

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'études

*En vue de l'obtention du diplôme d'ingénieur d'état en électrotechnique
Option : Machines électriques*

Thème

*Modélisation des moteurs asynchrones polyphasés,
dédiée au diagnostic de courts-circuits inter-spikes.
Application aux moteurs pentaphasé et double
étoile*

Proposé et dirigé par :

M^r. RACHEK M'hemed

Présenté par :

M^r. NEKMOUCHE YOUNES

M^r. MOUSSAOUI BACHIR

Promotion : 2008

Remerciement

Le travail présenté dans ce mémoire a été proposé par Monsieur Rachek M'hemed, docteur et maître de conférence en électrotechnique.

Nous tenons à exprimer notre profonde gratitude à Monsieur, Rachek M'hemed pour nous avoir dirigé, et pour le temps qu'il a nous accordé malgré un emploi du temps très chargé, pour ces nombreux conseils avisés lors de la rédaction de ce mémoire, et pour la confiance et le respect qu'il nous a témoignés.

Nous exprimons notre reconnaissance à Monsieur Haddad Salah, Professeur au sein du département électrotechnique, pour l'honneur qu'il nous a fait en acceptant de juger notre travail et de présider notre jury de mémoire.

Nous remercions vivement les membres du jury, pour l'intérêt qu'ils ont porté à notre travail en acceptant d'être examinateurs de mémoire.

Nous remercions aussi nos enseignants qui ont contribué à notre formation pendant tout le cursus universitaire.

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

Dédicaces

A mes parents,

Mes sœurs, mes frères,

Mes proches,

A tous ceux qui m'ont nourri de leur savoir,

Et à ceux avec qui je partage de bons souvenirs,

Y.NEKMOUCHE

Je dédie ce modeste mémoire à

Mon père et ma mère

Mon frère et mes sœurs

Mes proches,

Mon promoteur et tous mes enseignants

Mes amis(es)

Et tous les étudiants de la promotion 2007/2008.

MOUSSAOUI Bachir

SOMMAIRE

Introduction générale	01
CHAPITRE I : Etat de l'art sur les défauts dans les machines asynchrones	
Introduction	03
I.1. Les causes des défauts dans les machines asynchrones	03
I.2. Les divers défauts des machines asynchrones	03
I.2.1. Défaillances d'ordre mécanique.....	04
I.2.1.1. Défaillance des paliers	05
I.2.1.2. Défaillance du flasque	05
I.2.1.3. Défaillance des roulements	05
I.2.1.4. Défaillance de l'arbre	05
I.2.1.5. L'excentricité (au rotor)	06
I.2.2. Défaillances d'ordre électrique	06
I.2.2.1. Défaillances électriques rotoriques	06
I.2.2.2. Défaillances électriques statoriques	07
I.3. Les effets des défaillances	07
I.3.1. Les cassures de barres et de portions d'anneaux	08
I.3.2. Excentricité (dissymétrie du rotor)	08
I.3.3. Les courts-circuits	08
I.3.3.1. Les courts-circuits entre spires	08
I.3.3.2. Court-circuit entre phases	09
I.3.3.3. Court-circuit phase/bâti	09
I.3.4. Les décharges partielles	09
I.3.5. Défauts de circuit magnétique	10
I.3.6. Défauts de la charge	10
I.4. Méthodes de diagnostic de la machine en présence de défauts	10
I.4.1. Analyse temps-fréquence	10
I.4.2. Analyse temps-échelle	11
I.4.3. Diagnostic des défauts par estimation paramétrique	11
I.4.4. Diagnostic des défauts par reconnaissance des formes	11
I.4.5. Diagnostic des défauts par analyse du vecteur de Park	11
I.4.6. Diagnostic des défauts par suivi des grandeurs mesurables	12
I.4.6.2. Analyse fréquentielle du couple électromagnétique et de la vitesse.....	12
I.4.6.3. Analyse fréquentielle de la tension de neutre.....	13
I.4.6.4. Analyse fréquentielle de la puissance instantanée.....	13
I.4.7. Technique additionnelle.....	13
Conclusion	14
CHAPITRE II : Les machines asynchrones polyphasées	
Introduction	15
II.2. Caractéristiques des machines polyphasées	15
II.2.1. Machines multiphasées de « type 1 »	16

II.2.2. Machines multiphasées de « type 2 »	16
II.3. Avantages des machines multiphasées	19
II.3.1. Elimination d'harmoniques d'espace	19
II.3.2. Minimisation des ondulations du couple et pertes rotoriques	19
II.3.3. Segmentation de la puissance	19
II.4. Inconvénients des machines multiphasées	20
II.5. Constitution d'une machine asynchrone polyphasée	20
II.6. Principe de fonctionnement de la machine asynchrone	21
II.7. Hypothèses simplificatrices	21
II.8. Calcul des inductances.....	21
II.9. Modélisation par les Equations des Circuits Electriques Magnétiquement Couplés (CEMC)	22
II.10. Rappel du Modèle de la machine asynchrone triphasée à rotor bobiné	22
II.10.1 Représentation d'état de la machine triphasée	25
II.11. Mise en équation de la machine asynchrone polyphasée	28
II.11.1 Représentation d'état de la machine polyphasée.....	29
Conclusion	31
CHAPITRE III : Modèles de la machine asynchrone double étoile et pentaphasée	
III.1. Modélisation de Machine Asynchrone Double Etoile	32
III.1.1. Représentation d'état de la MASDE	35
III.2. Modélisation de Machine Asynchrone Pentaphasée	37
III.2.1. Description	37
III.2.2. Représentation d'état de la machine pentaphasée	39
Conclusion	41
CHAPITRE IV: Modèles de défaut des machines asynchrones polyphasées	
Introduction	42
IV.1. Considération élémentaire	42
IV.2. Modèle de la machine asynchrone avec défaut statorique de type court-circuit sur une phase	44
IV.2.1. Modélisation dans le repère naturel	45
IV.2.2. Détermination des paramètres de la bobine de court-circuit.....	47
IV.2.3. Représentation d'état de la machine asynchrone polyphasée avec défaut.....	48
IV.3. Généralisation du modèle de défauts statoriques sur plusieurs phases	49
Conclusion	52
CHAPITRE V:Simulation des modèles sains et défaillants des machines polyphasées	
Introduction	53
V.1. Méthode numérique de Runge Kutta	53
V.2. Résultats des simulations en régime sain et défaillant	54
V.2.1. Machine asynchrone triphasée	54
V.2.1.1. Régime sain	55

