anneaux. Comme il est difficile de le détecter, ce défaut est généralement groupé, voir confondu, avec la rupture de barres dans les études statistiques ; ces portions d'anneaux de court-circuit véhiculent des courants plus importants que ceux des barres rotoriques. De ce fait, un mauvais dimensionnement des anneaux, une détérioration des conditions de fonctionnement (température, humidité, ...etc.) ou une surcharge du couple et donc des courants, peuvent entraîner leurs cassures. La rupture d'une portion d'anneau déséquilibre la répartition des courants dans les barres rotoriques ce qui engendre un effet de modulation d'amplitude sur les courants statoriques similaire à ce lui provoqué par la cassure de barres [Ondel 06].

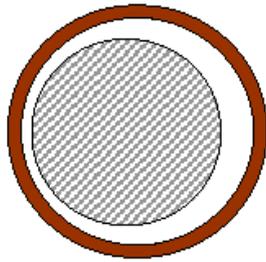
I.4.2.2.10 Excentricité statique et dynamique

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

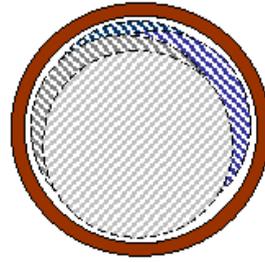
On distingue trois cas d'excentricité :

- L'excentricité statique, le rotor est déplacé du centre de l'alésage 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 peut qualifier de mixte ; associant les deux cas précédemment cités.

On peut représenter l'excentricité statique et dynamique de la manière suivante (Fig.I.5) :



Excentricité statique



Excentricité dynamique

(Plusieurs positions du rotor au cours de la rotation)

Fig.I.5 Modélisation schématique de l'excentricité statique et dynamique

Ce défaut modifie le comportement magnétique et mécanique de la machine. En effet l'augmentation de l'excentricité dans l'entrefer induit une augmentation des forces électromagnétiques qui agissent directement sur le noyau statorique ainsi que l'enroulement correspondant, ce qui engendre une dégradation localisée de son isolation. D'autre part, cette augmentation peut avoir comme conséquence des frottements entre le stator et le rotor en raison des forces d'attraction magnétique qui déséquilibrent le système. Ceci donne naissance à des niveaux de vibrations considérables dans les enroulements.

I.5 Méthodes de diagnostic

Au cours des deux dernières décennies, les chercheurs de part le monde travaillent sur le diagnostic des machines asynchrones afin d'améliorer et de faciliter la détection des anomalies pouvant les affecter. La raison pour laquelle, nous avons choisi de décrire sommairement les méthodes les plus courantes, pour le diagnostic des défauts électriques ou mécaniques des machines asynchrones.

I.5.1 Diagnostic des défauts par estimation paramétrique

Cette méthode de diagnostic utilise les paramètres structuraux d'un modèle de connaissance et extrait par la suite les paramètres du système à partir des lois de connaissance pour détecter et localiser les défaillances. Le point essentiel de l'efficacité de cette méthode est le choix du modèle de connaissance. En effet le type de défaut que l'on voudra détecter sera fonction du modèle utilisé. Les premiers travaux avec cette méthode, ont débuté avec des méthodes relativement simples citons par exemple le modèle de Park qui est utilisé depuis plusieurs

années pour la commande des machines électriques. Ces modèles n'ont besoin que de quatre paramètres (r_s, l_s, σ, T_r) pour effectuer le diagnostic de défaut ce qui, dans certain cas ne permet pas de localiser avec précision la défaillance [Gaétan 04].

I.5.2 Diagnostic des défauts par traitement du signal

Le principe des méthodes d'analyse du signal repose sur l'existence de caractéristiques fréquentielles propres au fonctionnement sain ou défaillant du procédé. La première étape dans cette approche concerne la modélisation des signaux en les caractérisant dans le domaine fréquentielle. L'apparition d'un défaut étant à l'origine de nombreux phénomènes tels que le bruit, l'échauffement, les vibrations,....etc. Ces symptômes sont des manifestations flagrantes d'une modification des caractéristiques temporelles et fréquentielles des grandeurs électriques et mécaniques. Prenons comme exemple l'analyse spectrale qui est utilisée 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 grandeurs choisies qui sont : soit les grandeurs électriques (plus particulièrement les courants de lignes), soit les grandeurs mécaniques (vibration, couple électromagnétique).



Fig.I.6 Principe de la surveillance par analyse spectrale

Cette technique permet une surveillance rapide et peu onéreuse car elle exige un simple capteur du courant ou de vibration. Cependant, elle nécessite une analyse manuelle par un expert en surveillance des machines électriques et se prête uniquement au diagnostic à vitesse constante des machines connectées au réseau.

Avec le développement des applications à vitesse variable et sachant que souvent la machine asynchrone travaille avec des couples de charge non constants, cette méthode se trouve inexploitable, principalement à cause de la non stationnarité des signaux (courants statoriques), d'où la naissance des méthodes efficaces pour analyser ce type de signaux, citons comme exemples : l'analyse temps-fréquence et temps-échelle, l'analyse cepstrale et l'analyse spectrale à haute résolution [Bachir 02].

I.5.3 Diagnostic des défauts par le suivi des grandeurs mesurables

A ce jour, c'est l'analyse fréquentielle des grandeurs mesurables qui est souvent la plus utilisée pour le diagnostic de défaut rotorique. Les grandeurs accessibles et mesurables d'une machine asynchrone peuvent être : les courants absorbés ; le flux de dispersion ; la tension d'alimentation ; la tension du neutre (neutre alimentation - neutre machine) ; le couple électromagnétique ; la vitesse rotorique et les vibrations.

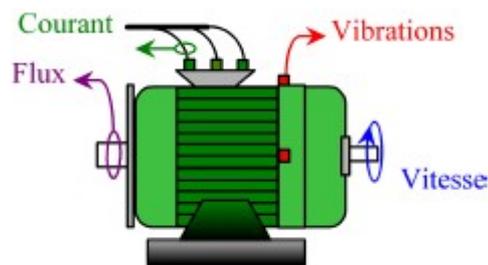


Fig.I.7 Les points de mesures

Beaucoup de travaux ont été effectués sur les vibrations de la machine asynchrone. La plupart des défauts connus peuvent être détectés avec ce type d'approche. Cependant, l'équipement nécessaire pour l'acquisition des signaux reste encore coûteux [Gaétan 04].

I.5.3.1 Analyse des courants

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, supportant l'arbre du moteur. Pour extraire de manière précise les informations relatives aux défauts, les recherches ont été particulièrement dirigées vers le spectre des courants statoriques, ceci, pour deux raisons : Les courants sont faciles à mesurer et ils fournissent des informations sur de nombreux défauts. Mais la mesure des signaux puis leurs traitements dans le domaine spectral ne peuvent servir, en terme d'identification, que si les composantes fréquentielles définies pour chaque défaut sont connues. Cette méthode ne s'applique actuellement qu'en régime permanent [Casimir 03].

I.5.3.2 Analyse des flux

La conversion électromécanique de l'énergie est localisée dans l'entrefer. Cette conversion est donc affectée par tout déséquilibre magnétique, mécanique, électrique ou électromagnétique au rotor ou au stator. Le flux embrassé dans les enroulements statoriques ou encore le flux de fuite dans l'axe du rotor sont des paramètres qui, à cause de leurs sensibilités à tout déséquilibre de la machine, méritent d'être analysés. Ces grandeurs sont difficilement mesurables mais des études ont été menées pour extraire des signatures spécifiques à certains défauts. Le flux axial est toujours présent dans les machines électriques à cause des dissymétries inhérentes à leurs fabrications. L'étude des variations de flux peut donc être une solution pour détecter et localiser un défaut en utilisant des bobines exploratrices placées à l'extérieur de la machine, perpendiculairement à l'axe du rotor [Casimir 03].

I.5.3.3 Analyse vibratoire de la machine

L'analyse vibratoire de la machine asynchrone peut être menée grâce à des accéléromètres placés sur les paliers dans les directions verticales, axiales et radiales.

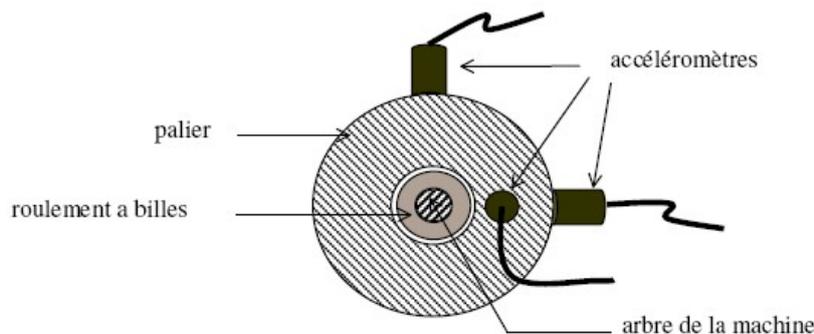


Fig.I.8 Mesures vibratoires sur la machine asynchrone

Au même titre que les courants, les vibrations de la machine fournissent des informations pratiquement sur tous les défauts mécaniques fréquemment rencontrés.

I.5.4 Technique d'ouverture de phases statoriques

Cette technique est utilisée pour la détection de barres cassées dans les moteurs asynchrones, elle est basée sur un test d'ouverture de phase lorsque la machine asynchrone fonctionne à vide. Au moment où les trois phases statoriques de la machine sont déconnectées de l'alimentation, nous savons que les courants rotoriques induisent des tensions dans les bobinages statoriques. Lorsque le rotor de la machine est sain, la force magnétomotrice produite par les courants des barres rotoriques après la déconnexion de la source d'alimentation est à prédominance sinusoïdale. Par conséquent les tensions générées dans les bobinages statoriques contiennent peu ou pas d'harmoniques significatifs, mise à part l'harmonique fondamental ou encore les harmoniques créés par l'encoche rotorique. Si la cage d'écureuil présente une ou plusieurs barres cassées, la tension induite dans les bobinages statoriques n'est plus sinusoïdale ce qui suscite l'apparition de composantes harmoniques supplémentaires spécifiques aux défauts rotoriques.

Les spectres fréquentiels de la tension composée U_{ab} présente aux bornes de la machine lors d'une déconnexion de la source d'alimentation. Comme prévu par les auteurs [Gaétan 01] nous avons une augmentation des composantes harmoniques de rang $(6.m + 1)$ avec $(m = 0, 1, 2, \dots)$ lorsque la cage rotorique présente une défaillance. La quantification du défaut reste cependant difficile étant donné que le spectre de la tension composée obtenue pour un rotor sain présente des composantes harmoniques de fréquences presque identiques.

Cependant la technique proposée est intéressante puisqu'elle se dégage des perturbations (harmoniques de temps) et des déséquilibres générés par la source d'alimentation. De plus cette méthode requiert peu de points pour le calcul de la transformée de Fourier car il ne faut prendre que les premières périodes de la tension composée pour considérer le signal comme étant stationnaire. Le principal inconvénient est l'impossibilité d'utiliser cette méthode sur des machines faisant partie intégrante d'un système de production. Cette technique peut cependant être intéressante pour le diagnostic des défauts rotoriques dans une entreprise de fabrication de machines électriques.

I.6 Conclusion

Dans ce chapitre sont rappelées quelques notions de base qui se rapportent à la constitution de la machine asynchrone à rotor bobiné (ou à cage), son principe de fonctionnement, les différents défauts pouvant l'affecter et les méthodes de diagnostic les plus utilisées dans le monde industrielle. Cette étude bibliographique nous a permis de mieux comprendre le fonctionnement de la machine asynchrone saine et défectueuse, par la suite, la connaissance de la relation cause à effet de chaque défaut.

Dans ce qui suit, on se propose d'étudier les défauts qui apparaissent au niveau des bobinages, pour cela, un modèle de la machine asynchrone basé sur la représentation discrète de chaque spire a été conçu spécialement pour la création des défauts dans les bobinages.

II.1 Introduction

La modélisation et la simulation de la machine asynchrone dans le cadre de son diagnostic sont l'objet de nombreux travaux. Cependant les objectifs d'un modèle de simulation sont différents ce qui a motivé les chercheurs à mettre au point plusieurs modèles, spécifiquement dédiés à la simulation des défauts, citons comme exemple, les modèles fins décrivant le fonctionnement de la machine asynchrone en présence de défauts, ces derniers varient en complexité et en précision selon leurs objectifs. Ainsi, nous pouvons citer les méthodes de modélisation les plus utilisées en suivant un ordre de complexité et de précision croissant : La méthode des Circuits Electriques Magnétiquement Couplés (*CEMC*), la Méthode des Réseaux de Reluctances (*RNM*) et la Méthode des Eléments Finis (*FEM*).

Pour la (*CEMC*) qui est l'objet de notre travail, il s'agit de représenter les bobinages de la machine par des circuits électriques distribués dont les inductances propres et mutuelles sont calculées en utilisant les fonctions de bobinages issues des expressions analytiques du dimensionnement des machines asynchrones [Merl 66], en général, cette méthode suppose que le circuit magnétique est de perméabilité infinie empêchant donc la prise en compte de la saturation, cette dernière peut être prise en compte par la méthode des réseaux de réductances. En effet, le découpage du circuit magnétique en tubes de flux élémentaires facilite la prise en compte de la courbe $B(H)$ du matériau par le biais de leurs perméabilités magnétiques respectives. Cette méthode présente quand même quelques difficultés quant au découpage de l'entrefer doublement encoché. En fin, La méthode des éléments finis qui est considérée comme la plus précise mais aussi la plus gourmande en temps de calcul.

Le modèle proposé dans ce chapitre, entre dans le cadre de la modélisation fine de la machine asynchrone en adoptant l'approche de type (*CEMC*). Son objectif est de simuler les défauts au niveau des bobinages. Avant d'entamer la description du modèle multi- spires, il est préférable de reprendre brièvement le modèle triphasé-triphasé standard.

II.2 Modélisation triphasée –triphasée

Le moteur est constitué de deux parties : le circuit électrique et le circuit magnétique. Le circuit électrique est constitué de trois bobinages repartis au stator alimenté par une source de tension triphasée alternative et équilibrée. Par contre, son rotor est constitué de barres court-circuitées et disposées en cage d'écureuil ou d'un bobinage triphasé et court-circuité dans le

$$\begin{aligned}
 v_{ar} &= R_{ra} i_{ar} + \frac{d\phi_{ar}}{dt} = 0 \\
 \text{Pour le rotor : } v_{br} &= R_{rb} i_{br} + \frac{d\phi_{br}}{dt} = 0 \\
 v_{cr} &= R_{rc} i_{cr} + \frac{d\phi_{cr}}{dt} = 0
 \end{aligned} \tag{II.2}$$

Les équations électriques (II.1) et (II.2) peuvent être regroupées sous la forme matricielle suivante :

$$[V] = [R].[I] + \frac{d[\phi]}{dt} \tag{II.3}$$

Avec :

$$[V]^T = [v_{as} \ v_{bs} \ v_{cs} \ 0 \ 0 \ 0] \quad \text{et} \quad [I]^T = [i_{as} \ i_{bs} \ i_{cs} \ i_{ar} \ i_{br} \ i_{cr}]$$

$$[R] = \begin{bmatrix} R_{sa} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & R_{sb} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & R_{sc} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & R_{ra} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & R_{rb} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & R_{rc} \end{bmatrix}$$

Sachant que le flux s'exprime en fonction des inductances propres et mutuelles et des courants tel que :

$$[\phi] = [L(\theta)].[I] \tag{II.4}$$

$$[V] = [R].[I] + \frac{d[L(\theta)].[I]}{dt}, \text{ ce qui nous ramène à : } [V] = [R].[I] + \frac{d[L(\theta)]}{dt}[I] + [L(\theta)]\frac{d[I]}{dt}$$

$$\text{En décomposant : } \frac{d[L(\theta)]}{dt} = \frac{d[L(\theta)]}{d\theta} \frac{d\theta}{dt} = \Omega_r [G]$$

$$\text{Alors : } [V] = ([R] + \Omega_r [G])[I] + [L(\theta)] \frac{d[I]}{dt} \quad (\text{II.5})$$

$$[L(\theta)] = \begin{bmatrix} L_{sa} + L_{fsa} & M_{sa sb} & M_{sa sc} & M_{sa ra} & M_{sa rb} & M_{sa rc} \\ M_{sb sa} & L_{sb} + L_{fsb} & M_{sb sc} & M_{sb ra} & M_{sb rb} & M_{sb rc} \\ M_{sc sa} & M_{sc sb} & L_{sc} + L_{fsc} & M_{sc ra} & M_{sc rb} & M_{sc rc} \\ M_{ra sa} & M_{ra sb} & M_{ra sc} & L_{ra} + L_{fra} & M_{ra rb} & M_{ra rc} \\ M_{rb sa} & M_{rb sb} & M_{rb sc} & M_{rb ra} & L_{rb} + L_{frb} & M_{rb rc} \\ M_{rc sa} & M_{rc sb} & M_{rc sc} & M_{rc ra} & M_{rc rb} & L_{rc} + L_{frc} \end{bmatrix}$$

Dans le cas d'une machine saine sans déséquilibre de paramètres, nous avons :

$R_s = R_{sa} = R_{sb} = R_{sc}$ et $R_r = R_{ra} = R_{rb} = R_{rc}$, et la matrice inductance $[L(\theta)]$ deviendra :

$$[L(\theta)] = \begin{bmatrix} L_{ps} + L_{fs} & \frac{L_{ps}}{2} & \frac{L_{ps}}{2} & M_{sr} \cos(p\theta) & M_{sr} \cos\left(p\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & M_{sr} \cos\left(p\theta + \frac{4\pi}{3}\right) \\ \frac{L_{ps}}{2} & L_{ps} + L_{fs} & -\frac{L_{ps}}{2} & M_{sr} \cos\left(p\theta + \frac{4\pi}{3}\right) & M_{sr} \cos(p\theta) & M_{sr} \cos\left(p\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \frac{L_{ps}}{2} & -\frac{L_{ps}}{2} & L_{ps} + L_{fs} & M_{sr} \cos\left(p\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & M_{sr} \cos\left(p\theta + \frac{4\pi}{3}\right) & M_{sr} \cos(p\theta) \\ M_{sr} \cos(p\theta) & M_{sr} \cos\left(p\theta + \frac{4\pi}{3}\right) & M_{sr} \cos\left(p\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & L_{pr} + L_{fr} & \frac{L_{pr}}{2} & -\frac{L_{pr}}{2} \\ M_{sr} \cos\left(p\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & M_{sr} \cos(p\theta) & M_{sr} \cos\left(p\theta + \frac{4\pi}{3}\right) & \frac{L_{pr}}{2} & L_{pr} + L_{fr} & \frac{L_{pr}}{2} \\ M_{sr} \cos\left(p\theta + \frac{4\pi}{3}\right) & M_{sr} \cos\left(p\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & M_{sr} \cos(p\theta) & \frac{L_{pr}}{2} & \frac{L_{pr}}{2} & L_{pr} + L_{fr} \end{bmatrix} \quad (\text{II.6})$$

Avec :

L_{ps} : L'inductance principale d'un enroulement statorique.

L_{pr} : L'inductance principale d'un enroulement rotorique.

L_{fs} : L'inductance de fuite d'un enroulement statorique.

L_{fr} : L'inductance de fuite d'un enroulement rotorique.

$L_{ps} + L_{fs}$: L'inductance propre d'un enroulement statorique.

$L_{pr} + L_{fr}$: L'inductance propre d'un enroulement rotorique.

$-\frac{L_{ps}}{2}$: L'inductance mutuelle entre deux enroulements statoriques.

- $\frac{L_{pr}}{2}$: L'inductance mutuelle entre deux enroulements rotoriques.

M_{sr} : La mutuelle maximum entre un enroulement statorique et un enroulement rotorique.

La matrice $[L(\theta)]$ peut se mettre sous la forme condensée ou simplifiée suivante :

$$[L(\theta)] = \begin{bmatrix} [L_{ss}] & [Msr] \\ [Mrs] & [L_{rr}] \end{bmatrix} \quad (\text{II.7})$$

Ou :

$[L_{ss}]$: La matrice des inductances statoriques.

$[L_{rr}]$: La matrice des inductances rotoriques.

$[Mrs] = [Msr]^T$: La matrice des inductances mutuelles entre le stator et le rotor.

$$[G] = \frac{d[L(\theta)]}{d\theta} = -M_{sr} \cdot p \cdot \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & \sin(p\theta) & \sin\left(p\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & \sin\left(p\theta + \frac{4\pi}{3}\right) \\ 0 & 0 & 0 & \sin\left(p\theta + \frac{4\pi}{3}\right) & \sin(p\theta) & \sin\left(p\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ 0 & 0 & 0 & \sin\left(p\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & \sin\left(p\theta + \frac{4\pi}{3}\right) & \sin(p\theta) \\ \sin(p\theta) & \sin\left(p\theta + \frac{4\pi}{3}\right) & \sin\left(p\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & 0 & 0 & 0 \\ \sin\left(p\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & \sin(p\theta) & \sin\left(p\theta + \frac{4\pi}{3}\right) & 0 & 0 & 0 \\ \sin\left(p\theta + \frac{4\pi}{3}\right) & \sin\left(p\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & \sin(p\theta) & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (\text{II.8})$$

Aussi, la matrice $[G]$ peut se mettre sous la forme simplifiée suivante :

$$[G] = \begin{bmatrix} 0 & \frac{d[Msr]}{d\theta} \\ \frac{d[Mrs]}{d\theta} & 0 \end{bmatrix} \quad (\text{II.9})$$

Le comportement mécanique de la machine asynchrone dépend de l'inertie J_t , du couple électromagnétique C_{em} , du couple mécanique résistant C_r , et du couple de frottement fluide $C_f = f_v \Omega_r$ ou f_v est la constante de frottement fluide.

L'équation mécanique est définie par :

$$J_t \frac{d\Omega_r}{dt} = C_{em} - C_r - C_{f_v} \quad (\text{II.10})$$

L'expression matricielle de la coénergie emmagasinée dans la machine permet d'établir le couple électromagnétique :

$$C_{em} = \frac{1}{2} [I]^T \cdot [G] [I] \quad (\text{II.11})$$

A partir des expressions (II.5), (II.7), (II.10) et (II.11). La représentation d'état triphasé-triphasé de la machine asynchrone est la suivante :

$$\begin{bmatrix} [V] \\ -C_r \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} [R] + \Omega_r \cdot \frac{d[L(\theta)]}{d\theta} & 0 & 0 \\ -\frac{1}{2} [I]^T \cdot \frac{d[L(\theta)]}{d\theta} & f_v & 0 \\ 0 & -1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} [I] \\ \Omega_r \\ \theta \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} [L(\theta)] & 0 & 0 \\ 0 & J_t & 0 \\ 0 & 0 & -1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} [\dot{I}] \\ \dot{\Omega}_r \\ \dot{\theta} \end{bmatrix} \quad (\text{II.12})$$

Dans ce qui suit, nous présenterons le modèle multi-spires de la machine asynchrone à rotor bobiné. Afin de ne pas compliquer les écritures des matrices de ce modèle, nous utiliserons presque les mêmes écritures adoptées pour le modèle triphasé-triphasé.

II.3 Modèle multi-spires de la machine asynchrone

La modélisation multi-spires de la machine asynchrone est basée sur la représentation de la machine en fonction des éléments d'un circuit électrique avec des résistances, des inductances, des condensateurs et des sources de tension ou du courant. La représentation discrète des caractéristiques électriques d'un enroulement statorique ou d'une barre rotorique

est étroitement liée à l'estimation des paramètres résistifs et inductifs. L'effet d'isolement entre spires est associé à l'effet capacitif que nous négligerons compte tenu du domaine de fréquence étudié.

La modélisation du stator par un circuit électrique équivalent peut être obtenue à partir de la représentation de chaque spire du bobinage de manière indépendante. Pour ce faire, les paramètres tels que la résistance, l'inductance propre et l'inductance mutuelle par rapport aux autres spires du stator, l'inductance mutuelle par rapport aux autres spires ou mailles du rotor peuvent être obtenus en appliquant les lois élémentaires sur les circuits magnétiques. La représentation de la cage rotorique peut être obtenue à partir d'un modèle associé à chaque maille formée par deux barres et les segments d'anneau de court-circuit correspondant. Dans les sections qui vont suivre, nous présenterons le principe de la modélisation.

II.3.1 Hypothèses d'étude

Le premier objectif visé par le modèle est de connaître l'influence des défauts sur les grandeurs mesurables de la machine, principalement les courants. Pour ce faire, la réalisation du modèle s'appuiera sur certaines hypothèses, ces dernières vont réduire la complexité de l'étude, sans que cela soit réducteur sur la finesse de la modélisation et généralement elles sont admises. L'hypothèse de la linéarité du circuit magnétique est fondamentale, car elle nous permet d'utiliser la notion d'inductance et nous rajoutons l'hypothèse de la distribution spatiale sinusoïdale de la force magnétomotrice créée par chaque phase du stator et du rotor le long de l'entrefer. Le modèle néglige aussi les effets pelliculaires, les différentes pertes fer et tous les effets d'ordre capacitif (hautes fréquences).

II.3.2 Méthodologie

La méthode suivie pour l'obtention du modèle de simulation de la machine se décompose principalement en quatre étapes [Schaeffer 99] :

1. La première étape consiste à analyser la structure électrique du système complet et à la découper mentalement en volumes élémentaires simples qui seront invariants lors de la création d'un défaut. Le terme structure électrique désigne ici l'ensemble des composants parcourus par des courants électriques forts, c'est-à-dire les bobinages statoriques et rotoriques de la machine. En appliquant les lois fondamentales de l'électricité sur chacun de ces volumes élémentaires et en tenant compte des hypothèses d'étude, nous obtenons une

première représentation schématique de la machine, pour laquelle chaque volume peut être représenté par une résistance en série avec une force électromotrice induite qui est reliée au courant par l'intermédiaire d'une inductance. Finalement, le schéma électrique obtenu qui est représenté sur la figure II.2, n'est rien d'autre que la représentation graphique d'un ensemble d'équations différentielles liant les tensions aux bornes de chaque dipôle et les courants (et leur dérivée) les parcourant. Cette étape est indépendante des défauts et du montage de la machine. C'est l'étape de la modélisation proprement dite des phénomènes physiques.

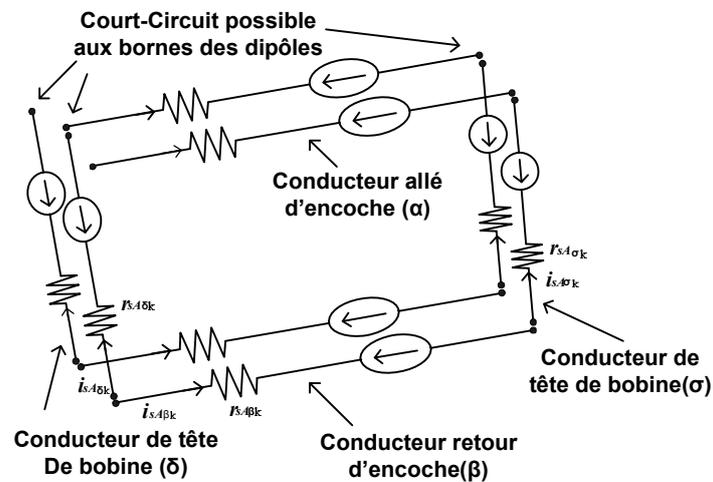


Fig.II.2 Modélisation des spires du stator par dipôles
Elémentaires [Schaeffer 99].

2. La seconde étape consiste à étudier la façon dont les différentes spires sont reliées entre elles, en fonction notamment des défauts de la machine. L'étude de la topologie du circuit électrique permet d'obtenir l'ensemble minimum des équations différentielles régissant complètement l'évolution du système.

3. La troisième étape consiste à réaliser le couplage entre les équations électriques et mécaniques de la machine. Ainsi, nous obtenons une représentation d'état qui nous permet d'interpréter l'entraînement électrique de la machine asynchrone dans sa totalité.

4. La quatrième et dernière étape, consiste à traduire le modèle théorique par un langage de programmation permettant ainsi, de faire tous les calculs d'une manière automatique avec des temps de calculs acceptables.

II.3.3 Modélisation du stator et du rotor

Dans le cas d'une machine asynchrone à rotor bobiné la modélisation du stator ne diffère pas de celle du rotor. La figure II.3 représente le schéma électrique donné par la modélisation des enroulements statoriques et rotoriques à l'aide des spires élémentaires. Cette décomposition en éléments simples de chaque bobine de l'enroulement statorique nous permettra de réaliser des courts-circuits entre n'importe quelles bornes des spires ainsi définies. Si l'on souhaite avoir un modèle plus fin, nous pourrions envisager le découpage de chaque spire en quatre dipôles élémentaires, comme le montre la figure II.2. Cette représentation nous permet à la fois, de réaliser des courts-circuits aux bornes des dipôles, ainsi que, de prendre en considération l'effet magnétique engendré par les têtes de bobines.

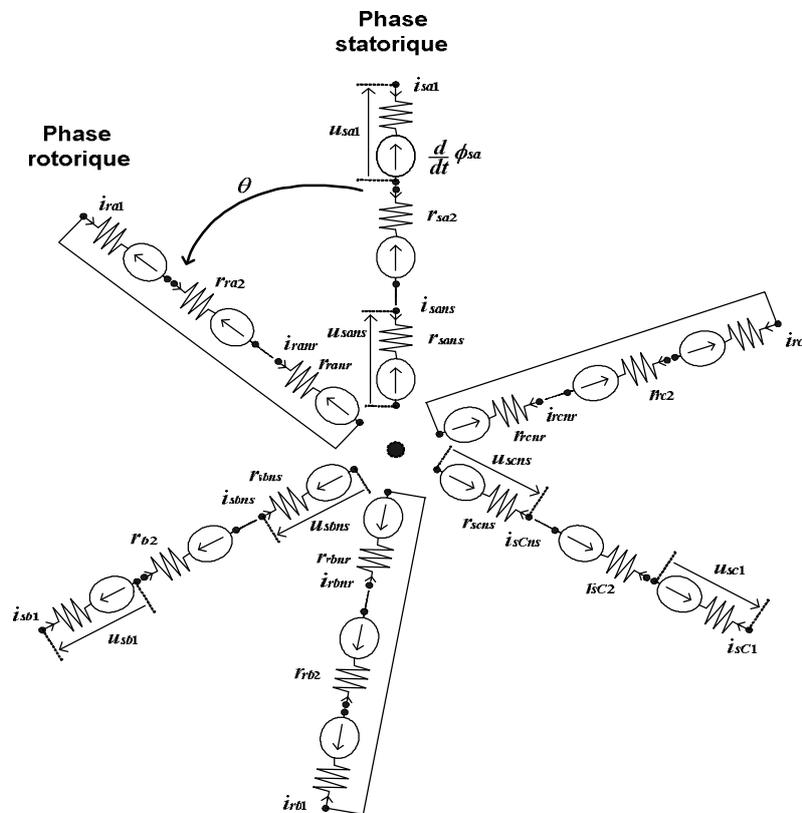


Fig.II.3 Modélisation de l'enroulement statorique et rotorique par des spires élémentaires

II.3.4 Equations des tensions de spires

L'objectif étant d'obtenir un modèle d'équations permettant non seulement de simuler le fonctionnement de la machine en régime sain, mais aussi de tenir compte d'éventuels défauts sans modification des équations de la machine.

Notons \mathbf{u}_s et \mathbf{u}_r , les vecteurs des tensions aux bornes des différentes spires statoriques et rotoriques, \mathbf{i}_s et \mathbf{i}_r , les vecteurs des courants les parcourant, ainsi que, les dérivées par rapport au temps de ϕ_s et ϕ_r , représentent les vecteurs des forces électromotrices induites dans chaque spire du stator et du rotor. Si ns et nr sont respectivement, le nombre de spires en série par phase statorique et rotorique, les vecteurs $\mathbf{i}_s, \mathbf{i}_r, \mathbf{u}_s$ et \mathbf{u}_r , seront définis de la manière suivante :

$$\mathbf{i}_s^T = \{i_{sa1}, \dots, i_{sans}, i_{sb1}, \dots, i_{sbns}, i_{sc1}, \dots, i_{scns}\} \quad (\text{II.13})$$

$$\mathbf{i}_r^T = \{i_{ra1}, \dots, i_{ranr}, i_{rb1}, \dots, i_{rbnr}, i_{rc1}, \dots, i_{rcnr}\} \quad (\text{II.14})$$

$$\mathbf{u}_s^T = \{u_{sa1}, \dots, u_{sans}, u_{sb1}, \dots, u_{sbns}, u_{sc1}, \dots, u_{scns}\} \quad (\text{II.15})$$

$$\mathbf{u}_r^T = \{u_{ra1}, \dots, u_{ranr}, u_{rb1}, \dots, u_{rbnr}, u_{rc1}, \dots, u_{rcnr}\} \quad (\text{II.16})$$

Ces vecteurs sont reliés par les équations de tensions de spires :

$$\left\{ \begin{array}{l} u_{sa1} = r_{sa1} \cdot i_{sa1} + \frac{d}{dt} \phi_{sa1} \\ \vdots \\ u_{sans} = r_{sans} \cdot i_{sans} + \frac{d}{dt} \phi_{sans} \\ u_{sb1} = r_{sb1} \cdot i_{sb1} + \frac{d}{dt} \phi_{sb1} \\ \vdots \\ u_{sbns} = r_{sbns} \cdot i_{sbns} + \frac{d}{dt} \phi_{sbns} \\ u_{sc1} = r_{sc1} \cdot i_{sc1} + \frac{d}{dt} \phi_{sc1} \\ \vdots \\ u_{scns} = r_{scns} \cdot i_{scns} + \frac{d}{dt} \phi_{scns} \end{array} \right. \quad (\text{II.17})$$

$$\left\{ \begin{array}{l} u_{ra1} = r_{ra1} \cdot i_{ra1} + \frac{d}{dt} \phi_{ra1} \\ \vdots \\ u_{ranr} = r_{ranr} \cdot i_{ranr} + \frac{d}{dt} \phi_{ranr} \\ u_{rb1} = r_{rb1} \cdot i_{rb1} + \frac{d}{dt} \phi_{rb1} \\ \vdots \\ u_{rbnr} = r_{rbnr} \cdot i_{rbnr} + \frac{d}{dt} \phi_{rbnr} \\ u_{rc1} = r_{rc1} \cdot i_{rc1} + \frac{d}{dt} \phi_{rc1} \\ \vdots \\ u_{rcnr} = r_{rcnr} \cdot i_{rcnr} + \frac{d}{dt} \phi_{rcnr} \end{array} \right. \quad (\text{II.18})$$

$\phi_{sa1}, \dots, \phi_{sans}, \phi_{sb1}, \dots, \phi_{sbns}, \phi_{sc1}, \dots, \phi_{scns}$, représentent les flux de spires statoriques contenant les flux propres de chaque spire et du flux mutuel.

De même pour, $\phi_{ra1}, \dots, \phi_{ranr}, \phi_{rb1}, \dots, \phi_{rbnr}, \phi_{rc1}, \dots, \phi_{rcnr}$, représentent les flux de spires rotoriques contenant les flux propres de chaque spire et du flux mutuel.