V.2.1.2. Régime de défaut	57
A. Machine asynchrone triphasée avec court-circuit (10%) inter spires	57
B. Machine asynchrone triphasée avec court-circuit (30%) inter spires	59
V.2.2. Machine asynchrone pentaphasée	61
V.2.2.1. Régime sain	61
V.2.2.2. Régime de défaut	63
A. Machine asynchrone pentaphasée avec court-circuit (10%) inter spires	63
B. Machine asynchrone pentaphasée avec court-circuit (30%) inter spires	65
V.2.3. Machine asynchrone double étoile	68
V.2.3.1. Régime sain	68
V.2.3.2. Régime défaillant	70
A. Machine asynchrone double étoile avec court-circuit inter spires (10%).....	70
B. Machine asynchrone double étoile avec court-circuit inter spires (30%).....	73
V.3. Evolution des caractéristiques des machines en fonction du taux de court-circuit...	76
V.3.1. Machine triphasée	76
V.3.2. Machine pentaphasée.....	77
V.3.3. Machine double étoile	78
V.4. Interprétations des résultats	79
V.4.1. Régime sain	79
V.4.2. Régime défaillant	80
Conclusion	81
Conclusion générale	83
Annexe A : paramètres de la machine asynchrone triphasée	85
Annexe B : paramètres de la machine asynchrone pentaphasée	86
Annexe C : paramètres de la machine asynchrone double étoile	87
Bibliographie	88

INTRODUCTION GENERALE

Introduction générale

Pour des applications de forte puissance, telle que la traction ferroviaire, la propulsion navale, l'automobile, l'aérospatiale, l'industrie pétrochimique, etc.... Les machines polyphasées procurent beaucoup d'avantages par rapport à la machine triphasée. Le nombre élevé de phases mène à une réduction des ondulations du couple électromagnétique. La machine polyphasée constitue donc un choix intéressant pour la modération des vibrations et la discrétion des bruits. L'augmentation du nombre de phases permet d'accroître la possibilité de fonctionner en mode dégradé en gardant une qualité convenable du couple. Cette particularité est intéressante du fait que la majorité des applications doivent assurer une continuité de service. Dans un autre contexte, aller vers un nombre de phases supérieur à trois, engendre un fractionnement de la puissance, diminuant ainsi les contraintes de dimensionnement des composants de l'électronique de puissance.

Le diagnostic des machines électriques notamment de la machine asynchrone est en plein essor dans le secteur de l'industrie. Les nombreuses défaillances mécaniques et électriques rencontrées aiguissent la curiosité des chercheurs. Un grand nombre de travaux portant sur le diagnostic ont donc été effectués. La détection de défauts dans les machines électriques nécessitant une parfaite connaissance de leurs comportements. Pour cela, nous avons choisi l'approche des Circuits Electriques Magnétiquement Couplés (CEMC) [REV 2003].

L'objectif de notre travail est l'élaboration de modèles réels par l'approche des CEMC des machines asynchrones triphasée, pentaphasée et double étoile aux rotors bobinés dans le cas sain et défaillant. Les différents modèles sont programmés et simulés sous Matlab. Nous nous sommes intéressés aux défauts de court-circuit inter spires au stator pour plusieurs pourcentages de défaut.

Ce mémoire est organisé en cinq chapitres :

Le premier chapitre fera objet des défaillances électriques et mécaniques où nous expliquerons leurs causes et leurs effets. Les différentes méthodes de diagnostic actuellement utilisées seront présentées.

Dans le second chapitre, nous décrivons la machine polyphasée, ses avantages et ses inconvénients. Un rappel sur la modélisation de la machine triphasée est donné. Nous exposons un modèle général de la machine polyphasée.

Le troisième chapitre est réservé à la modélisation de la machine pentaphasée (cinq phases) et hexaphasée (six phases) dite double-étoile.

Le quatrième chapitre est consacré aux modèles de défaut de type court-circuit au stator sur une phase et plusieurs phase.

Le cinquième chapitre sera réservé à la simulation des modèles présentés. Les résultats obtenus y seront étalés et interprétés. Nous terminons par une conclusion générale et des perspectives.

CHAPITRE I

Etat de l'art sur
les défauts dans les machines asynchrones

Introduction

Malgré la robustesse des machines asynchrones, elles peuvent présenter une multitude de défauts électriques, mécaniques ou magnétiques qui sont prévisibles ou inopportuns. D'autres défauts ont souvent lieu dans la chaîne d'entraînement, tels que les pannes au niveau de la charge, les défauts dans l'alimentation et dans les réducteurs mécaniques. Les causes de ces défauts sont multiples, la corrosion et l'hostilité du milieu dans lequel fonctionne la machine peut être l'agent d'une défaillance ou une erreur quelconque de manipulation par l'utilisateur ou encore un problème à l'étape de fabrication, peuvent être fatales pour la machine. Nous présentons dans ce chapitre les divers défauts que présentent les machines asynchrones, leurs causes ainsi que leurs éventuels effets et les solutions possibles pour leur détection. Puis nous énumérons les méthodes qui sont employées pour le diagnostic des machines.

I.1. Les causes des défauts dans les machines asynchrones

[RAZ 2003] et [OND 2006]:

Les effets des défauts qui surviennent au niveau du stator sont principalement dus à un problème thermique (surcharge,...), électrique (diélectrique,...), mécanique (bobinage,...) ou environnemental (agression par le milieu hostile, ...). Ceux qui se produisent dans le rotor sont dus à problème thermique (surcharge,...), électromagnétique (force en $B^2(t)$,...), résiduel (déformation,...), dynamique (arbre de transmission,...), mécanique (roulement,...) ou environnemental (agression par le milieu hostile, ...).

Leurs causes sont nombreuses et elles sont classées en trois groupes

[CAS 2003] [BOU 2001] :

- **Les initiateurs de défauts ou les générateurs de défauts**
 - surchauffe du moteur
 - défaut électrique (court-circuit) et surtension transitoire
 - usure des éléments mécaniques (roulements à billes)
 - rupture de fixation et problème d'isolation électrique

- **Les contributeurs aux défauts ou les amplificateurs de défauts**
 - surcharge fréquente
 - température ambiante élevée et humidité
 - fortes vibrations mécaniques et ventilation défaillante
 - vieillissement et mauvais graissage
 - alimentation perturbée (instabilité de la tension ou de la fréquence)
- **Les défauts sous jacents et erreurs humaines**
 - défauts de fabrication et mauvais dimensionnement de la machine
 - composants défectueux et absence de maintenance
 - protections inadaptées

I.2. Les divers défauts des machines asynchrones

Les moteurs asynchrones sont maintenant largement utilisés dans des applications nécessitant une vitesse variable. Ces machines ont la réputation d'être robustes, d'être adaptées à des applications de forte puissance mais il n'est pas rare que ces moteurs présentent quelques défaillances. Les défauts typiques des machines asynchrones sont :

- un défaut au niveau du rotor qui serait une rupture totale ou partielle de barre ou de portion d'anneau de court-circuit au niveau de la cage rotorique,
- un défaut de contact bague-balai dans le cas d'un rotor bobiné,
- un défaut d'alignement prononcé par une irrégularité de l'entrefer qui induirait des frottements, donc des préjudices sur le bobinage du stator,
- un défaut d'isolation électrique au niveau du bobinage du stator suite à un vieillissement prématuré dû au milieu de fonctionnement hostile ou non et à la façon dont est alimenté le moteur,
- une dégradation par usure prématurée ou non des roulements à billes.

I.2.1. Défaillances d'ordre mécanique

Ces défaillances peuvent se produire au niveau des roulements à billes, des flasques ou de l'arbre moteur. Elles sont, en général, les plus rencontrées parmi l'ensemble des défauts que compte la machine, [DID 2004]

I.2.1.1 Défaillance des paliers (Les roulements)

Lors de son installation, le palier est souvent appuyé sur l'arbre ou dans le carter. Il s'ensuit alors un possible désalignement qui peut apparaître de quatre manières différentes :

Le désalignement proprement dit où les deux paliers (supportant le même arbre) ne sont pas dans le même axe, la flexion de l'arbre, l'inclinaison d'une bague extérieure de roulement, l'inclinaison d'une bague intérieure de roulement.

I.2.1.2. Défaillance du flasque

Les défauts créés par les flasques sont le plus souvent occasionnés à l'étape de fabrication. Des désalignements des roulements à billes sont provoqués par un mauvais positionnement des flasques induisant une excentricité au niveau de l'arbre de la machine. L'analyse vibratoire de la machine ou l'analyse harmonique des courants statoriques permet de détecter ce type de défauts.

I.2.1.3. Défaillance des roulements

Un mauvais choix du matériau à l'étape de fabrication peut causer des défauts au niveau des roulements à billes. Un roulement fissuré, écaillé ou abîmé crée des problèmes de rotation au sein de la culasse du roulement engendrant ainsi des perturbations sur la machine. Dans certains cas, la graisse de lubrification des roulements assurant la bonne rotation de l'arbre se rigidifie et cause une résistance à la rotation. Pour des vitesses assez élevées, la circulation des courants dans les roulements provoque la détérioration du moteur. Pour détecter ce type de défaillances, l'analyse vibratoire de la machine ou l'analyse harmonique des courants statoriques est possible.

I.2.1.4. Défaillance de l'arbre

L'emploi d'un mauvais matériau pour la construction de la machine peut engendrer des fissures sur l'arbre et à court ou à long terme, une fissure devient une cassure qui provoque l'arrêt de la machine. Les milieux dans lesquels sont utilisées les machines exercent une influence sur l'état des éléments constitutifs telle que la corrosion qui affaiblit la robustesse de l'arbre et l'humidité qui cause des microfissures pouvant détruire complètement la machine. On peut détecter ce type de défaillances par analyse vibratoire, analyse ultrason ou par analyse fréquentielle des courants absorbés.

I.2.1.5. L'excentricité (au rotor)

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

L'excentricité statique : le rotor est déplacé du centre de l'alésage stator mais tourne toujours autour de son axe.

L'excentricité dynamique : le rotor est positionné au centre de l'alésage stator mais ne tourne plus autour de son axe. L'excentricité mixte qualifiée de globale associe l'excentricité statique et dynamique.

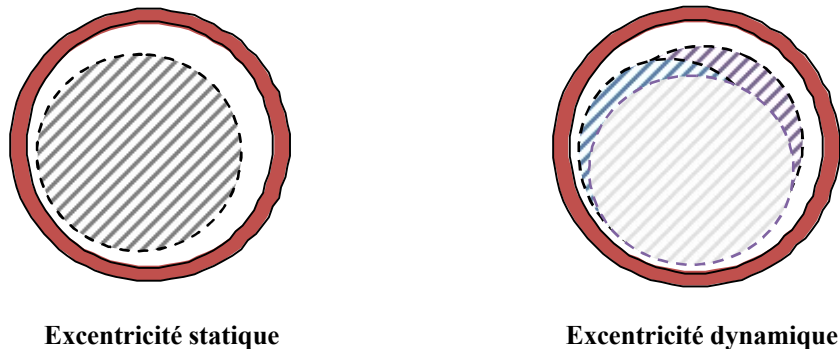


Figure I.1 : L'excentricité statique et dynamique

I.2.2. Défaillances d'ordre électrique

Les défaillances d'ordre électrique se répartissent en deux catégories; celles qui apparaissent au niveau des circuits électriques rotoriques, et celles qui apparaissent au sein des circuits électriques statoriques. Au même titre que les défauts mécaniques, elles peuvent causer un arrêt irrémédiable de la machine.

I.2.2.1. Défaillances électriques rotoriques

Les ruptures partielles ou totales de barres ou d'anneaux de court-circuit sont considérées comme des défaillances électriques. L'impossibilité de construire une cage d'un seul bloc sauf pour les petites et moyennes puissances, oblige les constructeurs à pratiquer des soudures aux extrémités de barres afin de les relier aux deux anneaux de court-circuit. La fragilité des soudures devant les barres et les anneaux qui sont fabriqués d'un seul bloc, provoque la

fragilité de la cage à l'endroit de la jointure. Les causes principales de ces ruptures sont diverses :

- des contraintes mécaniques provoquées par des forces électromagnétiques ou des vibrations mécaniques excessives.
- des démarrages trop fréquents induisant des courants élevés dans les barres ou dans les anneaux.
- des contraintes environnementales causées par une contamination ou une abrasion de la cage rotorique (industrie chimique,...).

Une analyse vibratoire ou une analyse harmonique des courants statoriques permet de détecter ce type de défauts.

I.2.2.2. Défaillances électriques statoriques

Ces défauts sont dus à divers phénomènes, mais surtout à des origines mécaniques. ou une cosse mal serrée à la jonction du câble d'alimentation et des bornes de la machine peut conduire à une ouverture de phase. Un desserrement des boulons de la plaque à bornes provoqué par des vibrations excessives de la machine contribue à la création d'un :

- court-circuit inter spires à l'intérieur des encoches statoriques généralement dû à la dégradation des isolants des spires du bobinage statorique.
- court-circuit entre une phase et le neutre ou entre deux phases statoriques
- court-circuit entre une phase et la carcasse métallique de la machine.

Mais le défaut couramment rencontré reste encore la fusion d'un fusible de protection (ouverture de phase).

Tous ces défauts peuvent être détectés par une analyse harmonique des courants absorbés par la machine.

I.3. Les effets des défaillances

Les effets engendrés par les défauts sont divers et nombreux tel que l'apparition d'un autre défaut plus grave encore ou la détérioration complète de la machine.[OND 2006],[RAZ 2003]

I.3.1. Les cassures de barres et de portions d'anneaux

Elles sont dues soit à des bulles de coulées ou aux dilatations différentielles entre les barres et les anneaux. La détection de ces défauts est rendue difficile par le fait que lors de leurs apparitions, la machine continue de fonctionner. Ces défauts ont par ailleurs un effet cumulatif. Le courant que conduisait une barre cassée, par exemple, se répartit sur les barres adjacentes. Ces barres sont alors surchargées, ce qui conduit à leur rupture, et ainsi de suite jusqu'à la rupture d'un nombre suffisamment important de barres pour provoquer l'arrêt de la machine. La détérioration des barres engendre des à-coups du couple et réduit sa valeur moyenne et augmente l'amplitude des ondulations s'accompagnant par des oscillations de la vitesse de rotation qui amplifient vibrations mécaniques. La répartition des courants dans les barres rotoriques est déséquilibrée et un effet de modulation d'amplitude sur les courants statoriques est engendré.