Les équations de tensions de spires (II.17) et (II.18) peuvent se mettre sous la forme matricielle suivante :

$$\begin{cases} \mathbf{u}_s = \mathbf{R}_s \cdot \mathbf{i}_s + \frac{d}{dt} \phi_s \\ \mathbf{u}_r = \mathbf{R}_r \cdot \mathbf{i}_r + \frac{d}{dt} \phi_r \end{cases} \quad (\text{II.19})$$

Avec :

$$\mathbf{R}_s = \text{diag}(r_{sa1}, \dots, r_{sans}, r_{sb1}, \dots, r_{sbns}, r_{sc1}, \dots, r_{scns}) \quad (\text{II.20})$$

$$\mathbf{R}_r = \text{diag}(r_{ra1}, \dots, r_{ranr}, r_{rb1}, \dots, r_{rbnr}, r_{rc1}, \dots, r_{rcnr}) \quad (\text{II.21})$$

$$\phi_s = L_s \mathbf{i}_s + M_{sr}(\theta) \mathbf{i}_r \quad (\text{II.22})$$

$$\phi_r = L_r \mathbf{i}_r + M_{rs}(\theta) \mathbf{i}_s \quad (\text{II.23})$$

Où :

$$\mathbf{L}_s = \begin{bmatrix} l_{sa1} & \dots & m_{sa1,scns} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ m_{scn,sa1} & \dots & l_{scns} \end{bmatrix} \quad (\text{II.24})$$

$$\mathbf{L}_r = \begin{bmatrix} l_{ra1} & \dots & m_{ra1,rcnr} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ m_{rcnr,ra1} & \dots & l_{rcnr} \end{bmatrix} \quad (\text{II.25})$$

Les éléments diagonaux représentent les inductances propres de spires et les termes triangulaires sup/inf les inductances mutuelles entre spires.

$$\mathbf{Msr} = \begin{bmatrix}
 M_{sr}f_{1(1,1)} \cdots M_{sr}f_{1(1,nr)} & M_{sr}f_{2(1,1)} \cdots M_{sr}f_{2(1,nr)} & M_{sr}f_{3(1,1)} \cdots M_{sr}f_{3(1,nr)} \\
 \vdots & \ddots & \vdots \\
 M_{sr}f_{1(ns,1)} \cdots M_{sr}f_{1(ns,nr)} & M_{sr}f_{2(ns,1)} \cdots M_{sr}f_{2(ns,nr)} & M_{sr}f_{3(ns,1)} \cdots M_{sr}f_{3(ns,nr)} \\
 M_{sr}f_{3(1,1)} \cdots M_{sr}f_{3(1,nr)} & M_{sr}f_{1(1,1)} \cdots M_{sr}f_{1(1,nr)} & M_{sr}f_{2(1,1)} \cdots M_{sr}f_{2(1,nr)} \\
 \vdots & \ddots & \vdots \\
 M_{sr}f_{3(ns,1)} \cdots M_{sr}f_{3(ns,nr)} & M_{sr}f_{1(ns,1)} \cdots M_{sr}f_{1(ns,nr)} & M_{sr}f_{2(ns,1)} \cdots M_{sr}f_{2(ns,nr)} \\
 M_{sr}f_{2(1,1)} \cdots M_{sr}f_{2(1,nr)} & M_{sr}f_{3(1,1)} \cdots M_{sr}f_{3(1,nr)} & M_{sr}f_{1(1,1)} \cdots M_{sr}f_{1(1,nr)} \\
 \vdots & \ddots & \vdots \\
 M_{sr}f_{2(ns,1)} \cdots M_{sr}f_{2(ns,nr)} & M_{sr}f_{3(ns,1)} \cdots M_{sr}f_{3(ns,nr)} & M_{sr}f_{1(ns,1)} \cdots M_{sr}f_{1(ns,nr)}
 \end{bmatrix} \quad (\text{II.26})$$

Avec :

$$\mathbf{Mrs} = \mathbf{Msr}^T$$

et

$$f_1 = \cos(p\theta)$$

$$f_2 = \cos\left(p\theta + \frac{2\pi}{3}\right)$$

$$f_3 = \cos\left(p\theta - \frac{2\pi}{3}\right)$$

Avec p le nombre de paire de pôle de la machine asynchrone.

$$\left[\Omega_r \cdot \frac{d\mathbf{Msr}}{d\theta} \right] = \begin{bmatrix}
 -M_{sr}g_{1(1,1)} \cdots -M_{sr}g_{1(1,nr)} & -M_{sr}g_{2(1,1)} \cdots -M_{sr}g_{2(1,nr)} & -M_{sr}g_{3(1,1)} \cdots -M_{sr}g_{3(1,nr)} \\
 \vdots & \ddots & \vdots \\
 -M_{sr}g_{1(ns,1)} \cdots -M_{sr}g_{1(ns,nr)} & -M_{sr}g_{2(ns,1)} \cdots -M_{sr}g_{2(ns,nr)} & -M_{sr}g_{3(ns,1)} \cdots -M_{sr}g_{3(ns,nr)} \\
 -M_{sr}g_{3(1,1)} \cdots -M_{sr}g_{3(1,nr)} & -M_{sr}g_{1(1,1)} \cdots -M_{sr}g_{1(1,nr)} & -M_{sr}g_{2(1,1)} \cdots -M_{sr}g_{2(1,nr)} \\
 \vdots & \ddots & \vdots \\
 -M_{sr}g_{3(ns,1)} \cdots -M_{sr}g_{3(ns,nr)} & -M_{sr}g_{1(ns,1)} \cdots -M_{sr}g_{1(ns,nr)} & -M_{sr}g_{2(ns,1)} \cdots -M_{sr}g_{2(ns,nr)} \\
 -M_{sr}g_{2(1,1)} \cdots -M_{sr}g_{2(1,nr)} & -M_{sr}g_{3(1,1)} \cdots -M_{sr}g_{3(1,nr)} & -M_{sr}g_{1(1,1)} \cdots -M_{sr}g_{1(1,nr)} \\
 \vdots & \ddots & \vdots \\
 -M_{sr}g_{2(ns,1)} \cdots -M_{sr}g_{2(ns,nr)} & -M_{sr}g_{3(ns,1)} \cdots -M_{sr}g_{3(ns,nr)} & -M_{sr}g_{1(ns,1)} \cdots -M_{sr}g_{1(ns,nr)}
 \end{bmatrix} \quad (\text{II.27})$$

Avec :

$$\left[\Omega_r \cdot \frac{dMsr}{d\theta} \right] = \left[\Omega_r \cdot \frac{dMrs}{d\theta} \right]^T$$

et

$$g_1 = \Omega_r \cdot p \cdot \sin(p \cdot \theta)$$

$$g_2 = \Omega_r \cdot p \cdot \sin\left(p \cdot \theta + \frac{2\pi}{3}\right)$$

$$g_3 = \Omega_r \cdot p \cdot \sin\left(p \cdot \theta - \frac{2\pi}{3}\right)$$

L'expression (II.19) peut s'écrire sous la forme condensée suivante :

$$u = R i + \frac{d}{dt} \phi \quad (\text{II.28})$$

$$\phi = L(\theta) i \quad (\text{II.29})$$

Avec :

$$i^T = \{i_s^T, i_r^T\} \quad (\text{II.30})$$

$$u^T = \{u_s^T, u_r^T\} \quad (\text{II.31})$$

Les expressions des matrices de spires R et L sont données par :

$$R = \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_r \end{bmatrix} \quad (\text{II.32})$$

$$L(\theta) = \begin{bmatrix} L_s & Msr(\theta) \\ Mrs(\theta) & L_r \end{bmatrix} \quad (\text{II.33})$$

Ou L_s (respectivement L_r) est la matrice des inductances propres et mutuelles entre tous les spires du stator (respectivement du rotor) et Msr (respectivement Mrs) est la matrice des mutuelles entre tous les spires du stator et du rotor, ainsi que, R_s (respectivement R_r) est la matrice diagonale des résistances des spires statoriques (respectivement rotoriques).

Puisque l'équation électrique (II.28) dépend de la position du rotor $\theta(t)$, son couplage avec l'équation mécanique (II.34) est nécessaire pour pouvoir décrire les phénomènes physiques intervenant lors du fonctionnement de la machine. Le principe fondamental de la dynamique appliqué au rotor permet d'exprimer l'accélération du rotor en fonction du couple électromagnétique et du couple de charge :

$$J_t \frac{d\Omega_r}{dt} + f_v \Omega_r = C_{em} - C_r \quad (II.34)$$

Avec :

$$C_{em} = \frac{1}{2} [i]^r \frac{d[L(\theta)]}{d\theta} [i] \quad (II.35)$$

$$\frac{d\theta}{dt} = \Omega_r \quad (II.36)$$

J_t : Représente le moment d'inertie totale sur l'arbre moteur.

f_v : Le couple de frottement visqueux.

C_{em} : Le couple électromagnétique.

C_r : Le couple résistant appliqué à la machine.

θ : La position du rotor par rapport au stator.

Les équations (II.28) et (II.34) peuvent être regroupées sous la forme matricielle suivante:

$$\underbrace{\begin{bmatrix} [u] \\ -C_r \\ 0 \end{bmatrix}}_U = \underbrace{\begin{bmatrix} \left(R + \Omega_r \cdot \frac{d[L]}{d\theta} \right) & 0 & 0 \\ -\frac{1}{2}[i]^T \frac{d[L]}{d\theta} & f_v & 0 \\ 0 & -1 & 0 \end{bmatrix}}_B \underbrace{\begin{bmatrix} [i] \\ \Omega_r \\ \theta \end{bmatrix}}_X + \underbrace{\begin{bmatrix} [L] & 0 & 0 \\ 0 & J_t & 0 \\ 0 & 0 & -1 \end{bmatrix}}_A \underbrace{\begin{bmatrix} \dot{[i]} \\ \dot{\Omega}_r \\ \dot{\theta} \end{bmatrix}}_{\dot{X}} \quad (\text{II.37})$$

Ainsi que, les matrices $[B]$ et $[A]$ peuvent être écrites de la manière suivante :

$$[B] = \begin{bmatrix} [R_s] & \left[\Omega_r \cdot \frac{dMsr}{d\theta} \right] & 0 & 0 \\ \left[\Omega_r \cdot \frac{dMrs}{d\theta} \right] & [R_r] & 0 & 0 \\ C_1^s \dots C_{ns}^s & C_1^r \dots C_{nr}^r & f_v & 0 \\ 0 \dots 0 & 0 \dots 0 & -1 & 0 \end{bmatrix} \quad (\text{II.38})$$

$$[A] = \begin{bmatrix} [L_s] & [Msr] & 0 & 0 \\ [Mrs] & [L_r] & 0 & 0 \\ 0 & 0 & J_t & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -1 \end{bmatrix} \quad (\text{II.39})$$

Les éléments $C_{1\dots ns}^s$ et $C_{1\dots nr}^r$ contenus dans la matrice $[B]$, sont calculés comme suit :

$$\begin{cases} C_1^s = \frac{1}{2} \cdot M_{sr} \cdot p \cdot [h_1 & h_2 & h_3] \begin{bmatrix} \sum_{i=1}^{nr} i_{ra_i} & \sum_{i=1}^{nr} i_{rb_i} & \sum_{i=1}^{nr} i_{rc_i} \end{bmatrix}^T \\ \vdots \\ C_{ns}^s = \frac{1}{2} \cdot M_{sr} \cdot p \cdot [h_2 & h_3 & h_1] \begin{bmatrix} \sum_{i=1}^{nr} i_{ra_i} & \sum_{i=1}^{nr} i_{rb_i} & \sum_{i=1}^{nr} i_{rc_i} \end{bmatrix}^T \end{cases} \quad (\text{II.40})$$

$$\begin{cases} C_1^r = \frac{1}{2} \cdot M_{sr} \cdot p \cdot [h_1 & h_3 & h_2] \cdot \left[\sum_{j=1}^{ns} i_{sa_j} & \sum_{j=1}^{ns} i_{sb_j} & \sum_{j=1}^{ns} i_{sc_j} \right]^T \\ \vdots \\ C_{nr}^r = \frac{1}{2} \cdot M_{sr} \cdot p \cdot [h_3 & h_2 & h_1] \cdot \left[\sum_{j=1}^{ns} i_{sa_j} & \sum_{j=1}^{ns} i_{sb_j} & \sum_{j=1}^{ns} i_{sc_j} \right]^T \end{cases} \quad (\text{II.41})$$

Avec :

$$h_1 = \sin(p \cdot \theta)$$

$$h_2 = \sin\left(p \cdot \theta + \frac{2\pi}{3}\right)$$

$$h_3 = \sin\left(p \cdot \theta - \frac{2\pi}{3}\right)$$

Le système matriciel (II.37) peut s'écrire sous une forme simplifiée ou condensée, suivante :

$$[U] = [B][X] + [A][\dot{X}] \quad (\text{II.42})$$

Le vecteur $[\dot{X}]$ peut être calculé par :

$$[\dot{X}] = [A]^{-1}([U] - [B][X]) = [A]^{-1} \cdot [U] - [A]^{-1} \cdot [B][X] \quad (\text{II.43})$$

Où

$$[U] = ([u] \quad -C_r \quad \theta)^T \quad \text{représente le vecteur commande.}$$

$$[X] = ([i] \quad \Omega_r \quad \theta) \quad \text{le vecteur d'état.}$$

Cette représentation d'état est semblable à celle obtenue pour le modèle triphasé-triphasé standard [Razik 01] [Boumegoura 01]. Mais dans le cadre d'un modèle multi-spires l'équation (II.42) est insoluble puisque le vecteur $[u]$ qui représente les tensions aux bornes des spires n'est pas connu. D'où la nécessité d'une méthode qui va nous permettre de transformer ce système matriciel de sorte à évacuer le vecteur $[u]$ et le remplacer par un autre vecteur connu faisant intervenir les tensions d'alimentations. Nous signalons que la transformation que l'on

appliquera sur le système (II.37) est purement algébrique et elle est obtenue en utilisant les matrices de connexions que nous définissons dans la section suivante.

II.3.5 Matrices de connexions

Les figures II.4 et II.5 montrent les choix possibles des mailles statoriques dans le cas d'un stator sain monté en étoile ou en triangle. Pour le montage triangle, le choix des mailles le plus approprié nous permet de faire correspondre les courants de mailles et les courants circulant réellement dans les trois phases de la machine. Par contre, pour le montage étoile sans neutre, deux courants de mailles suffisent pour définir complètement l'évolution du système, c'est aussi le cas du rotor bobiné qui est modélisé comme le stator monté en étoile à la seule différence qu'il est court-circuité.

Pour définir à la fois la connexion des spires et le montage de l'enroulement statoriques ou rotorique, il est plus commode d'exprimer la matrice de connexion comme étant le produit d'une matrices Ds_1 (respectivement Dr_1) qui exprime la façon dont les spires statoriques (respectivement rotoriques) sont reliées entre elles et d'une matrice Ds_2 (respectivement Dr_2) définissant son montage :

$$Ds = Ds_1 \cdot Ds_2 \quad (II.44)$$

$$Dr = Dr_1 \cdot Dr_2 \quad (II.45)$$

La matrice de connexion globale s'exprime comme suit :

$$D = \begin{bmatrix} Ds & 0 \\ 0 & Dr \end{bmatrix} \quad (II.46)$$

Ou Ds_1 est définie par les relations entre les courants des spires et les courants de phases.

Pour une machine sans défauts, on a les équations de conservations du courant dans chaque enroulement :

$$\begin{cases} i_{sa1} = i_{sa2} = i_{sa3} = \dots = i_{sans} = i_{sa} \\ i_{sb1} = i_{sb2} = i_{sb3} = \dots = i_{sbns} = i_{sb} \\ i_{sc1} = i_{sc2} = i_{sc3} = \dots = i_{scns} = i_{sc} \end{cases} \quad (II.47)$$

et Ds_2 est définie par les relations liant les courants de phase et de l'alimentation aux courants de mailles, permettant ainsi la prise en compte du montage de la machine :

$$\begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} j_{s1} \\ j_{s2} \\ j_{s3} \end{bmatrix} \quad (\text{II.48})$$

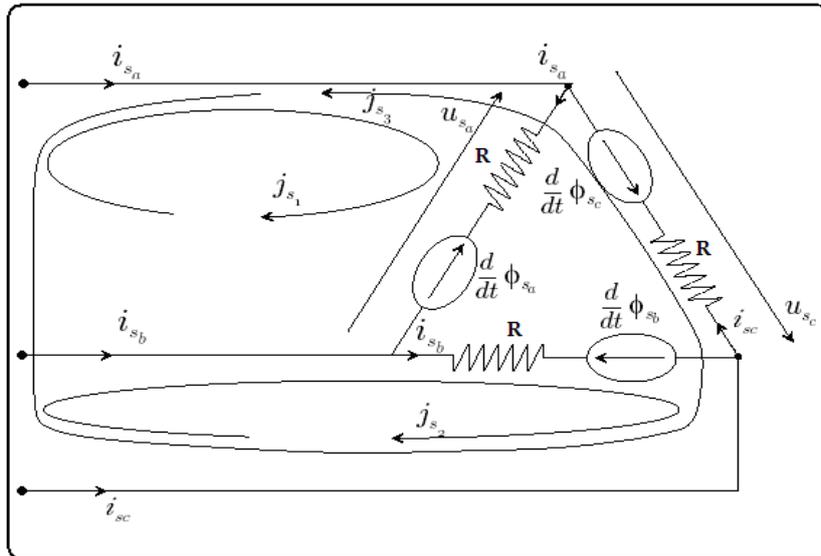


Fig.II.4 Choix des mailles au stator
(Cas d'une machine sans défaut montée en triangle)

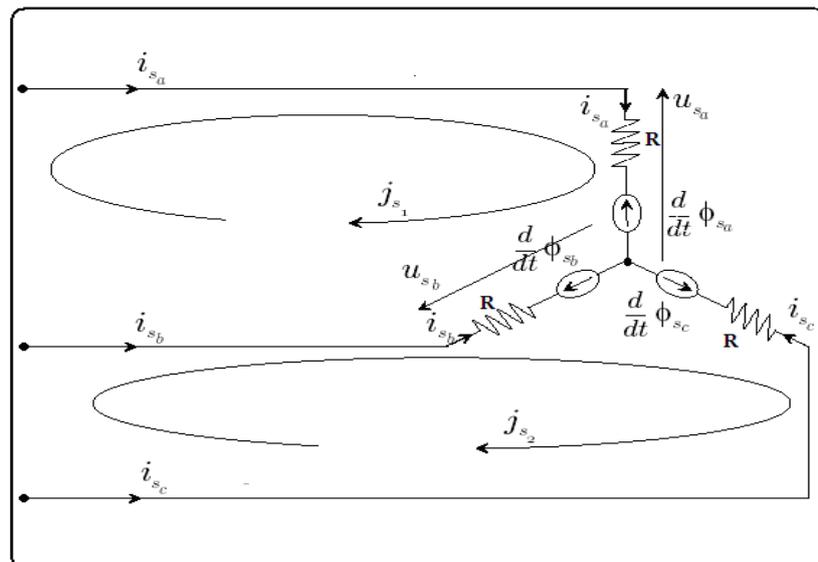


Fig.II.5 Choix des mailles au stator
(Cas d'une machine sans défaut montée en étoile)

II.3.6 Etablissement des équations différentielles indépendantes du système complet

C'est à cette étape que nous prenons en compte le montage étoile ou triangle des bobinages statoriques et les éventuels défauts. Il suffit pour cela de considérer la façon dont les différentes spires sont reliées entre elles pour définir le schéma électrique final du système complet (stator et rotor). Nous recherchons alors l'ensemble des équations différentielles indépendantes régissant l'évolution du système.