I.3.2. Excentricité (dissymétrie du rotor)

Ce défaut modifie le comportement magnétique ainsi que 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 sur l'enroulement correspondant, ce qui engendre une dégradation 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. La répartition des courants rotoriques est non homogène et les courants statoriques sont déséquilibrés. Les efforts non équilibrés sur les barres génèrent un couple global non constant donnant naissance à des vibrations considérables dans les roulements.

I.3.3. Les courts-circuits

Un court-circuit entre phases provoquerait un arrêt net de la machine. Cependant, un court-circuit au bobinage près du neutre ou entre spires n'a pas un effet aussi radial. Il conduit à un déséquilibre de phases, ce qui a une répercussion directe sur le couple. Ce type de défaut perturbe sensiblement toutes les commandes

I.3.3.1. Les courts-circuits entre spires

Un court-circuit entre spires de la même phase est un défaut assez fréquent. Cette défaillance a pour origine un ou plusieurs défauts d'isolant dans l'enroulement concerné. Il entraîne une

augmentation des courants statoriques dans la phase affectée, une légère variation de l'amplitude sur les autres phases, modifie le facteur de puissance et amplifie les courants dans le circuit rotorique. Ceci a pour conséquence une augmentation de la température au niveau du bobinage et, de ce fait, une dégradation accélérée des isolants, pouvant provoquer ainsi, un défaut en chaîne (apparition d'un 2^{ème} court-circuit et ainsi de suite).

I.3.3.2. Court-circuit entre phases

L'apparition d'un court-circuit proche de l'alimentation entre phases, induit des courants très élevés qui conduisent à la fusion des conducteurs d'alimentation et/ou à la disjonction des protections. Un court-circuit proche du neutre entre deux phases engendre un déséquilibre sans provoquer la fusion des conducteurs. Les courants statoriques sont totalement déséquilibrés proportionnellement au défaut et les amplitudes courants rotoriques augmentent. La détection de ce type de défaut peut reposer sur le déséquilibre des courants de phases.

I.3.3.3. Court-circuit phase/bâti

Le bâti est souvent relié à la masse. Lorsqu'un court-circuit se produit entre l'enroulement et le bâti, ce dernier prend alors le potentiel de l'enroulement à l'endroit du court-circuit. La tension de la phase concernée ne change pas, cependant le courant circulant dans cette phase augmente avec la réduction de la résistance et de l'inductance. Cette augmentation du courant se traduit par une augmentation de la température pouvant entraîner des défauts d'isolant dans l'enroulement. Ce type de défaut n'a pas d'importance du point de vue matériel mais il peut être très dangereux sur les personnels, d'où la nécessité de mettre en place des dispositifs de protection sûrs (disjoncteurs différentiels).

I.3.4. Les décharges partielles

Les décharges partielles surviennent dans les isolants entre conducteur et masse ou entre conducteurs. Ce défaut s'amplifie avec le vieillissement des isolants. Sa présence précède l'apparition des courts-circuits entre phases ou entre phase et masse lorsque ces décharges partielles ont suffisamment détérioré les isolants.

I.3.5. Défauts de circuit magnétique

Ces défauts aboutissent dans la plupart des cas à une dissymétrie au niveau du fonctionnement de la machine, qui à son tour peut accentuer le problème par des phénomènes de surchauffe, de surtension, d'élévation importante du courant, etc.

I.3.6. Défauts de la charge

Une mauvaise utilisation de l'ensemble moteur-charge engendre des défaillances mécaniques du système. L'application successive et répétitive de surcharges et les démarrages en force répétitifs peuvent causer une fatigue mécanique des roulements et de l'arbre du moteur.

La charge peut donc être le siège de mauvaises conditions de fonctionnement qui aboutissent à l'apparition de défauts tels qu'un déséquilibre de charge, des oscillations et des à-coups accidentels de couple de charge. Un désalignement des différents assurant l'accouplement et la rotation. Tous ces défauts de la charge vont naturellement avoir une influence dégradante sur les grandeurs mécaniques et électriques tel que le couple électromagnétique, la vitesse de rotation, les courants statoriques...

I.4. Méthodes de diagnostic de la machine en présence de défauts

Durant ces dernières années, un grand nombre de travaux portant sur la détection des défauts ont été effectués. Beaucoup de méthodes ont vu le jour et la plupart sont basées sur l'analyse fréquentielle. Nous présentons sommairement les plus utilisées :

I.4.1. Analyse temps-fréquence

Le courant du moteur asynchrone peut être assimilé à un signal non-stationnaire dans certaines applications (variation aléatoire du couple de charge modifiant la valeur efficace du courant absorbé). Les techniques qui utilisent la transformée de Fourier ne sont pas suffisantes pour représenter ce type de signal. Les transformations temps-fréquence donnent un cadre mathématique optimal pour l'analyse des signaux non-stationnaires. L'idée clé dans cette méthode est de transformer le courant du moteur en une représentation temps-fréquence pour capturer la variation dans le temps des composantes spectrales. Une analyse statistique du spectre fréquentiel est effectuée pour distinguer les conditions de défauts par rapport aux conditions de fonctionnement normales du moteur.

I.4.2. Analyse temps-échelle

Ce mode d'analyse est utilisé pour détecter des phénomènes qui se déroulent sur des échelles de fréquences différentes rencontrées dans un signal.

Une technique de fenêtrage avec une région de taille variable est utilisée pour améliorer l'analyse du signal, ce signal pouvant être par exemple, le courant statorique du moteur asynchrone.

I.4.3. 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 dans l'efficacité de cette méthode est le choix du modèle de connaissance. En effet, le modèle utilisé sera fonction du type de défaut que l'on voudra détecter.

I.4.4. Diagnostic des défauts par reconnaissance des formes

Un vecteur de paramètres, appelé vecteur de forme, est extrait à partir de plusieurs mesures. Les règles de décisions adoptées permettent de classer les observations, décrites par le vecteur de forme, par rapport aux différents modes de fonctionnement connus avec et sans défaut. Pour classer ces observations, il faut obligatoirement être en mesure de fournir les données pour tel ou tel mode de fonctionnement (fonctionnement avec un rotor sain à 0% de charge ou alors fonctionnement avec une barre cassée à 100% de charge par exemple). Pour cela, il faut disposer d'une base de données, ce qui permettra ensuite de construire la classe correspondante au défaut créé (possible pour les machines de petites et moyennes puissances).

I.4.5. Diagnostic des défauts par analyse du vecteur de Park

Une représentation en deux dimensions peut être utilisée pour décrire le phénomène des moteurs asynchrones triphasés. Une des plus connues et des plus appropriées repose sur le calcul des courants dits de Park. En fonction des courants de phase $i_{sa}(t)$, $i_{sb}(t)$ et $i_{sc}(t)$, les courants de Park $i_d(t)$ et $i_q(t)$ peuvent être calculés grâce aux deux relations Clark suivantes :

$$i_d(t) = \sqrt{\frac{2}{3}} i_{sa}(t) - \frac{1}{\sqrt{6}} i_{sb}(t) - \frac{1}{\sqrt{6}} i_{sc}(t) \quad (I.1)$$

$$i_q(t) = \frac{1}{\sqrt{2}} i_{sb}(t) - \frac{1}{\sqrt{2}} i_{sc}(t) \quad (I.2)$$

Le tracé du courant $i_d(t)$ en fonction du courant $i_q(t)$ pour un fonctionnement de la machine avec un rotor défaillant (exemple : barre cassée) présente un épaississement du contour du cercle qui n'apparaît pas lors du fonctionnement avec un rotor sain. Ceci permet d'établir un diagnostic de défaut en effectuant une surveillance de déviation de ce cercle par rapport au modèle de base.

I.4.6. Diagnostic des défauts par suivi des grandeurs mesurables

Les grandeurs accessibles et mesurables d'une machine asynchrone peuvent être :

- les courants absorbés, la tension d'alimentation, la tension de neutre.
- le flux de dispersion, le couple électromagnétique, la vitesse rotorique, les vibrations.

I.4.6.1. Analyse fréquentielle des courants statoriques et du flux de dispersion

La Méthode de l'Analyse des Courants Statoriques (MACS) dans le domaine fréquentiel reste la méthode la plus utilisée car le spectre résultant contient une source de renseignement sur la majorité des défauts électriques et magnétiques pouvant apparaître au sein d'une machine asynchrone. Nous savons que le suivi de l'amplitude des composantes caractéristiques de fréquence $(1 \pm 2k)g f_s$ dans le spectre du courant permet de se renseigner sur l'état de la cage rotorique, où g est le glissement, est un entier et f_s la fréquence d'alimentation. Certains auteurs se sont penchés sur l'analyse du flux de dispersion de la machine asynchrone pour la détection des courts-circuits entre spires statoriques. Ils ont montré que l'apparition de ce type de défaut induisait des composantes additionnelles dans le spectre fréquentiel du flux de dispersion. Cette nouvelle approche permet de détecter, tant un défaut statorique, qu'un défaut rotorique en utilisant un capteur de flux relativement peu coûteux.

I.4.6.2. Analyse fréquentielle du couple électromagnétique et de la vitesse rotorique

Lorsqu'une rupture de barre apparaît, les spectres fréquentiels de la vitesse rotorique et du couple électromagnétique laissent paraître des composantes supplémentaires situées aux fréquences $2kgf_s$. Cependant, il s'est avéré que l'analyse de ces composantes ne nous renseigne pas aussi bien sur le défaut rotorique que celles présentes dans le spectre du courant statorique (augmentation des amplitudes moins significative). De plus, l'acquisition de ces deux signaux nécessite un équipement assez coûteux par rapport à un simple capteur de courant, ce qui limite leur utilisation pour le diagnostic de défauts des machines asynchrones.

I.4.6.3. Analyse fréquentielle de la tension de neutre

On peut utiliser la tension présente entre le neutre de la source d'alimentation et le neutre de la machine asynchrone (à condition que la machine soit couplée en étoile sur l'alimentation) pour détecter des courts-circuits entre spires dans le bobinage statorique ou un défaut rotorique. A partir des essais expérimentaux [RAZ 2003] a montré que l'augmentation de l'amplitude des composantes spectrales est plus significative que celle présente à la fréquence $(1-2g)f_s$ dans le spectre fréquentiel du courant statorique lorsque le défaut rotorique apparaît. De plus, l'acquisition de ce signal reste aussi simple que le courant statorique. Cependant, il est préférable que le neutre de la source d'alimentation et celui de la machine ne soient pas trop éloignés.

I.4.6.4. Analyse fréquentielle de la puissance instantanée

La quantité d'information donnée par la puissance instantanée d'une phase, qui n'est autre que le produit de la tension d'alimentation et du courant absorbé par le moteur, est plus importante que l'analyse du courant seul. En effet, en plus de la composante fondamentale et des deux composantes latérales, le spectre de la puissance instantanée contient une composante additionnelle située à la fréquence de défaut.

I.4.7. Technique additionnelle

Cette technique 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 ne contiennent pas ou peu d'harmoniques significatifs, mise à part l'harmonique fondamental ou encore les harmoniques créés par l'encochage 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 provoque l'apparition de composantes harmoniques supplémentaires spécifiques au défaut rotorique.

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 (diagnostic de la machine en sortie de chaîne de production par exemple).

Conclusion

L'état de l'art sur les défauts dans les machines asynchrones donné dans ce premier chapitre en exposant leurs causes et les solutions possibles contribue à la bonne connaissance des différents états de la machine. La modélisation d'un régime sain ou défaillant d'un moteur nécessite une parfaite connaissance de son comportement durant les deux modes. Ceci constitue une base pour les chapitres à venir réservés à la modélisation des différents régimes des machines triphasée, pentaphasée et double étoile.

CHAPITRE II

Les machines asynchrones polyphasées

Introduction

Les machines triphasées à courant alternatif dominant assez largement le domaine des machines électriques, mais depuis longtemps déjà on s'intéresse aux machines ayant un

nombre de phases supérieur à trois. Ces machines sont souvent appelées machines multiphasées ou « machines polyphasées ».

Dés la fin des années 1920, les machines à deux enroulements triphasés au stator avaient été introduites pour accroître la puissance des alternateurs synchrones de forte puissance. Les machines multiphasées (polyphasées) ont par la suite fait l'objet d'un intérêt grandissant, pour différentes raisons :

- Segmenter la puissance afin de réaliser des ensembles convertisseur- machine de forte puissance avec des composants de calibre réduit (ceux existants à l'époque)
- Améliorer les performances des machines alimentées par des tensions ou courants de forme rectangulaire (onduleurs fonctionnant en pleine onde)
- Diminuer les ondulations du couple électromagnétique et les pertes rotoriques
- Améliorer la fiabilité en offrant la possibilité de fonctionner correctement en régimes dégradés (une ou plusieurs phases ouvertes)
- Elargir les possibilités de commandes par commutation de la vitesse, en changeant la séquence des tensions appliquées à la machine
- Diminuer le contenu harmonique du courant du bus continu lors d'une alimentation par onduleurs.

Ce chapitre permettra de présenter les caractéristiques de ces machines, leurs avantages et inconvénients.

II.2. Caractéristiques des machines polyphasées

On distingue habituellement deux types de machines multiphasées, suivant que le nombre de phases statoriques est ou non un multiple de trois. On peut ainsi les classer en deux groupes, que l'on nommera « machine multiphasée de type 1 » et « machine multiphasée de type 2 ».

II.2.1 Machines multiphasées de « type 1 »

Les machines multiphasées de type 1 sont des machines dont le nombre de phases statoriques q est un multiple de trois, de sorte que l'on puisse les grouper en η étoiles triphasées :

$$q=3\eta \quad (\eta =1,2, 3,4\dots)$$

Ces machines sont aussi appelées « machines multi-étoiles ». Or pour un nombre donné de phases, il peut y avoir plusieurs configurations possibles suivant le décalage angulaire α entre deux bobines adjacentes (qui correspond d'ailleurs au décalage entre étoiles).