En effet, la représentation d'état (II.37) ne permet pas de résoudre les équations différentielles en courant, puisque les tensions aux bornes des spires ne sont pas connues, pour remédier à ce problème, on a opté pour la méthode des mailles. Cette dernière nous permet de résoudre et de réduire le nombre d'équations différentielles régissant le système complet, pour ce faire, nous définissons les courants de mailles indépendants qui vont régir l'évolution du système d'état, par la suite, nous constaterons que pour le montage triangle du stator on a juste besoin de définir trois courants de mailles qui seront confondus avec les courants circulant réellement dans les trois phases, par contre, pour le montage étoile deux courants de mailles suffisent pour connaître l'évolution du système, la transformation du système (II.37), ce fait comme suit :

Posant :

$$\mathbf{i} = \mathbf{D} \cdot \mathbf{j} \quad (\text{II.49})$$

Avec :

\mathbf{i} : Le vecteur des courants de spires.

\mathbf{j} : Le vecteur des courants de mailles.

L'équation (II.28) peut se mettre sous la forme suivante :

$$\underbrace{(\mathbf{D}^T \mathbf{u})}_{\mathbf{v}} = \underbrace{(\mathbf{D}^T \mathbf{R} \mathbf{D})}_{\mathbf{R}_m} \mathbf{j} + \frac{d}{dt} \left[\underbrace{(\mathbf{D}^T \mathbf{L}(\theta) \mathbf{D})}_{\mathbf{L}_m(\theta)} \mathbf{j} \right] \quad (\text{II.50})$$

L'équation (II.50) peut se simplifier en remplaçant $(\mathbf{D}^T \mathbf{u})$ par \mathbf{v} , $(\mathbf{D}^T \mathbf{R} \mathbf{D})$ par \mathbf{R}_m et $(\mathbf{D}^T \mathbf{L}(\theta) \mathbf{D})$ par $\mathbf{L}_m(\theta)$, on obtient :

$$v = [R_m][j] + \frac{d}{dt}[L_m(\theta)][j] \quad (\text{II.51})$$

Avec :

v : Vecteur de tension de mailles.

R_m : Matrice résistance de maille.

$L_m(\theta)$: Matrice inductance de maille.

De même pour la transformation de l'expression du couple électromagnétique est obtenue de la manière suivante :

$$C_{em} = \frac{1}{2} \cdot \underbrace{[j]^r \cdot [D]^r}_{[i]^r} \cdot \frac{d[L(\theta)]}{d\theta} \cdot \underbrace{[D][j]}_{[i]} \quad (\text{II.52})$$

$$C_{em} = \frac{1}{2} \cdot [j]^r \cdot \frac{d}{d\theta} \cdot \underbrace{[D]^r \cdot [L(\theta)] \cdot [D]}_{[L_m(\theta)]} \cdot [j] \quad (\text{II.53})$$

L'écriture finale du couple électromagnétique est :

$$C_{em} = \frac{1}{2} \cdot [j]^r \cdot \frac{d}{d\theta} [L_m(\theta)][j] \quad (\text{II.52})$$

II.3.7 Représentation d'état de la machine, de son alimentation et de la charge

L'équation électrique (II.28) dépend de la position du rotor au travers des mutuelles stator/rotor. Il est donc obligatoire de la coupler à l'équation régissant la mécanique du rotor.

En effectuant la transformation sur (II.37), nous obtenons donc, cette nouvelle représentation d'état :

$$\begin{bmatrix} [v] \\ -C_r \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} [B_m] & 0 & 0 \\ [C_m] & f_v & 0 \\ 0 & -1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} [j] \\ \Omega_r \\ \theta \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} [A_m] & 0 & 0 \\ 0 & J_t & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} [j] \\ \dot{\Omega}_r \\ \dot{\theta} \end{bmatrix} \quad (\text{II.53})$$

Avec :

$$[B_m] = [R_m] + \Omega_r \cdot \frac{d}{d\theta} [L_m(\theta)] \quad (\text{II.54})$$

$$[C_m] = -\frac{1}{2} \cdot [j]^T \cdot \frac{d}{d\theta} [L_m(\theta)] \quad (\text{II.55})$$

$$[A_m] = [L_m(\theta)] \quad (\text{II.56})$$

On note X_m le vecteur d'état et U_m le vecteur des entrées ou de commande :

$$X_m = [[j] \ \Omega_r \ \theta]^T \quad (\text{II.57})$$

$$\dot{X}_m = \left[\begin{matrix} \dot{j} \\ \dot{\Omega}_r \\ \dot{\theta} \end{matrix} \right]^T \quad (\text{II.58})$$

$$U_m = [[v] \ -C_r \ \theta]^T \quad (\text{II.59})$$

C'est la représentation d'état utilisée pour simuler la machine asynchrone à rotor bobiné alimentée directement par le réseau. Ce modèle nous permet bien sûr d'observer les grandeurs d'état, comme les courants de phases statoriques, rotoriques et le courant i_{cc} circulant dans les spires en court-circuit.

II.4 Modèle de simulation

Pour la simulation de la machine asynchrone, le logiciel Matlab est bien approprié vu ses bonnes capacités pour le calcul matriciel et ses avantageuses fonctionnalités pour la programmation vectorielle. Par contre, son utilisation nécessite généralement de trouver manuellement les équations différentielles régissant le système et il ne permet pas de déterminer les valeurs des différents paramètres (résistances et inductances) intervenant dans les équations du modèle. La simulation est alors fondée sur une résolution numérique d'équations différentielles d'une représentation d'état continue de la machine, pour ce faire, l'algorithme de Runge-Kutta d'ordre 4 est le plus approprié pour ce genre de calcul qui rappelons le, est basé sur l'évaluation des coefficients intermédiaires [Razik 01] :

$$(R - K)_4 \begin{cases} K_1 = F(X(t), t) \\ K_2 = F\left(X(t) + K_1 \cdot \frac{\Delta t}{2}, t + \frac{\Delta t}{2}\right) \\ K_3 = F\left(X(t) + K_2 \cdot \frac{\Delta t}{2}, t + \frac{\Delta t}{2}\right) \\ K_4 = F(X(t) + K_2 \cdot \Delta t, t + \Delta t) \\ X(t + \Delta t) = X(t) + \frac{K_1 + 2(K_2 + K_3) + K_4}{6} \cdot \Delta t \end{cases}$$

Pour le pas de simulation Δt , nous devons trouver un ordre de grandeur du pas de calcul maximum Δt_{max} à utiliser.

$$\text{En prenant } - \begin{bmatrix} [A_m] & 0 & 0 \\ 0 & J_t & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}^{-1} \cdot \begin{bmatrix} [B_m] & 0 & 0 \\ [C_m] & f_v & 0 \\ 0 & -1 & 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \lambda_1 & x & \dots & y \\ h & \lambda_2 & & \vdots \\ \vdots & & \ddots & z \\ k & \dots & n & \lambda_i \end{bmatrix},$$

La trace de cette matrice nous est donnée par : $\sum \lambda_i$.

$$\sum \lambda_i = \frac{1}{T_i} \text{ ce qui nous impose pour le pas de simulation : } \Delta t \ll \frac{1}{|\sum \lambda_i|}.$$

Dans notre application le programme nous indique que le pas de simulation maximum à utiliser est de 2 ms.

II.5 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons exposé le modèle multi-spires de la machine asynchrone en se basant sur une représentation de chaque spire du bobinage statorique et rotorique de manière indépendante. Par conséquent, ce modèle nous offre la possibilité de simuler l'entraînement électrique de la machine asynchrone en régime sain ou défaillant, avec un enroulement statorique monté en étoile ou en triangle, sans autant modifier sa mise en équations.

Dans le chapitre qui suit, nous présenterons la modélisation multi-spires de la machine asynchrone en régime de défauts de courts-circuits au stator.

III.1 Introduction

Dans ce chapitre, nous présenterons le modèle de la machine asynchrone avec défaut de court-circuit entre spires d'une phase statorique, ainsi nous donnons sa nouvelle mise en équations et l'influence d'un tel défaut sur le schéma électrique de la machine.

III. 2 Modélisation de la machine asynchrone dans le repère triphasé avec défauts statoriques de type court-circuit entre spires

Il s'agit de modéliser une machine fictive équivalente dont le stator et le rotor sont toujours constitués de trois phases identiques parcourues par des courants triphasés. Pour considérer l'existence d'un court-circuit entre spires au niveau du stator nous ajoutons pour ce dernier une bobine supplémentaire en court-circuit dont le nombre de spires n_{cc} est égal au nombre de spires en défaut dans la machine [Bachir 02]. Ainsi, en présence d'un déséquilibre statorique, la machine comporte, en plus des bobinages statoriques triphasés d'axes a_s , b_s , c_s et rotoriques d'axes a_r , b_r , c_r , un bobinage court-circuité à l'origine du champ stationnaire par rapport au stator, créé en situation de défaut.

La figure *III.1* illustre le stator d'une machine asynchrone à une paire de pôle avec un court-circuit sur la phase b_s du stator. On peut constater que le défaut fait apparaître dans la machine un nouveau bobinage B_{cc} , dont le nombre de spires est égal au nombre de spires en court-circuit et la direction égale à $\frac{2\pi}{3}$ (direction de la phase b_s). Pour définir ce défaut nous introduisons un angle électrique θ_{cc} , repérant le bobinage en court-circuit par rapport à l'axe de référence de la phase a_s . Ce paramètre permet la localisation du bobinage en défaut et ne peut prendre que les trois valeurs θ , $\frac{2\pi}{3}$ ou $-\frac{2\pi}{3}$ correspondant respectivement à un court-circuit sur les phases a_s , b_s ou c_s . Ainsi que le rapport de court-circuit η_{cc} , égal au rapport du nombre de spires en court-circuit sur le nombre total des spires en série dans une phase statorique réelle sans défaut. Ce paramètre permet la quantification du déséquilibre du à un certain nombre de spires en court-circuit.

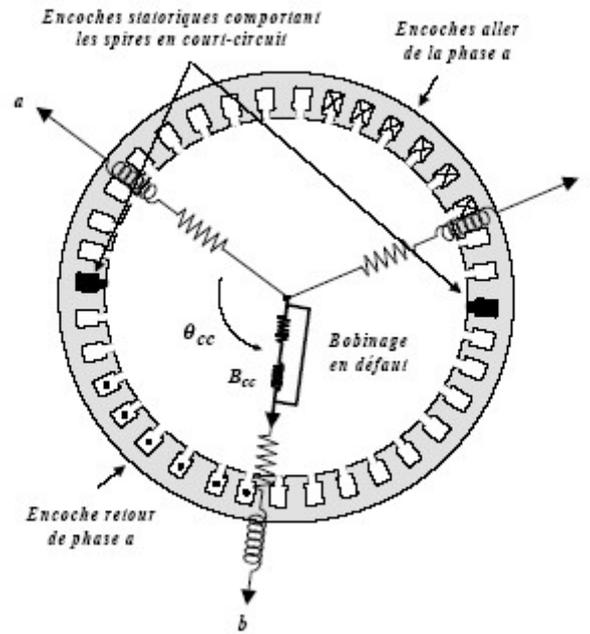


Fig.III.1 Court-circuit de spires sur la phase b du stator

III.2.1 La mise en équation de la machine asynchrone en présence de défaut

Nous allons maintenant exprimer les différentes équations de tensions et de flux de la machine asynchrone en présence d'un défaut statorique de type court-circuit, en introduisant les paramètres électriques de la bobine court-circuitée B_{cc} parcourue par un courant de court-circuit i_{cc} (Fig.III.2) et qui sera couplée au travers des mutuelles avec les équations des phases statoriques et rotoriques.

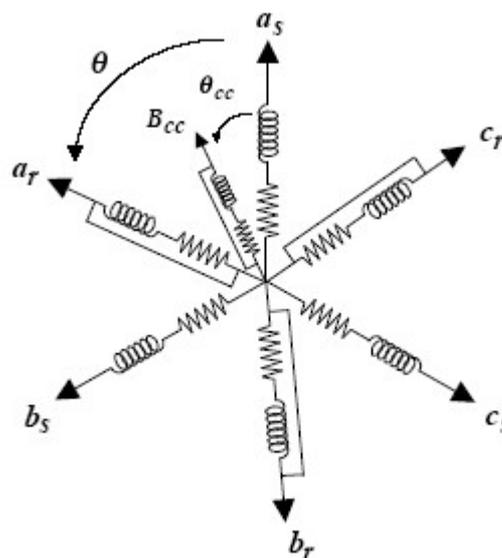


Fig.III.2 Enroulements triphasés avec court-circuit

La nouvelle mise en équations de la machine asynchrone en défaut de court-circuit est la suivante :

$$V_s = [R_s]i_s + \frac{d\Phi_s}{dt} \quad (III.1)$$

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

$$0 = r_{cc}i_{cc} + \frac{d\Phi_{cc}}{dt} \quad (III.3)$$

Où :

$$\Phi_s = [L_s]i_s + [Msr]i_r + [M_{sc}]i_{cc} \quad (III.4)$$

$$\Phi_r = [Mrs]i_s + [L_r]i_r + [M_{rc}]i_{cc} \quad (III.5)$$

$$\Phi_{cc} = [M_{cs}]i_s + [M_{cr}]i_r + [L_{cc}]i_{cc} \quad (III.6)$$

Les matrices $[R_s]$, $[R_r]$, $[L_s]$, $[L_r]$, $[Msr]$ et $[Mrs]$ sont définies dans le modèle triphasé triphasé standard donné en chapitre II.

III.2.2 Détermination des paramètres du bobinage statorique, rotorique et de la bobine en court-circuit

Pour réduire le nombre de paramètres du modèle, nous introduisons le rapport $\eta_{cc} = \frac{n_{cc}}{n_s}$ du nombre de spires en court-circuit sur le nombre total de spires en série dans les phases statoriques réelles sans défaut. Nous essayons ensuite d'exprimer les différents paramètres de B_{cc} en fonction de η_{cc} et des paramètres des autres phases statoriques et rotoriques.

Dans notre cas, nous considérons que les spires en courts-circuits d'une phase réelle sont uniformément réparties dans toutes les encoches de la phase affectée. Ainsi, nous aurons la possibilité de déterminer les paramètres de la bobine B_{cc} , en appliquant juste les lois fondamentales de l'électromagnétisme. Sachant que le circuit magnétique emprunté par les lignes du champ coupant cette bobine de court-circuit est quasiment identique à celui emprunté par les lignes du champ coupant la phase statorique réelle en défaut. L'application

du théorème d'Ampère montre qu'en plus du champ tournant il se crée une excitation magnétique stationnaire H_{cc} , de pulsation Ω_r , due à ce nouveau bobinage.

En notant L_{cc} l'inductance propre de B_{cc} ayant $\eta_{cc} \cdot n_s$ de spires, peut s'écrire :

$$L_{cc} = \eta_{cc}^2 \cdot (L_{ps} + L_{fs}) = \eta_{cc}^2 \cdot L_s \quad (\text{III.7})$$

Où L_{ps} est l'inductance principale d'une phase statorique, L_{fs} son inductance de fuite et L_s son inductance propre.

La résistance r_{cc} de la bobine B_{cc} est donnée en fonction de la résistance r_s d'une phase statorique sans défaut, elle s'obtient de la manière suivante :

$$r_{cc} = \eta_{cc} \cdot r_s \quad (\text{III.8})$$

Ainsi que, les mutuelles entre la bobine B_{cc} et les autres phases statoriques et rotoriques sont définies comme suit :

$$[M_{ccs}] = \eta_{cc} \cdot L_{sp} \cdot \left[\cos(\theta_{cc}) \quad \cos\left(\theta_{cc} - \frac{2\pi}{3}\right) \quad \cos\left(\theta_{cc} + \frac{2\pi}{3}\right) \right] \quad (\text{III.9})$$

$$[M_{ccr}] = \eta_{cc} \cdot M_{sr} \cdot \left[\cos(\theta_{cc} - \theta) \quad \cos\left(\theta_{cc} - \theta - \frac{2\pi}{3}\right) \quad \cos\left(\theta_{cc} - \theta + \frac{2\pi}{3}\right) \right] \quad (\text{III.10})$$

$$[M_{ccr}] = [M_{ccs}]^T \quad (\text{III.11})$$

Avec :

M_{sc} (Respectivement M_{rc}) : mutuelle inductance statorique (respectivement rotorique), de bobinage en court-circuit et M_{sr} représente la mutuelle maximale entre le stator et le rotor.

III.2.3 Influences d'un défaut de court-circuit entre spires sur les schémas électriques

Il est assez difficile de décrire exactement la succession des phénomènes physiques qui entrent en jeu lors d'un court-circuit. La dégradation des isolants fait qu'à un moment donné il existe entre deux points de différentes spires un chemin dont la résistance devient très faible, voir nulle, si les processus ont abouti à une quasi soudure des spires au point de court-circuit. Dans tous les cas, nous ne nous intéressons pas à la phase transitoire de ces phénomènes, mais uniquement aux courts-circuits établis, c'est à dire entre deux bornes de spires. La conséquence d'un tel défaut est donc de modifier la connexion entre les spires du schéma électrique, et donc comme nous le verrons, de modifier le nombre d'équations différentielles du modèle de simulation. La figure III.3 représente l'influence d'un court-circuit entre spire d'une même phase sur le schéma électrique d'une machine asynchrone avec un stator connecté en triangle, comme le montre la figure III.3, nous avons une maille de plus donc un quatrième courant de maille j_{s4} , par conséquent la nouvelle matrice de montage est définie comme suit :

$$\begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \\ i_{cc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} j_{s1} \\ j_{s2} \\ j_{s3} \\ j_{s4} \end{bmatrix} \quad (\text{III.12})$$

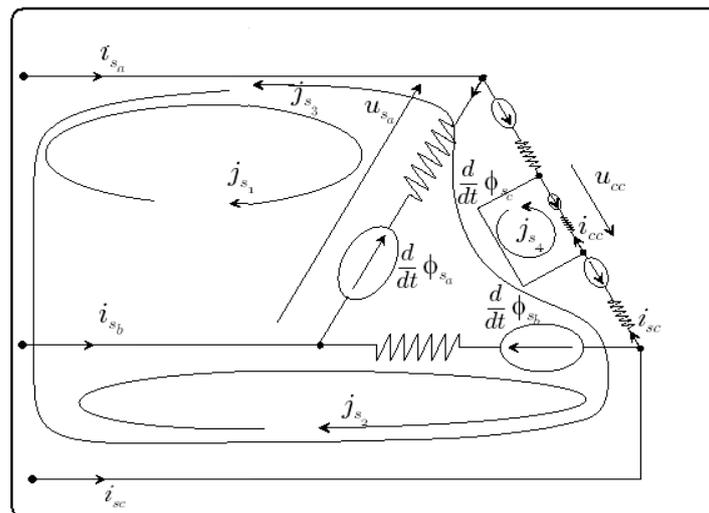


Fig.III.3 Influence d'un court-circuit sur la topologie du circuit électrique équivalent.

Par conséquent, le modèle de la machine asynchrone en régime de défaut s'obtient en ajoutant les termes dus à la bobine de court-circuit. Le nouveau modèle d'état est le suivant :

$$\begin{bmatrix} [v] \\ u_{cc} \\ -C_r \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} [B_{dm}] & 0 & 0 \\ [C_{dm}] & f_v & 0 \\ 0 & -1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} [j] \\ j_{s4} \\ \theta \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} [A_{dm}] & 0 & 0 \\ 0 & J_t & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{j} \\ \dot{j}_{s4} \\ \dot{\theta} \end{bmatrix} \quad (\text{III.13})$$

$$[B_{dm}] = D^T \begin{bmatrix} [R] & 0 \\ 0 & r_{cc} \end{bmatrix} D + \Omega_r \cdot \frac{d}{d\theta} D^T \begin{bmatrix} [L(\theta)] & [M_{cc}]^T \\ [M_{cc}] & L_{cc} \end{bmatrix} D \quad (\text{III.14})$$

$$[A_{dm}] = D^T \begin{bmatrix} [L(\theta)] & [M_{cc}]^T \\ [M_{cc}] & L_{cc} \end{bmatrix} D \quad (\text{III.15})$$

$$[C_{dm}] = [[C_m] \quad 0] \quad (\text{III.16})$$

Avec :

$$[M_{cc}] = [[M_{ccs}] \quad [M_{ccr}]] \quad (\text{III.17})$$

$$[M_{ccs}] = n_{cc} \cdot I_s \cdot [F_{s1}^{a1} \dots F_{s1}^{ans} \quad F_{s2}^{b1} \dots F_{s2}^{bns} \quad F_{s3}^{c1} \dots F_{s3}^{cns}] \quad (\text{III.18})$$

$$[M_{ccr}] = n_{cc} \cdot m_{sr} \cdot [Q_{r1}^{a1} \dots Q_{r1}^{anr} \quad Q_{r2}^{b1} \dots Q_{r2}^{bnr} \quad Q_{r3}^{c1} \dots Q_{r3}^{cnr}] \quad (\text{III.19})$$

Où :

$$\begin{cases} F_{s1} = \cos(\theta_{cc}) \\ F_{s2} = \cos\left(\theta_{cc} - \frac{2\pi}{3}\right) \\ F_{s3} = \cos\left(\theta_{cc} + \frac{2\pi}{3}\right) \end{cases} \quad \begin{cases} Q_{r1} = \cos(\theta_{cc} - \theta) \\ Q_{r2} = \cos\left(\theta_{cc} - \theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ Q_{r3} = \cos\left(\theta_{cc} - \theta + \frac{2\pi}{3}\right) \end{cases}$$

l_s représente l'inductance principale d'une spire statorique et m_{sr} la mutuelle maximale entre une spire rotorique et statorique.

III.2.4 Autres défauts

L'ouverture de phase est assez fréquente. Bien souvent, il s'agit de la rupture d'un fusible, ou encore d'une cosse mal serrée à la jonction du câble d'alimentation et des bornes de la machine. Ce type de défaut peut être modélisé soit en considérant effectivement l'ouverture du circuit électrique, et donc encore une fois la modification de sa topologie, soit plus simplement en faisant tendre une (des) résistance(s) vers l'infini pour forcer l'annulation du (des) courant(s) dans le(s) conducteur(s) concerné(s). Il est aussi possible d'envisager d'autres défauts, comme le court-circuit aux bornes des phases et les défauts apparaissant au niveau du système bagues-balais.

III.3 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons exposé le modèle de la machine asynchrone avec défaut de court-circuit entre spires qui présente l'avantage d'être ouvert par sa possibilité de simuler l'entraînement électrique de toutes les machines asynchrones à rotor bobiné, saines ou défectueuses, sans autant modifier sa mise en équations, car les réglages se font au niveau des matrices de connexions.

Par contre, la dépendance de notre modèle aux paramètres de la machine (les inductances) constitue son point faible puisque il ne nous permet pas de les estimer. Pour une étude plus avancée, il peut être couplé à un modèle basé sur la résolution des équations de Maxwell [Schaeffer 99].

Dans le chapitre qui suit nous présenterons les résultats de simulations de la machine asynchrone en régime sain et défectueux, fonctionnant à vide, puis en charge,

IV.1 Simulation de la machine asynchrone en régime sain

IV.1.1 Introduction

Dans cette partie, nous présentons les résultats de simulation de l'entraînement électrique de la machine asynchrone à rotor bobiné saine, alimentée directement par le réseau triphasé avec un enroulement statorique connecté en étoile, et l'interprétation de chaque courbe sera donnée.

IV.1.2 Résultats de la simulation

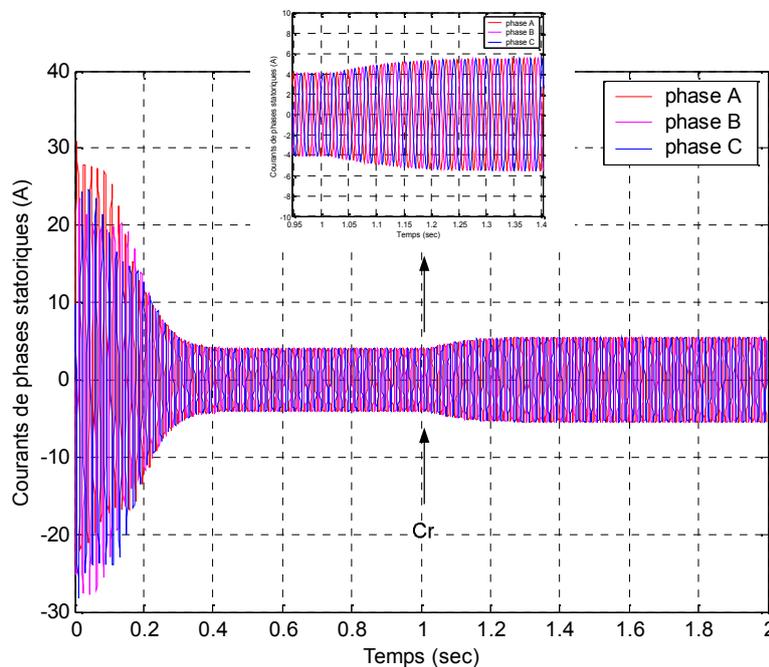


Fig.IV.1 Courants des phases statoriques (A)

La figure *IV.1* représente l'évolution des courants statoriques en fonction du temps, étant donné que le rotor est initialement à l'arrêt, le régime transitoire se manifeste par des amplitudes de courants qui atteignent des valeurs maximales allant jusqu'à 30A et qui dure 0.5s, par la suite, le régime permanent s'établit et se traduit par la chute des courants avec des oscillations sinusoïdales autour de la valeur nulle, à $t = 1s$, nous imposons un couple résistant de 10 N.m, qui a comme effet d'augmenter les courants qui atteignent une valeur maximale de 5A, cette effet peut être expliquer tout simplement par l'augmentation de la réaction

magnétique du rotor qui est, elle-même, due à l'augmentation de l'amplitude des courants rotoriques causée par la décélération du rotor.

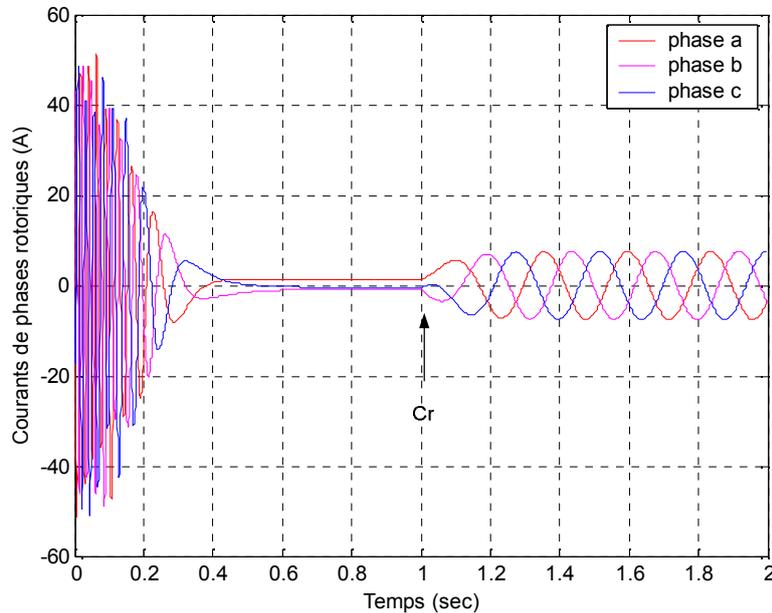


Fig.IV.2 Courants de phases rotoriques

La figure *IV.2* représente l'évolution du courant dans les trois phases rotoriques en fonction du temps, aux premiers instants du démarrage, le rotor se trouve balayé par un flux qui varie rapidement dans le temps, d'où l'apparition des courants induits de grandes amplitudes pouvant atteindre une valeur maximale de 50A. Le rotor accélère, au même temps la vitesse de glissement diminue, par conséquent, la vitesse du rotor s'approche de celle du champ tournant statorique (vitesse de synchronisme) ce qui explique la chute des courants rotoriques à des valeurs presque nulles dans le régime permanent à vide, à $t = 1s$, nous imposons à la machine un couple résistant de 10 Nm, Ainsi, le rotor décélère, donc la vitesse de glissement augmente et provoque une légère augmentation des courants rotoriques atteignant une valeur maximale de 7A.

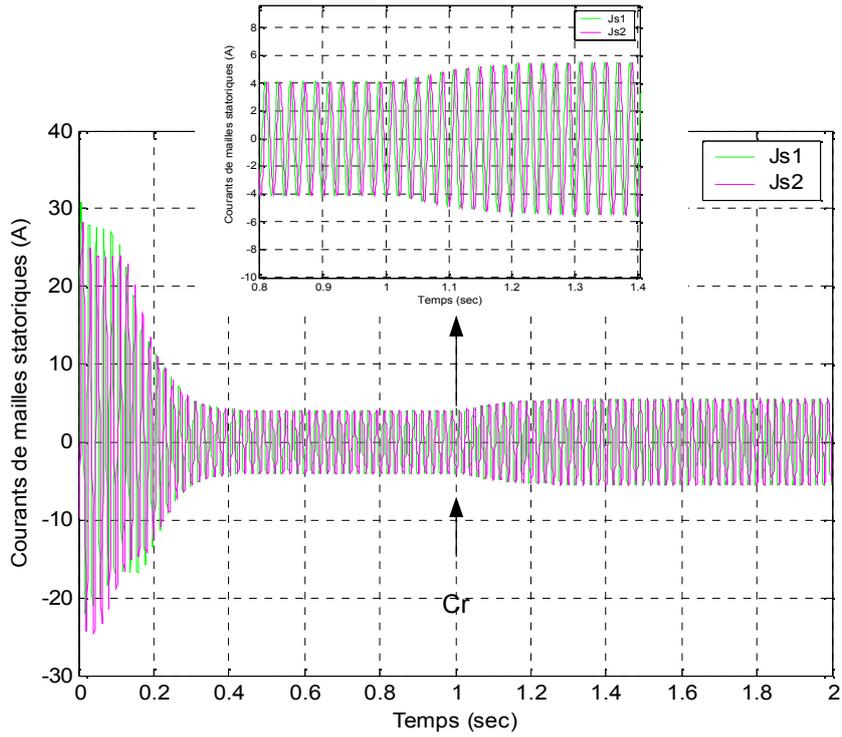


Fig.IV.3 Courants de mailles statoriques

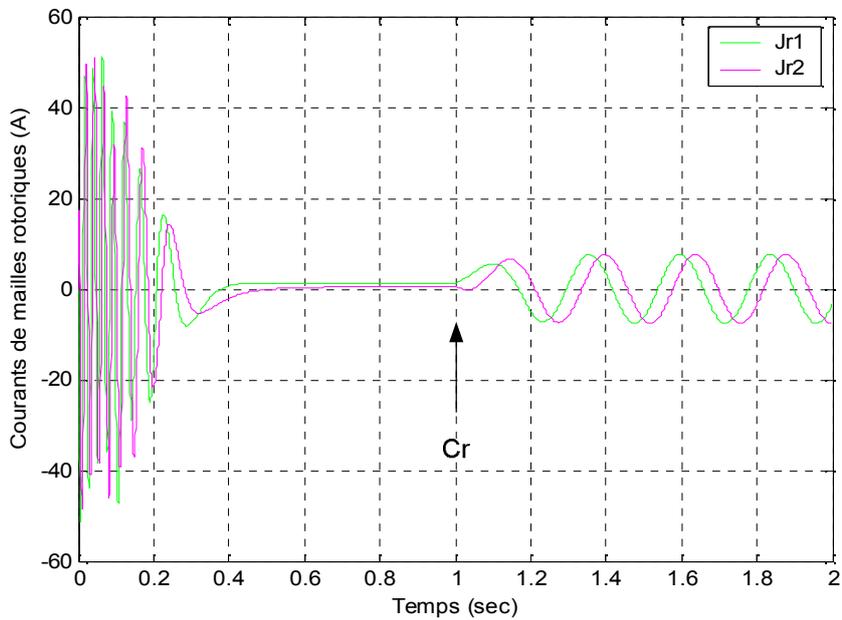


Fig.IV.4 Courants de mailles rotoriques

Les figures *IV.3* et *IV.4* représentent les courants de mailles statoriques et rotoriques qui sont considérés comme des inconnus dans le calcul lors de nos simulations. Nous remarquons que dans le cas d'un stator monté en étoile, nous avons juste besoin de définir deux courants de mailles fictifs comme nous l'avons expliqué dans le chapitre précédent, par contre, si le stator est monté en triangle, les courants de phases et de mailles seront confondus comme le montre la figure *II.4*.

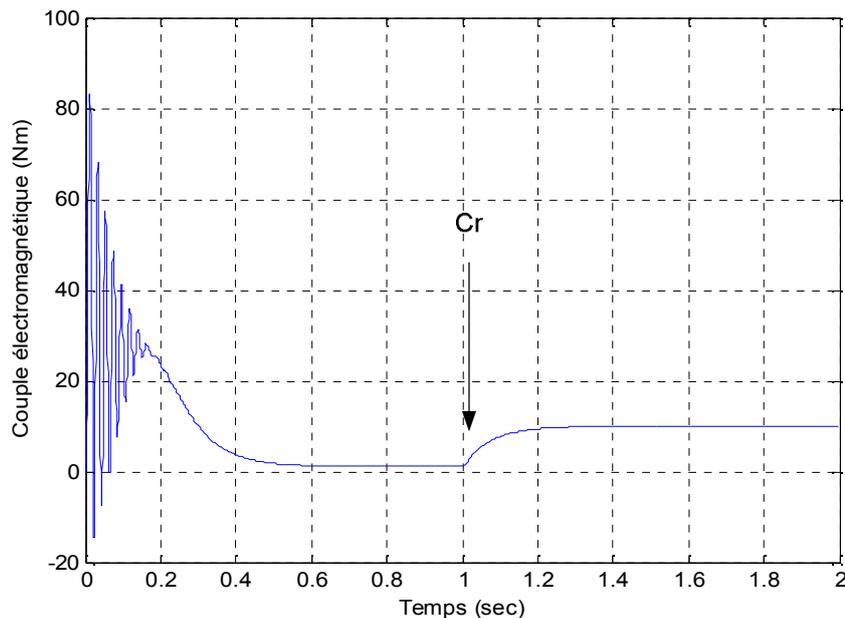


Fig.IV.5 Le couple électromagnétique

La figure *IV.5* représente l'évolution du couple électromagnétique, le régime transitoire qui dure 0.5s, se manifeste par des oscillations amorties autour de 27 Nm et pouvant atteindre une valeur maximale de 84 Nm, à partir de $t = 0.2s$ le couple chute rapidement pour atteindre une valeur presque nulle et égale à celle du couple de frottement fluide, à $t = 1s$, nous appliquons un couple résistant de 10 Nm et évidemment le couple électromagnétique réagit d'une manière inverse, de sorte à combattre le couple résistant, d'après le principe fondamental de la dynamique, durant le régime permanent en charge, nous aurons un couple électromagnétique égal ou légèrement supérieur au couple résistant, tout dépend de l'effet des frottements sur la dynamique du rotor.