En effet, une machine double étoile ($q=6$) dont les étoiles sont décalées de $\alpha=\frac{\pi}{6}$ a des caractéristiques différentes de celles d'une machine dont les étoiles sont décalées de $\alpha = \frac{\pi}{3}$.

Pour différencier les configurations possibles on peut introduire un « nombre équivalent de phase », noté q_α dont la définition est la suivante : $q_\alpha=\frac{\pi}{\alpha}$ Une machine ayant six phases régulièrement décalées de $\frac{\pi}{3}$ a en effet les mêmes caractéristiques de fonctionnement (en ce qui concerne les harmonique d'espace et de temps) qu'une machine triphasée (pour laquelle $q = q_\alpha =3$).

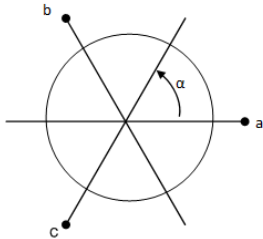
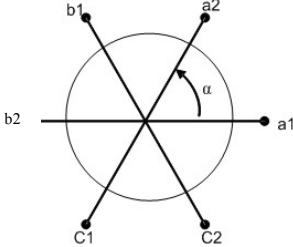
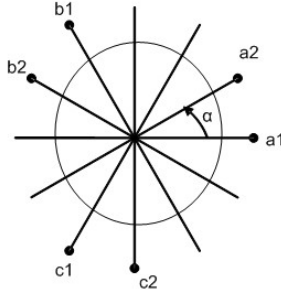
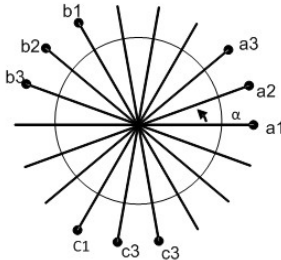
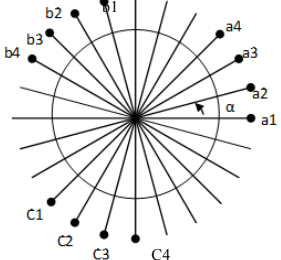
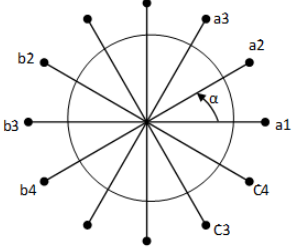
Le tableau Tab II.1 donne le détail de quelques exemples de machines multi-étoile.

II.2.2. Machines multiphasées de « type 2 »

Les machines multiphasées de type 2 sont des machines dont le nombre de phases statoriques q est un nombre impair. Si α désigne le décalage angulaire entre deux bobines adjacentes, les q phases sont alors régulièrement décalées de $\frac{2\pi}{q}=2\alpha$. Donc on a toujours $q = q_\alpha = \frac{\pi}{\alpha}$.

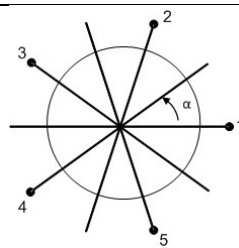
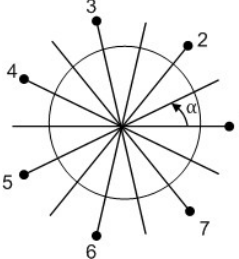
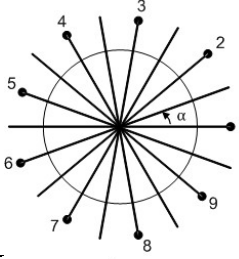
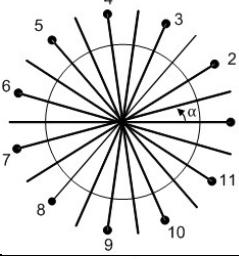
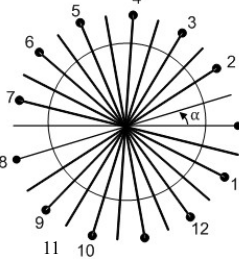
Le tableau Tab II.2 donne le détail de quelques exemples de la machine type 2.

Nombre de phase (q)	Nombre équivalent de phases (q_α)	Décalage angulaire (α)	Représentation schématique, position des bobines
----------------------------	--	------------------------------------	---

3	3	$\pi/3$	
6	3	$\pi/3$	
6	6	$\pi/6$	
9	9	$\pi/9$	
12	6	$\pi/6$	
12	12	$\pi/12$	

Tab. II.1 : Machines multiphasées de type 1 [HAD 2001].

Nombre de phase (q)	Nombre équivalent de	Décalage angulaire	Représentation schématique, position des bobines
---------------------	----------------------	--------------------	--

	phases (q_α)	(α)	
5	5	$\pi/5$	
7	7	$\pi/7$	
9	9	$\pi/9$	
11	11	$\pi/11$	
13	13	$\pi/13$	

Tab. II.2 : Machines multiphasées de type 2 [HAD 2001].

II.3. Avantages des machines multiphasées

La machine pentaphasée par exemple, peut produire 10% de couple supplémentaire, comparée aux machines triphasées, grâce à l'onde synchrone créée par les harmoniques trois d'espace et de temps. Ceci est rendu possible avec une machine asynchrone en accentuant les harmoniques d'espace grâce à des bobines concentrées (c'est-à-dire non distribuées), et les harmoniques de temps grâce aux formes d'ondes des tensions(ou courants) issues du convertisseur statique [HAD 2001].

II.3.1. Elimination d'harmoniques d'espace

La possibilité d'éliminer des harmoniques d'espace est un réel avantage des machines multiphasées. Ainsi, à un nombre d'encoches donné, plus le nombre de phases augmente, plus le nombre d'encoches par pôle et par phase diminue. Ceci augmente le facteur de distribution pour le fondamental. A courant donné, on augmente donc l'amplitude du fondamental de la fmm comparé au cas de la machine triphasée [HAD 2001].

II.3.2. Minimisation des ondulations du couple et pertes rotoriques

Dans les machines triphasées, l'ondulation du couple électromagnétique dont la fréquence est six fois celle du fondamental, est principalement créée par les harmoniques cinq et sept de temps. Dans une machine double étoile, par exemple, ces harmoniques ne créent pas de fmm ; l'harmonique du couple de rang six est donc naturellement éliminé. De plus puisque certains harmoniques de courants statoriques ne créent pas de fmm ; les courants pouvant être induits au rotor n'existent pas pour ces harmoniques, par conséquent, une machine multiphasée aura pratiquement toujours moins de pertes rotoriques qu'une machine triphasée [HAD 2001].

II.3.3. Segmentation de la puissance

A puissance donnée, lorsque l'on augmente le nombre de phases, on diminue le courant par phase sans augmenter la tension par phase (ou l'inverse). La puissance totale est donc répartie sur un nombre important de phases, la puissance demandée par chacune d'elles est alors réduite. Ainsi, l'alimentation de la machine par onduleur peut se faire avec des composants de puissance de calibre inférieur, pouvant fonctionner à des fréquences de commutation plus élevées. Cela permet de minimiser les ondulations de courants et de couple.

La segmentation de la puissance est l'avantage des machines multiphasées que l'on met le plus en avant de nos jours, surtout pour les applications de forte puissance.

II.4. Inconvénients des machines multiphasées

Certains harmoniques de temps (harmoniques des courants statoriques) ne contribuent pas à la création d'onde de fmm. Ces harmoniques ne circulent donc qu'au stator. Dans le cas d'une alimentation par onduleur de tension, l'impédance vue par ces harmoniques peut donc être faible, ce qui provoque des harmoniques de courants d'amplitude importante.

Cette apparition de courants harmoniques de circulation constitue l'inconvénient majeur des machines multiphasées alimentées par onduleur de tension. Le nombre de semi-conducteurs augmente avec le nombre de phases, ce qui peut éventuellement augmenter le coût de l'ensemble convertisseur machine.

II.5. Constitution d'une machine asynchrone polyphasée

La machine asynchrone polyphasée comprend deux parties : un stator (fixe) et un rotor (tournant).

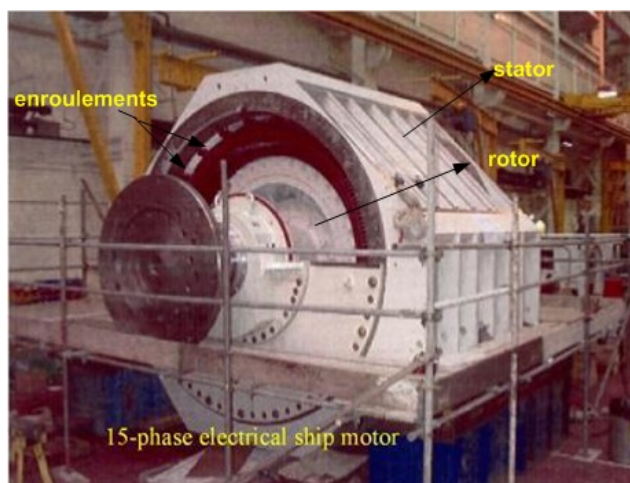


Figure II.1 : Machine à induction à 15 phases alimentée par onduleur de tension pour navire de surface (Alstom), 4.7MW [ERI 2000].

Le stator comporte une carcasse en acier renfermant un empilage de tôles ferromagnétique qui constituent un cylindre vide ; ces tôles sont percées (de trous) à leur périphérie intérieure, l'alignement de ces trous forme des encoches dans les quelles est logé un bobinage polyphasé. Les machines asynchrone polyphasée, ont un rotor bobiné ou à cage, le rotor se compose d'un cylindre de tôles poinçonnées à leur périphérie extérieure pour former les encoches destinées à recevoir un bobinage polyphasé semblable à celui du stator, les enroulements polyphasés sont raccordés en étoile, et leur mise en court circuit est réalisée à l'extérieur de la machine.

II.6. Principe de fonctionnement de la machine asynchrone

Le principe de fonctionnement de la machine asynchrone est basé sur l'application des principes I, II et III de l'électromagnétisme (loi d'Ampère, loi de Lorenz et la loi de Faraday). Grâce à l'interaction électromagnétique des champs tournants créés par le système de tension fournie au stator et par les courants induits dans le rotor, ce dernier tourne dans le même sens que le champ tournant, mais à vitesse inférieure de celle de synchronisme ; car, dans le cas contraire, le champ serait immobile par rapport au rotor, et aucun courant ne serait induit.

II.7. Hypothèses simplificatrices

Pour la modélisation des machines asynchrones triphasée, polyphasée, pentaphasée et double étoile (MASDE), nous posons les hypothèses suivantes :

- Les n phases sont identiques et décalées d'un angle $\alpha = \frac{2\pi}{n}$
- La saturation du circuit magnétique, l'hystérésis et les courants de Foucault sont négligeables
- Les résistances des enroulements sont constantes et il n'y a pas de phénomène de l'effet de peau
- L'entrefer est d'épaisseur uniforme et l'effet d'encochage est négligé
- Le système de tension d'alimentation est équilibré et sinusoïdal

On admettra de plus que la force magnétomotrice, créée par les enroulements statoriques et rotoriques est à répartition sinusoïdale le long de l'entrefer ; cette hypothèse jointe à la constance de la perméance de l'entrefer conduisent à des expressions assez simples des valeurs des inductances de la machine en fonction des paramètres de celle-ci (longueur, rayon,...etc).

II.8. Calcul des inductances

Inductance propre

$$L_s = L_{ms} + L_{1s} = \frac{4}{\pi} * \frac{\mu_0 L R}{e} * \frac{(kbs * n_s)^2}{p^2} + L_{1s} \quad (\text{II. 1})$$

L_{ms} : inductance principale de magnétisation.

L_{1s} : inductance de fuite statorique.

Les inductances de l'enroulement rotorique se calculent de la même façon puisque le rotor est bobiné.

μ_0 : est la perméabilité magnétique de l'air

e : est l'épaisseur de l'entrefer

L : est la longueur utile du stator

k_{bs} : est le coefficient de bobinage d'enroulement

n_s : est le nombre de spires en séries d'un enroulement composant une phase statorique

p : est le nombre de paires de pôles de la machine

Inductance mutuelle stator-rotor

$$M_{sr} = \frac{4}{\pi} * \frac{\mu_0 LR}{e} * \frac{(k_{bs}n_s)(k_{br}n_r)}{p^2} \quad (\text{II.2})$$

k_{br} étant le coefficient de bobinage, enroulements rotoriques

n_r est le nombre de spires en séries d'un enroulement rotorique

II.9. Modélisation par les Equations des Circuits Electriques Magnétiquement Couplés (CEMC)

Dans l'approche de modélisation par les Equations des Circuits Electriques Magnétiquement Couplés (CEMC), les inductances propres et mutuelles des différents bobinages ont une place prépondérante dans la mesure où elles contiennent tout le spectre des signatures des différents phénomènes ayant lieu dans la machine. En effet, ces inductances sont calculées par le biais de l'induction d'entrefer, l'entrefer étant l'endroit par excellence de la conversion d'énergie électromécanique dans la machine. Cette approche offre un bon compromis en termes de précision, de temps de calcul et d'adaptation à la modélisation de la plupart des défauts d'origine électromagnétique de la machine asynchrone.