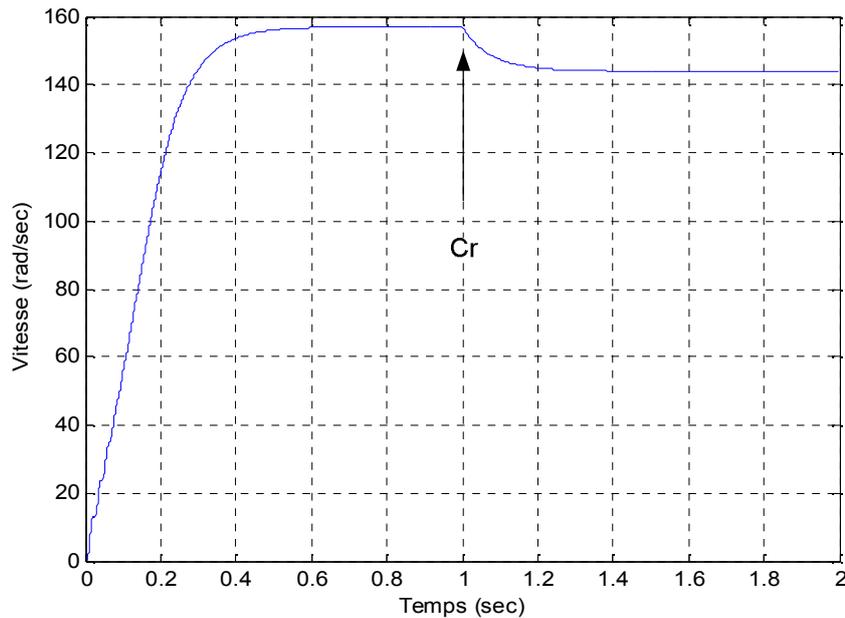


Fig.IV.6 La vitesse de rotation

La figure **IV.6** représente l'évolution de la vitesse de rotation de la machine, aux premiers instants du démarrage la vitesse augmente de 0 à 156 rad/s dans un intervalle de 0,6s, atteignant ainsi le régime permanent, on voit très bien que cette vitesse s'approche de celle du synchronisme ce qui est connu pour le fonctionnement de la machine à vide, par la suite, a $t = 1$ s, nous appliquons un couple résistant de 10 N.m qui va tenter de freiner l'arbre moteur d'où la diminution de la vitesse.

IV.1.3 Conclusion

Dans cette partie, nous avons donné les résultats de la simulation d'une machine asynchrone à rotor bobiné alimentée directement par le réseau triphasé, fonctionnant à vide et puis en charge. Nous constatons que les courbes obtenues, traduisent bien le comportement connu du fonctionnement de la machine asynchrone. La suite du chapitre est totalement consacrée à la simulation des défauts.

IV.2 Simulation de la machine asynchrone en présence de défauts

IV.2.1 Introduction

Dans le but de connaître l'influence des défauts sur le fonctionnement et l'état de la machine asynchrone, nous donnons les résultats de simulation des défauts que le modèle nous permet de réaliser tels que : le court-circuit entre spires d'une même phase, le court-circuit entre phases proches de l'alimentation.

IV.2.2 Défaut du court-circuit entre spires d'une même phase statorique

Le défaut du court-circuit entre spires du stator est causé par la dégradation de l'isolation due aux vibrations des conducteurs d'encoches et les divers frottements qui en résultent, suite à de grandes sollicitations de la machine, accélérant ainsi, l'usure des isolants, mais il reste que le facteur principal de vieillissement de l'isolation, est l'échauffement anormal des bobinages. Dans cette partie on se propose de donner les résultats des simulations de la machine asynchrone avec une phase affectée par le défaut de court-circuit de différents pourcentages dans le but de bien voir son effet sur les grandeurs électriques et mécaniques.

IV.2.2.1 Influence du court-circuit entre spires sur les grandeurs électriques et mécaniques

a) Les courants statoriques

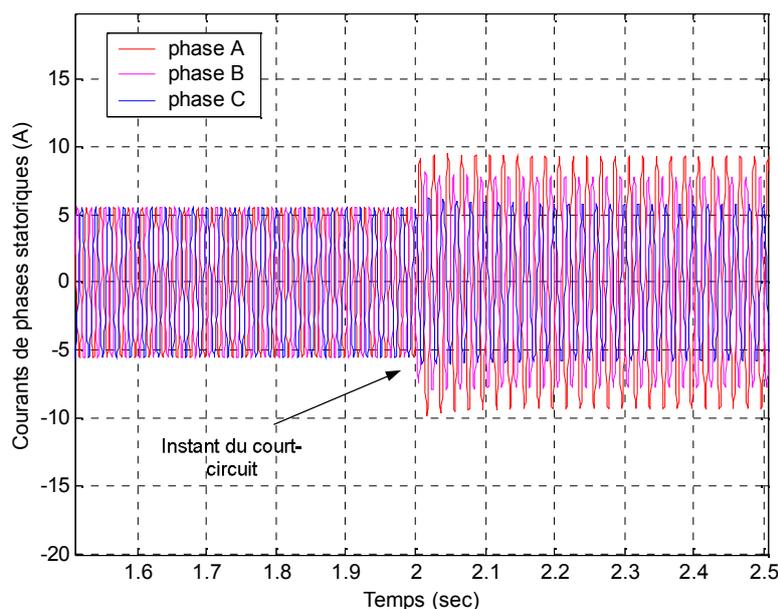


Fig.IV.7 court-circuit de 12 spires (5%)

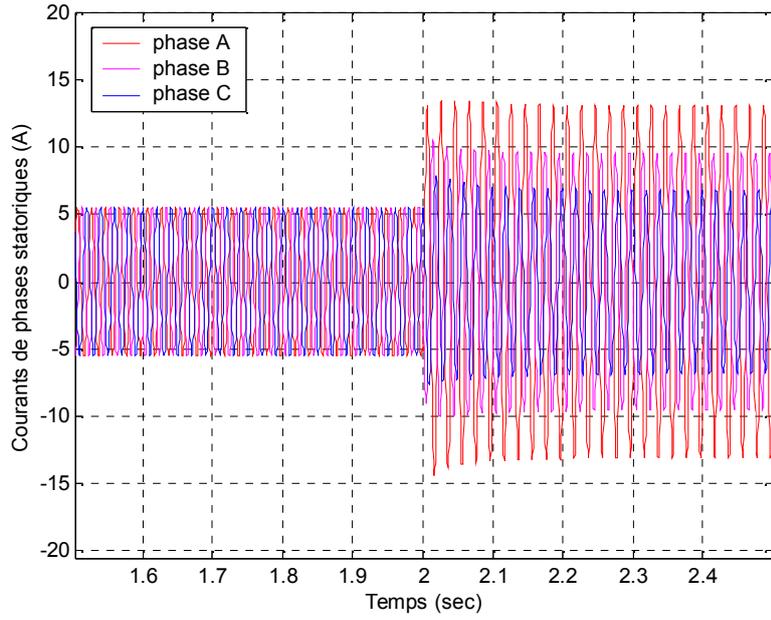


Fig.IV.8 court-circuit de 24 spires (10%)

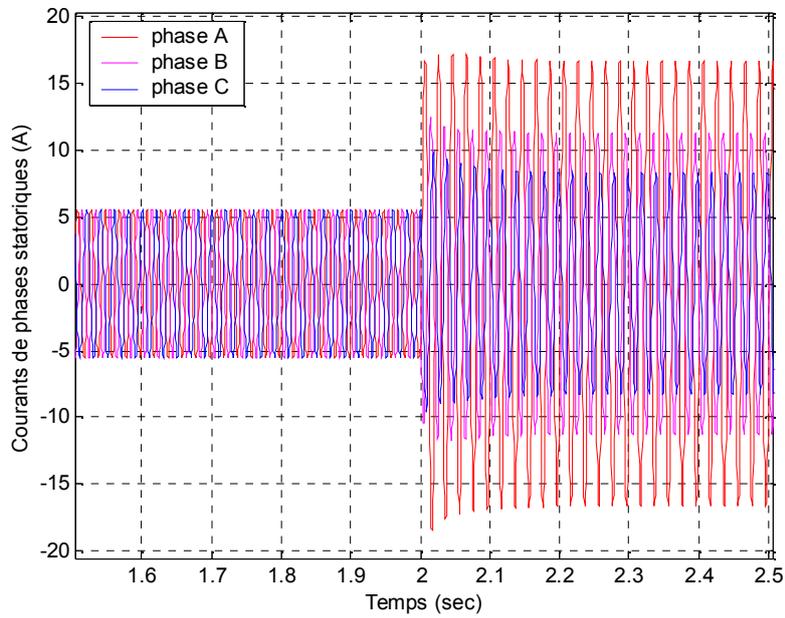


Fig.IV.9 court-circuit de 36 spires (15%)

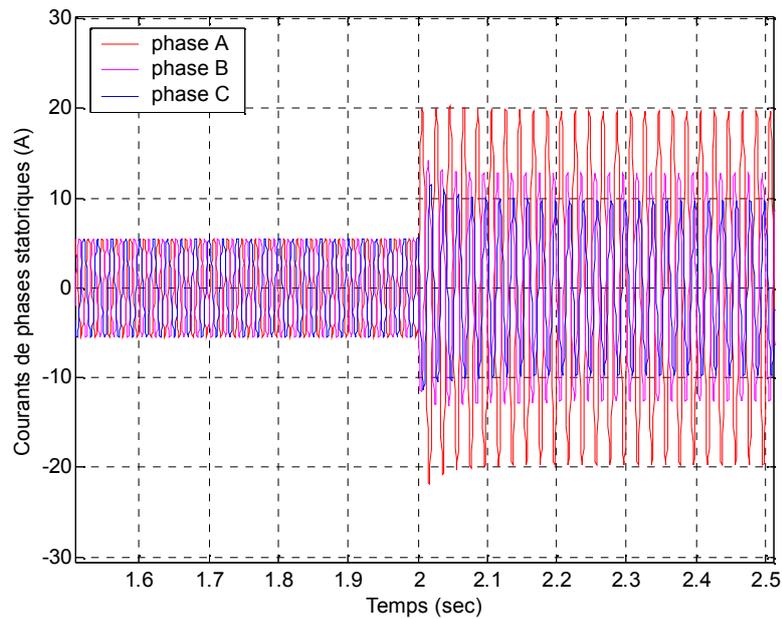


Fig.IV.10 court-circuit de 48 spires (20%)

Les figures (IV.7, IV.8, IV.9, IV.10) montrent l'augmentation du courant dans les phases abc du stator suite à des courts-circuits de 12, 24, 36 et 48 spires créés dans la phase a_s de la machine fonctionnant en charge. Nous remarquons que pour un court-circuit de 48 spires (20 %), le courant de la phase en défaut atteint presque 3 fois le courant nominal de la machine, avec une augmentation des courants dans les deux autres phases qui est due au couplage magnétique des trois phases statoriques, conformément aux observations trouvées par d'autres auteurs [Bachir 02], [Boumegoura 01].

b) Les courants rotoriques

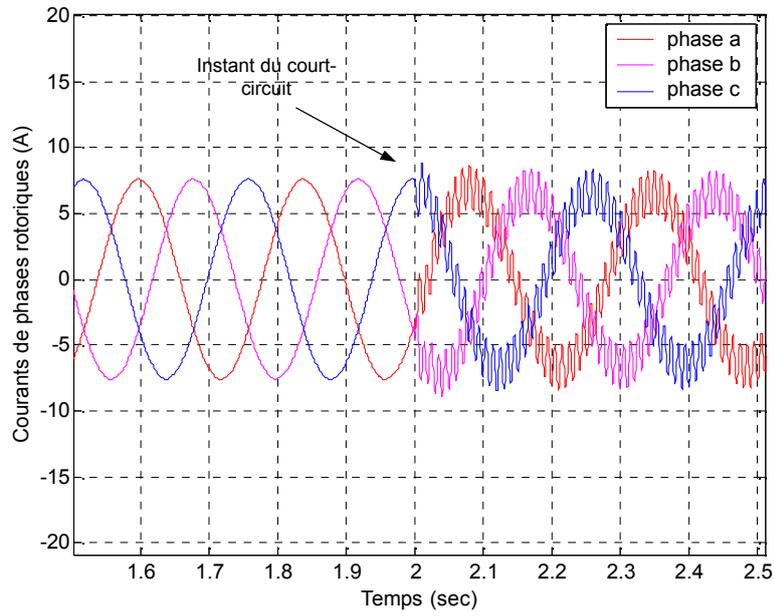


Fig.IV.11 court-circuit de 12 spires (5%)

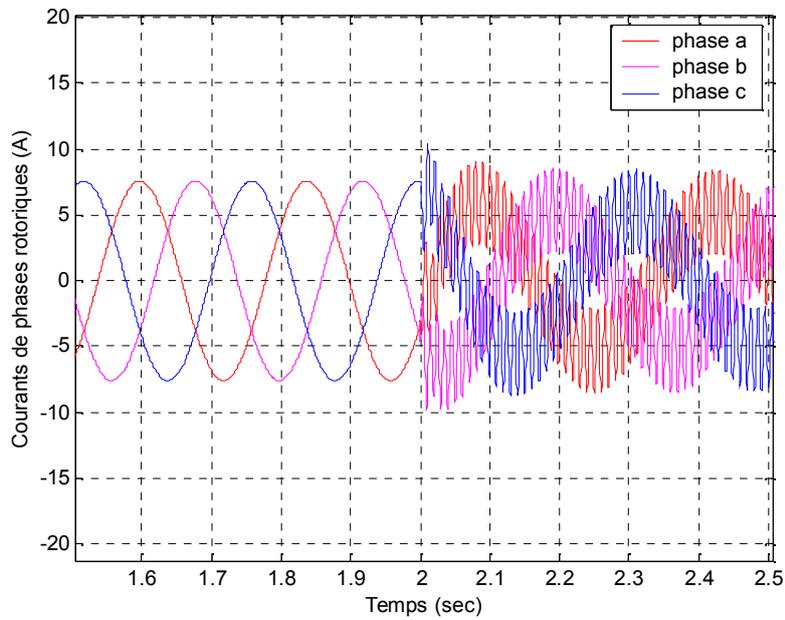


Fig.IV.12 court-circuit de 24 spires (10%)

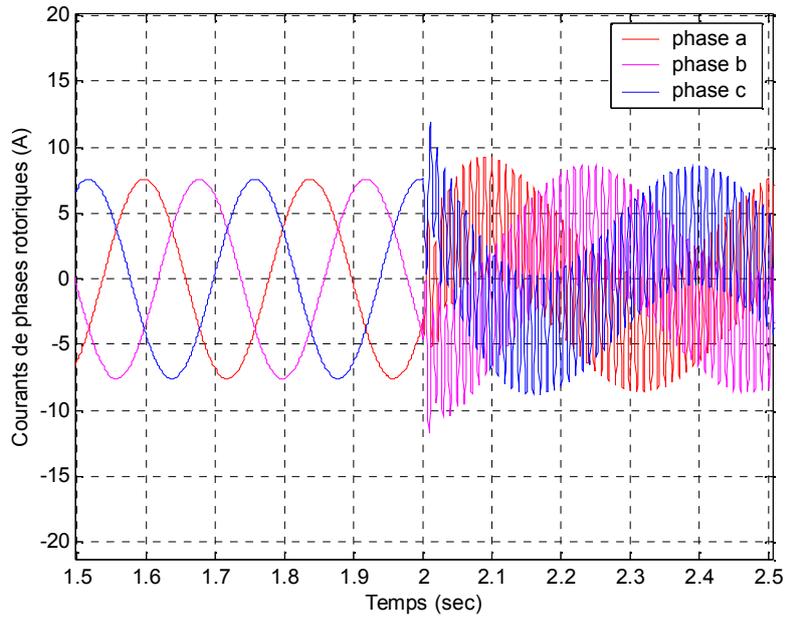


Fig.IV.13 court-circuit de 36 spires (15%)

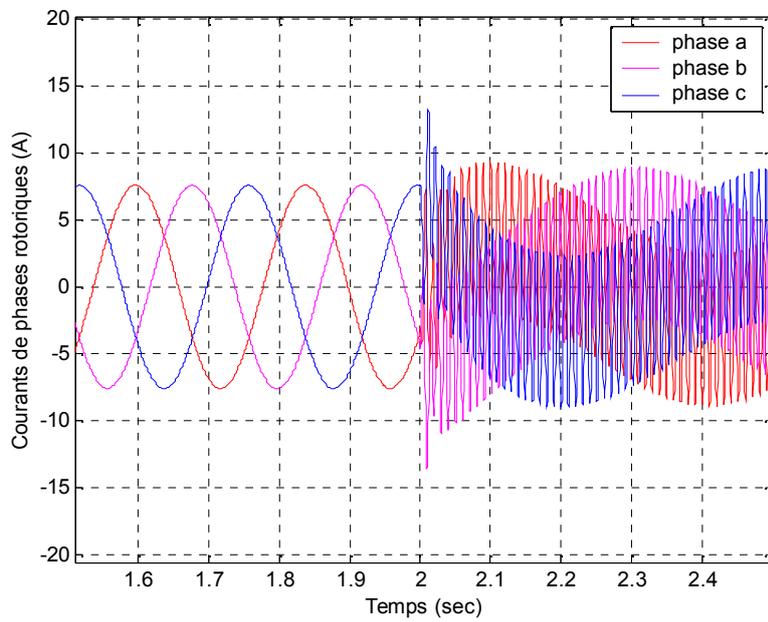


Fig.IV.14 court-circuit de 48 spires (20%)

Suite à la création du défaut de court-circuit au niveau de la phase a_s du stator, on remarque que les courants rotoriques augmentent avec l'apparition d'une nouvelle composante fréquentielle, qui ne peut être expliquée, que par la modification du comportement magnétique dans l'entrefer, due au champ stationnaire créée par les spires en court-circuit qui s'ajoute au champ tournant créé par les trois phases statoriques sans défauts.

c) Le courant de court-circuit

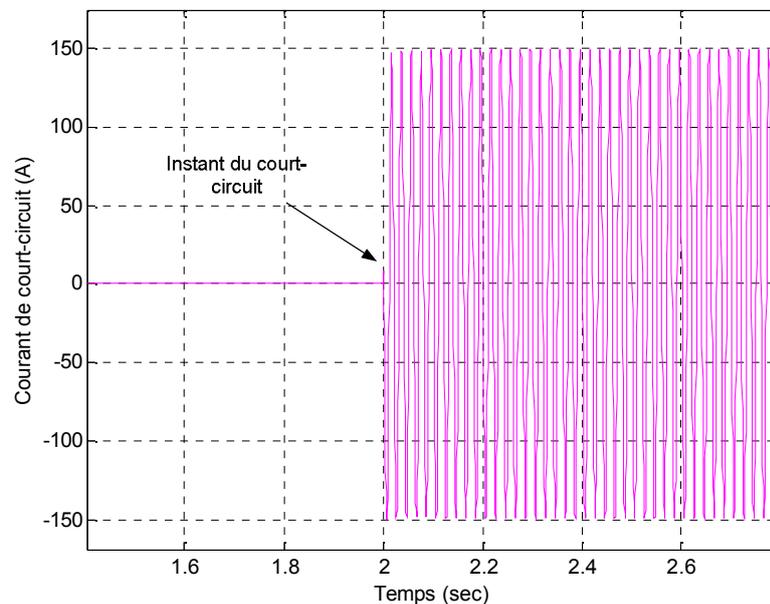


Fig.IV.15 court-circuit de 48 spires (20%)

Le courant du court-circuit, représente le courant induit qui circule dans la bobine court-circuitée due au défaut, comme on le constate, les simulations révèlent un courant induit d'environ 14 fois le courant nominal de la machine. En réalité, les fils en cuivre n'étant pas dimensionnés pour cette amplitude, il est évident que l'effet du court-circuit est destructeur en quelques secondes et se propage au reste du bobinage qui causera la perte de la machine, Notons que l'ordre de grandeur qu'on a obtenu pour le courant de court-circuit a été vérifié expérimentalement par [Bachir 02].

c) Le couple électromagnétique

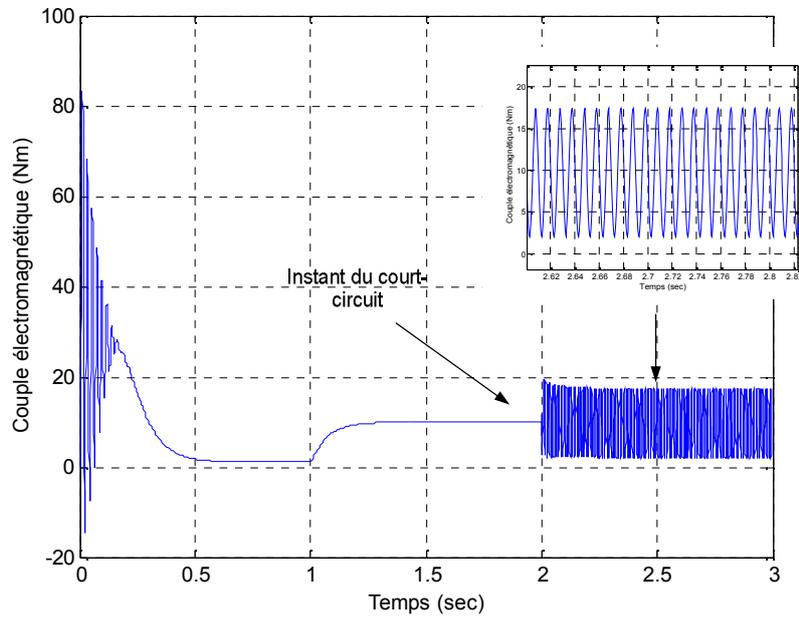


Fig.IV.16 court-circuit de 12 spires (5%)

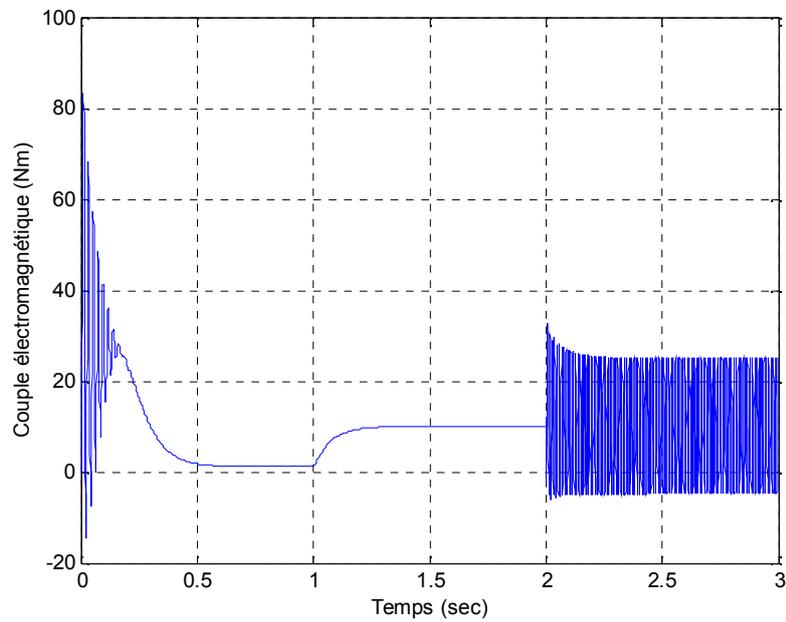


Fig.IV.17 court-circuit de 24 spires (10%)

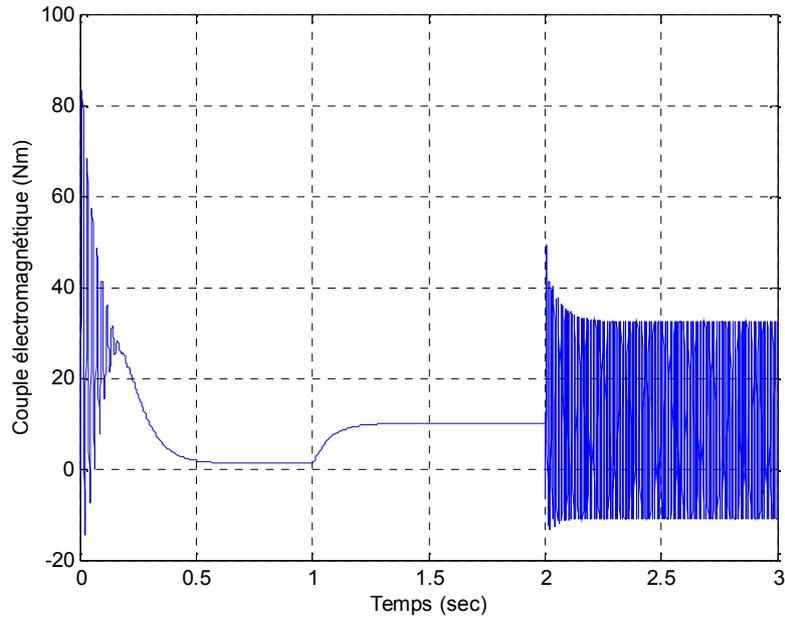


Fig.IV.18 court-circuit de 36 spires (15%)

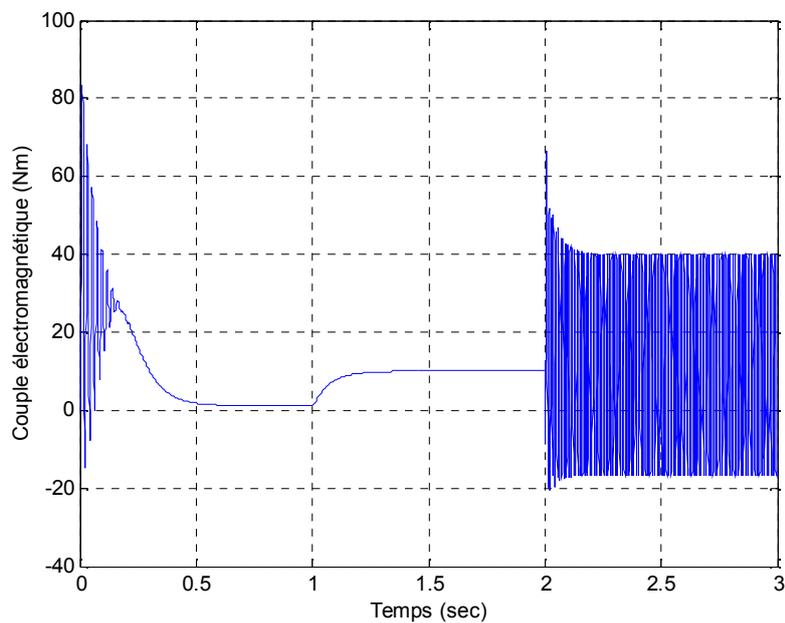


Fig.IV.19 court-circuit de 48 spires (20%)

Les simulations révèlent que, lors de la création du défaut de court-circuit entre spires d'une même phase, une nouvelle interaction entre la bobine court-circuitée et le rotor s'ajoute à celle qui existe dans le régime du bon fonctionnement, Ainsi, les ondulations du couple

électromagnétique sont à l'origine de cette nouvelle interaction créée dans l'entrefer, nous remarquons que ces ondulations croissent avec l'augmentation du nombre de spires en court-circuit, sans que cela change la valeur moyenne du couple par rapport à sa valeur en régime sain.

e) La vitesse de rotation

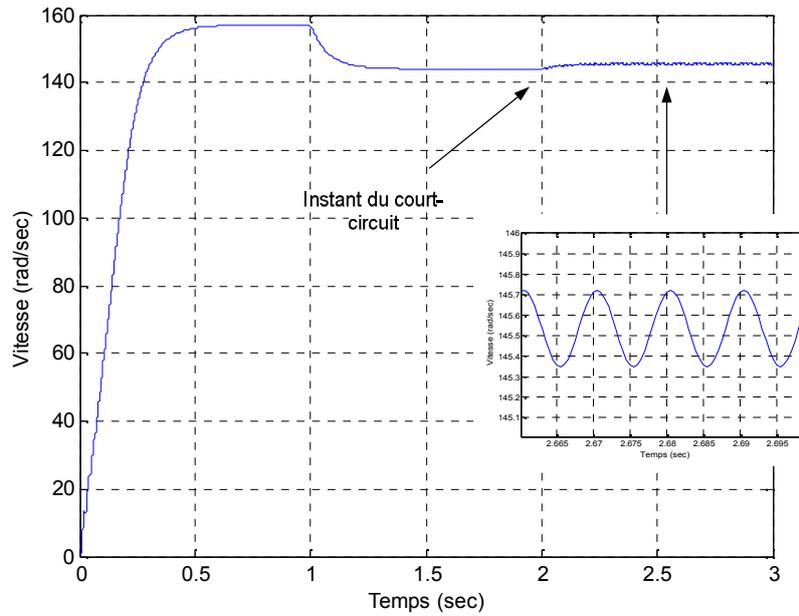


Fig.IV.20 court-circuit de 12 spires (5%)

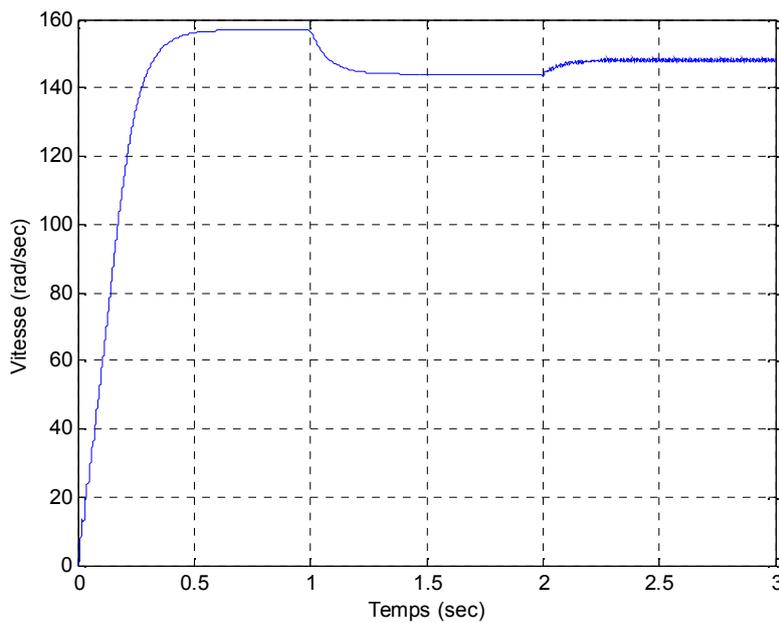


Fig.IV.21 court-circuit de 24 spires (10%)

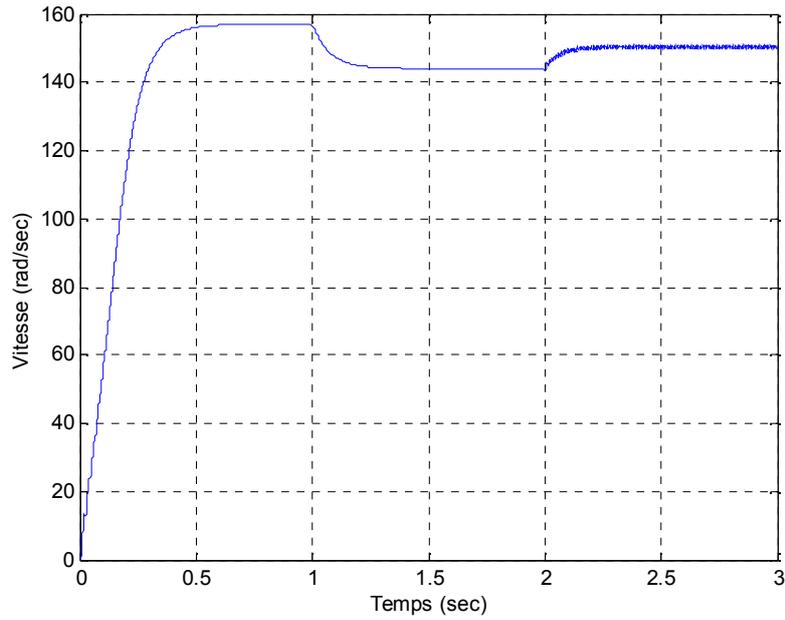


Fig.IV.22 court-circuit de 36 spires (15%)

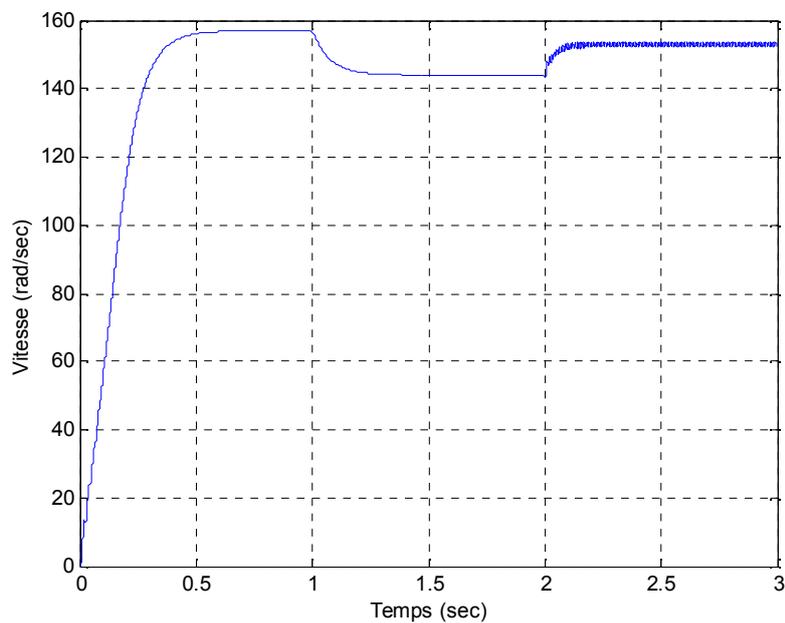


Fig.IV.23 court-circuit de 48 spires (20%)

Les simulations montrent que ce défaut à une influence significative sur la mécanique du rotor, car l'augmentation du nombre de spires en court-circuit engendre une augmentation de la vitesse de rotation de la machine.

IV.2.2.2 Caractéristique des courants de phases statoriques en fonction de n_{cc}

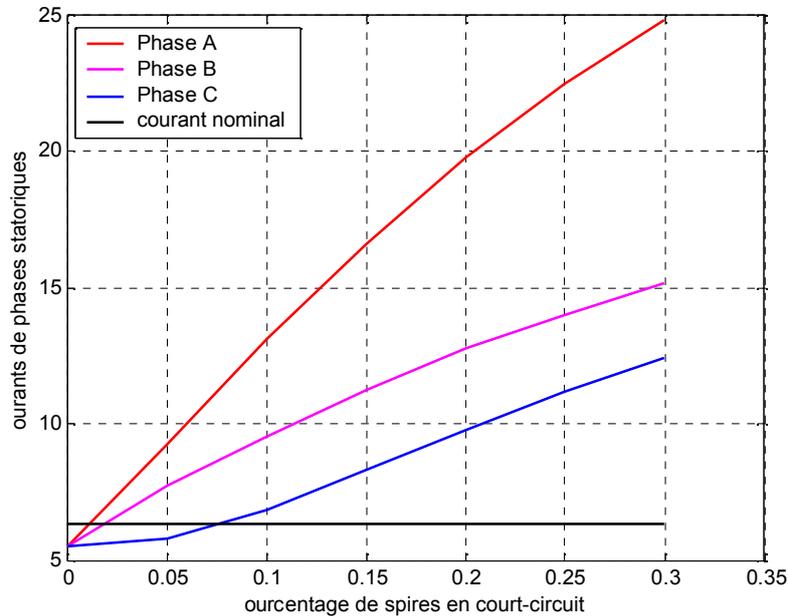


Fig.IV.24 Evolution des courants statoriques en fonction de n_{cc}

La figure *IV.24* montre l'évolution des courants de phases statoriques avec l'augmentation du nombre de spires en courts-circuits dans la phase a_s . Sachant que le courant nominal est de 11A, cela nous permet d'une part d'avoir une information sur les contraintes électriques engendrant l'augmentation de la température dans les enroulements qui est la cause majeure de la dégradation des isolants et d'autre part de quantifier le nombre de spires en court-circuit.

IV.2.2.3 Caractéristique des courants de phases rotoriques en fonction de n_{cc}

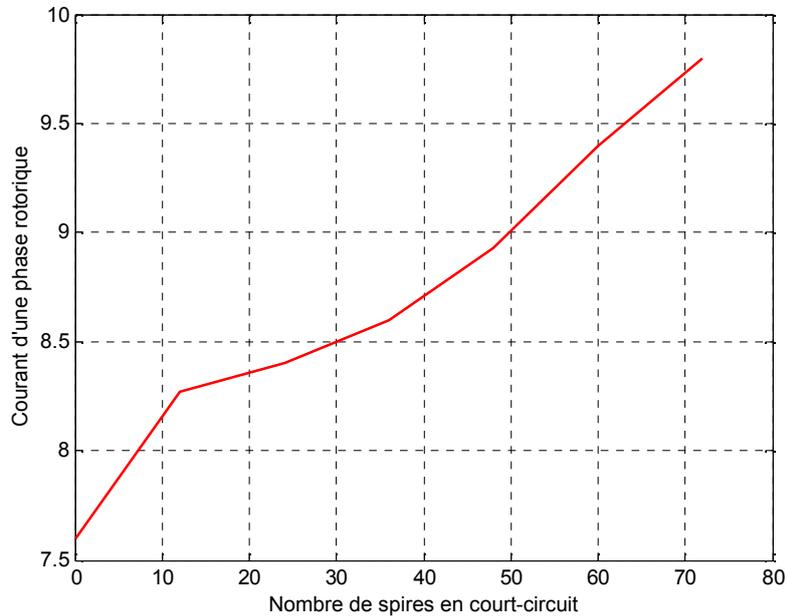


Fig.IV.25 Evolution des courants rotoriques en fonction de n_{cc}

La figure **IV.25** montre l'évolution du courant d'une phase rotorique en fonction du nombre de spires en court-circuit, nous avons tracé uniquement le courant circulant dans une seule phase puisque il se confond avec les deux autres. Nous constatons que pour un court-circuit de 72 spires

(30 %) le courant dans la phase n'atteint pas la valeur de 10.8A qui représente le courant nominal des enroulements rotoriques.

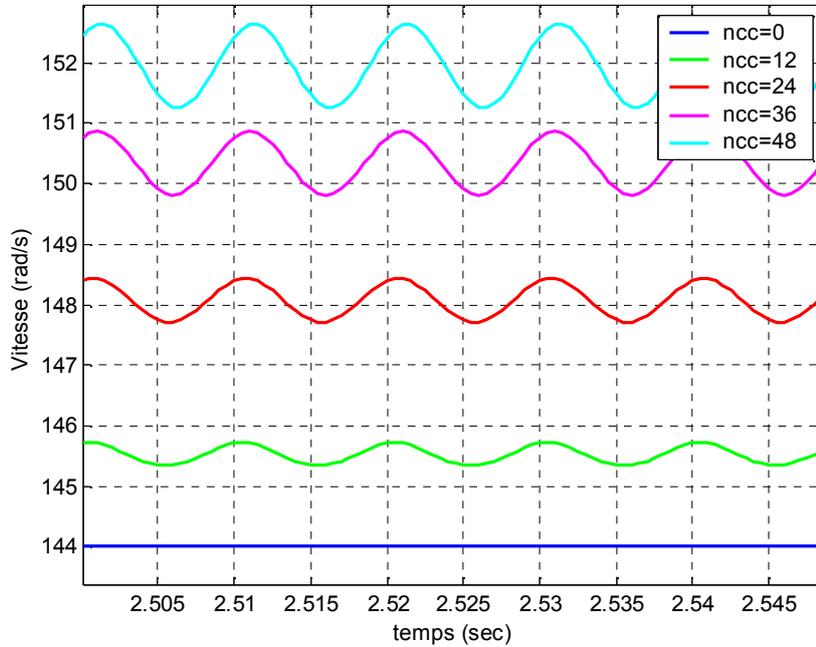
IV.2.2.4 Caractéristique de la vitesse en fonction de n_{cc} 

Fig.IV.26 Evolution de la vitesse en fonction de n_{cc}

La figure **IV.26** caractérise la variation de la vitesse de rotation en fonction du nombre de spires en court-circuit, connaissant la vitesse en régime sain, ces signatures nous permettent de quantifier n_{cc} . Nous constatons que la vitesse moyenne augmente en fonction du nombre de spires en court-circuit dont l'effet se répercute aussi par la présence d'oscillations mécaniques.

IV.3 Défaut de court-circuit entre phases statoriques

Le court-circuit entre phases statoriques du côté de l'alimentation est un défaut à effet radical sur une chaîne d'entraînement, il induit des courants très forts dans les conducteurs d'alimentation qui cause leurs fusions et la disjonction par les protections. Dans cette partie, nous donnons les résultats de la simulation dans le cas où les trois phases statoriques sont court-circuitées simultanément.

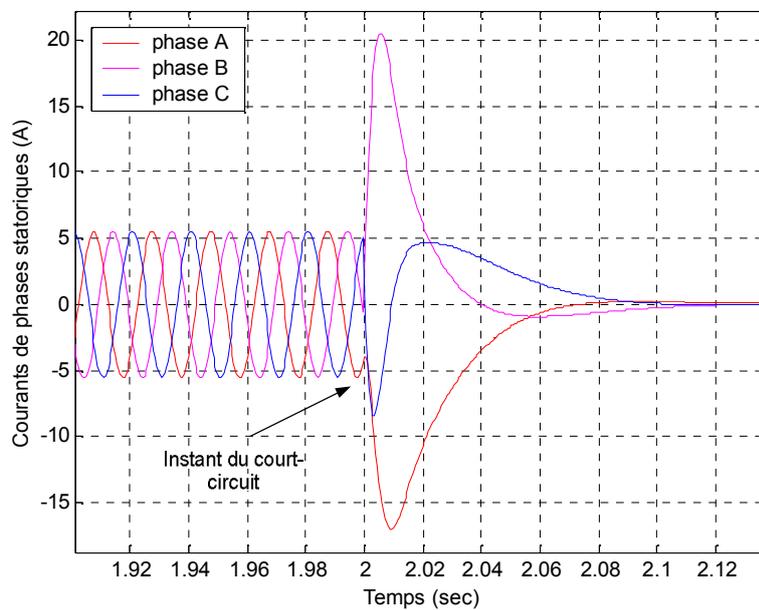


Fig.IV.27 Les courants de phases statoriques

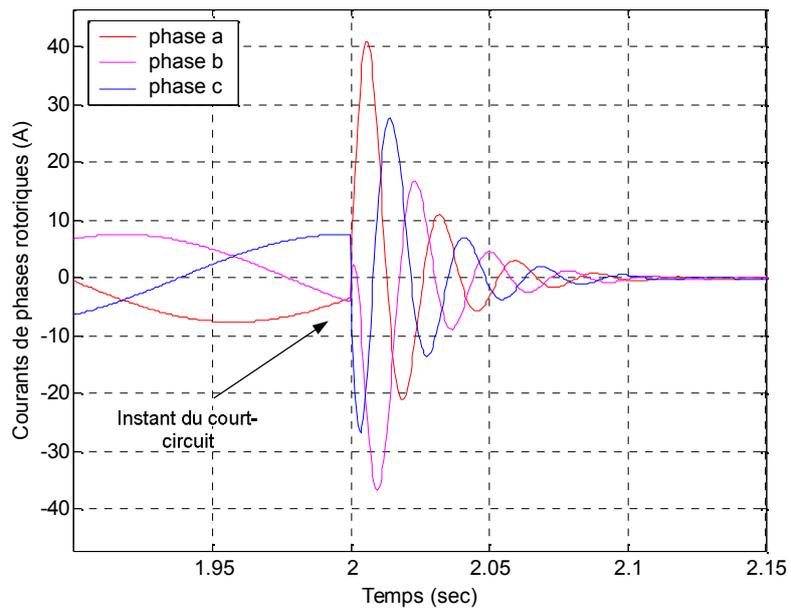


Fig.IV.28 Les courants de phases rotoriques

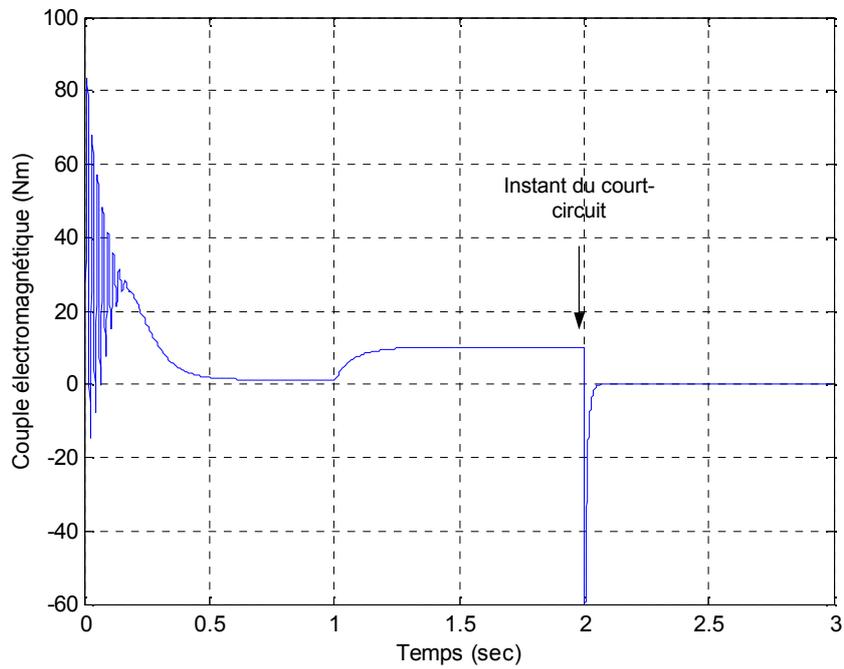


Fig.IV.29 Le couple électromagnétique

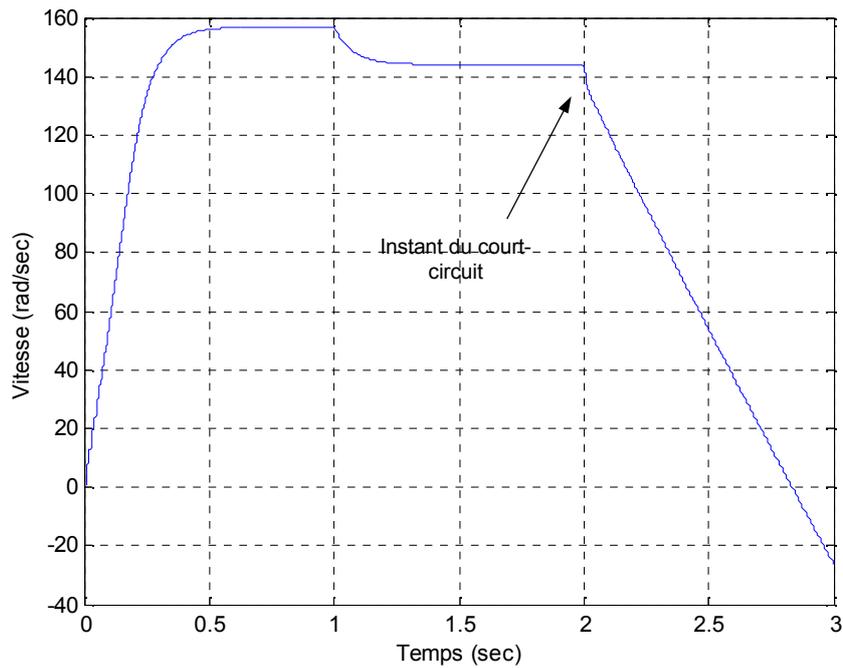


Fig.IV.30 La vitesse de rotation

Comme on le constate, les courants statoriques s'annulent, par conséquent, pas de création du champ tournant dans l'entrefer, pas de courants induits dans les enroulements rotoriques, Ainsi, le couple électromagnétique s'annule, comme le montre la figure **Fig.IV.30** ; la vitesse de rotation s'annule puis elle devient négative, donc le moteur change le sens de rotation puisque à ce moment, le rotor se trouve sollicité que par le couple de charge.

IV.4 Conclusion

Bien qu'il existe beaucoup de signatures révélatrices des défauts, il reste que celles qu'on a données sont d'une très grande importance puisque le court-circuit entre spires est le défaut le plus rencontré au sein de la machine asynchrone. Dans la pratique, la détermination de ces courbes nous permet de prendre les précautions nécessaires pour la protection de la machine et d'augmenter sa durée de vie, c'est tout l'objectif du diagnostic et de la maintenance préventive des machines électriques.

Conclusion générale

Le travail étudié a traité de la modélisation des machines asynchrones à rotors bobinés fonctionnant en régime sain et défaillant. L'apparition d'un défaut de nature électrique, magnétique ou mécanique, change d'une manière significative le comportement électromagnétique et dynamique de la machine. Ainsi, faisant intervenir de nouveaux phénomènes dont la modélisation est complexe.

Le modèle fin multi-spires basé sur la représentation indépendante de chaque spire d'un enroulement nous a offert la possibilité de étudiée des courts-circuits au niveau des enroulements statoriques, en imposant directement un court-circuit d'un nombre bien déterminé de spires au lieu d'un pourcentage. Comme l'objectif de notre travail est de connaître l'effet d'un défaut de court-circuit entre spires sur les grandeurs mesurables de la machine, le modèle nous a permis d'avoir des signatures qui sont d'une très grande importance dans le domaine du diagnostic et de la maintenance préventive des machines électriques. Notons que l'objectif de quantification du nombre de spires en court-circuit est atteint en exploitant la caractéristique $I_{max_{cc}} = f(n_{cc})$ ou encore $\Omega_{r_{cc}} = f(n_{cc})$.

Bien qu'un banc expérimental n'a pas été réalisé, les résultats donnés sont conformes à ceux obtenus dans d'autres travaux tels que [Boumegoura 01], [Bachir 02], ce qui a permis de valider le modèle théorique et le programme utilisé pour la simulation.

Pour une étude plus approfondie il est intéressant de développer ce modèle en considérant des machines asynchrones à cage et d'effectuer le couplage avec le calcul du champ par Eléments Finis pour une détermination plus exacte des inductances de sorte à pouvoir localiser la phase en défaut et de détecter un court-circuit d'un très faible nombre de spires dans une phase ainsi le modèle peut être utilisé dans l'objectif du diagnostic.

Caractéristiques de la machine

Pour nos simulations, nous avons utilisé les paramètres d'une machine asynchrone à rotor bobiné identifiée par [Id 05].

Plaque signalétique de la machine asynchrone

| | | |
|---------------------------------------|---------|-------|
| Puissance | 03 | kW |
| Fréquence | 50 | Hz |
| Tension nominale | 400/230 | V |
| Courant nominal | 6.3/11 | A |
| Vitesse nominale | 1415 | tr/mn |
| Classe d'isolation | E | |
| Facteur de puissance | 0.83 | |
| Nombre de paires de pôles | 02 | |
| Nombre d'encoches statoriques | 36 | |
| Nombre d'encoches rotoriques | 24 | |
| Nombre de spires par phase statorique | 240 | |
| Nombre de spires par phase rotorique | 64 | |

Paramètres de la machine asynchrone

| | | |
|--|-------------------|-------------------|
| Inductance propre d'une phase statorique | $L_s = 0.153$ | H |
| Inductance propre d'une phase rotorique | $L_r = 0.038$ | H |
| Inductance mutuelle entre deux phases statoriques | $M_s = 0.083$ | H |
| Inductance mutuelle entre deux phases rotoriques | $M_r = -0.019$ | H |
| Inductance mutuelle maximale entre le stator et le rotor | $M_{sr} = 0.073$ | H |
| Inductance propre principale d'une phase statorique | $L_{ps} = 0.146$ | H |
| Inductance propre principale d'une phase rotorique | $L_{pr} = 0.036$ | H |
| Inductance de fuites d'une phase primaire | $L_{fs} = 0.007$ | H |
| Inductance de fuites d'une phase rotorique | $L_{fr} = 0.0017$ | H |
| Résistance d'une phase statorique | $R_s = 1.7$ | Ω |
| Résistance d'une phase rotorique | $R_r = 1.6$ | Ω |
| Moment d'inertie | $J_t = 0.053$ | Kg.m ² |
| Frottement visqueux | $f_v = 0.00465$ | Nm/rad/s |

Bibliographie

[Bachir 02] S.Bachir, « Contribution au diagnostic de la machine asynchrone par estimation paramétrique », Thèse de doctorat, Université de Poitiers, Décembre 2002.

[Boumegoura 01] T.Boumegoura, « Recherche de signature électromagnétique des défauts dans une machine asynchrone et synthèse d'observateurs en vue du diagnostic », Thèse de doctorat, Université de Lyon, Mars 2001.

[Casimir 03] R.Casimir, « Diagnostic des défauts des machines asynchrones par reconnaissances des formes », Thèse de doctorat, Université de Lyon, décembre 2003.

[Gaetan 04] G.Didier, « Modélisation et diagnostic de la machine asynchrone en présence de défaillances », Thèse de doctorat, Université Henri Poincaré, Octobre 2004.

[Gaetan 01] G.Didier, « Sur la détection d'un défaut au rotor des moteurs asynchrones », publié dans la Ruvue 3EI, N°27, décembre 2001.

[EF 03] R.Casimir, E.bouteleux, H.yahoui, G.clerc, H.Henao, D.delmotte, G-A.capolino, G.Rostaing, J-P.Rognon, E.Foulon, L.Loron, G.Didier, H.Razik, G.Houdouin, G.Barakat, B.Dakyo, S.Bachir, S.tnani, G.Champenois, J-CTrigeassou, V.Devanneaux, B.Dagues, J.Faucher « Comparaison de plusieurs méthodes de modélisation et de diagnostic de la machine asynchrone en présence de défauts », Electrotechnique du futur (EF2003) 9 et 10 décembre 2003 Supélec, France.

[Biran 04] A.Biran, M.Breiner, « Matlab pour l'ingénieur, version 6 et 7 », Edition .Pearson Education, 2004.

[Ondel 06]

O.Ondel, « Diagnostic par reconnaissance des formes : application a un ensemble convertisseur-machine asynchrone », Thèse de doctorat, Université de Lyon, Octobre 2006.

[Razik 01] H.Razik, « Sur la détection d'un défaut au rotor des moteurs asynchrones », publié dans la Ruvue 3EI, N°27, décembre 2001.

[Schaeffer 99] E.Schaeffer, « Diagnostic des machines asynchrones : modèles et outils paramétriques dédiés a la simulation et à la détection des défauts », Thèse de doctorat, Université de Nantes, Décembre 1999.

[Téch 66] R.Merlet, « Technologie d'électricité générale et professionnelle », Edition Dunod, 1966.

[Id 05] N.AIT SIDHOUM et H.ZIDI, « Identification des paramètres et calcul des performances d'un moteur asynchrone à rotor bobiné », Thèse de (D.E.U.A), Université Mouloud Mammeri, Octobre 2005.

[Mo 07] A.KHEMIS et B.KHENNACHE, « Modélisation et diagnostic de la machine asynchrone en présence de défauts de court-circuit inter-spires et de cassures de barres ou de portions d'anneaux », Thèse de d'ingénieur, Université Mouloud Mammeri, Octobre 2005.