II.10. Rappel du Modèle de la machine asynchrone triphasée à rotor bobiné

Une machine asynchrone triphasée à rotor bobiné est constituée, au stator de trois bobines alimentées par une source triphasée et au rotor de trois bobines en court-circuit. La figure (II.2) représente le repérage angulaire des axes magnétiques d'une machine asynchrone triphasée :

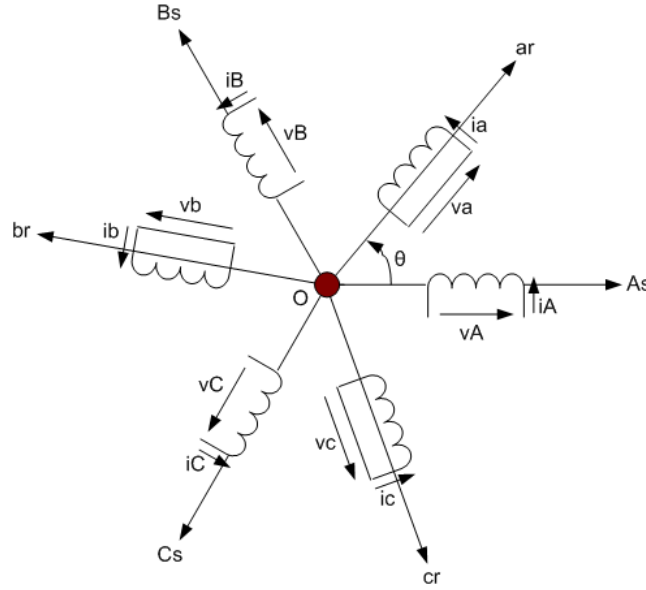


Figure II.2 : Machine asynchrone triphasée

Les équations aux tensions des trois phases statoriques et des trois phases rotoriques s'écrivent :

$$\begin{cases} v_A = R_s \cdot i_A + \frac{d}{dt} \varphi_A \\ v_B = R_s \cdot i_B + \frac{d}{dt} \varphi_B \\ v_C = R_s \cdot i_C + \frac{d}{dt} \varphi_C \end{cases} \quad (\text{II.3})$$

$$\begin{cases} v_a = R_r \cdot i_a + \frac{d}{dt} \varphi_a \\ v_b = R_r \cdot i_b + \frac{d}{dt} \varphi_b \\ v_c = R_r \cdot i_c + \frac{d}{dt} \varphi_c \end{cases} \quad (\text{II.4})$$

En désignant par :

v_A, v_B, v_C : les tensions appliquées aux trois phases statoriques tel que $[v_s] = [v_A \ v_B \ v_C]^T$

v_a, v_b, v_c : les tensions des trois phases rotoriques qui sont nulles (rotor en court-circuit)

tel que $[v_r] = [v_a \ v_b \ v_c]^T$.

$\varphi_A, \varphi_B, \varphi_C, \varphi_a, \varphi_b, \varphi_c$: les flux totaux à travers les enroulements statoriques et rotoriques.

R_s, R_r : la résistance d'un enroulement statorique et rotorique respectivement.

$i_A, i_B, i_C, i_a, i_b, i_c$: les courants circulant dans les différents enroulements de la machine.

Les indices A, B, C font références au stator et les indices a, b, c au rotor.

Des équations précédentes, il en résulte que :

$$[v_s] = [R_s][i_s] + \frac{d}{dt}\{[L_s][i_s]\} + \frac{d}{dt}\{[M_{sr}][i_r]\} \quad (\text{II. 5})$$

$$[v_r] = [R_r][i_r] + \frac{d}{dt}\{[L_r][i_r]\} + \frac{d}{dt}\{[M_{rs}][i_s]\} \quad (\text{II. 6})$$

$$\text{Car: } [\varphi] = [L][I]$$

En posant $[V] = [[v_s][v_r]]^T$, nous obtenons:

$$\begin{aligned} [V] &= [R][I] + \frac{d\{[L][I]\}}{dt} \\ [V] &= [R][I] + [I] \cdot \frac{d}{dt}[L] + [L] \cdot \frac{d}{dt}[I] \\ [V] &= [R][I] + [I] \frac{d\theta}{dt} \cdot \frac{d[L]}{d\theta} + [L] \cdot \frac{d[I]}{dt} \\ [V] &= [R][I] + [I] \cdot \Omega_r \cdot \frac{d[L]}{d\theta} + [L] \cdot \frac{d[I]}{dt} \end{aligned} \quad (\text{II. 7})$$

A cette équation électrique, il faut ajouter l'équation mécanique suivante :

$$J_t \cdot \frac{d\Omega_r}{dt} + f_v \cdot \Omega_r = C_e - C_r \quad (\text{II. 8})$$

En assimilant la machine à un convertisseur électromagnétique en rotation, l'expression matricielle de la coénergie emmagasinée dans la machine permet d'établir le couple électromagnétique :

$$W_{co} = \frac{1}{2} [I]^T \cdot \left\{ \begin{bmatrix} [L_{ss}] & [M_{sr}] \\ [M_{sr}]^T & [L_{rr}] \end{bmatrix} \right\} \cdot [I] \quad (\text{II. 9})$$

$$C_e = \frac{1}{2} [I]^T \cdot \left\{ \frac{\partial}{\partial \theta} \begin{bmatrix} [L_{ss}] & [M_{sr}] \\ [M_{sr}]^T & [L_{rr}] \end{bmatrix} \right\} \cdot [I] \quad (\text{II. 10})$$

$$[L] = \begin{bmatrix} [L_{ss}] & [M_{sr}] \\ [M_{sr}]^T & [L_{rr}] \end{bmatrix}$$

$$C_e = \frac{1}{2} \cdot [I]^T \frac{d[L]}{d\theta} [I] \quad (\text{II. 11})$$

$$\frac{d\theta}{dt} = \Omega_r \quad (\text{II. 12})$$

Où

$$[I] = [i_A \ i_B \ i_C \ i_a \ i_b \ i_c]^T$$

$[R] = \text{diag}(R_{sA} \ R_{sB} \ R_{sC} \ R_{sa} \ R_{sb} \ R_{sc})$ est la matrice diagonale résistance c'est-à-dire :

$$[R] = \begin{bmatrix} R_{sA} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & R_{sB} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & R_{sC} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & R_{sa} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & R_{sb} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & R_{sc} \end{bmatrix}$$

J_t : représente l'inertie totale ramenée à l'arbre du moteur.

Ω_r : la vitesse de rotation de la machine.

f_v : le coefficient de frottement visqueux.

C_e : le couple électromagnétique.

C_r : le couple résistant appliqué à la machine.

θ : la position du rotor par rapport au stator.

p : le nombre de paires de pôles.

II.10.1 Représentation d'état de la machine triphasée

Ces équations peuvent être regroupées sous une forme matricielle tel que :

$$\begin{bmatrix} [V] \\ -Cr \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \left([R] + \Omega_r \cdot \frac{d[L]}{d\theta} \right) & 0 & 0 \\ -\frac{1}{2} \cdot [I]^T \cdot \frac{d[L]}{d\theta} & f_v & 0 \\ 0 & -1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} [I] \\ \Omega_r \\ \theta \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} [L] & 0 & 0 \\ 0 & J_t & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \cdot \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} [I] \\ \Omega_r \\ \theta \end{bmatrix} \quad (\text{II. 13})$$

Où encore sous la forme condensée :

$$[U] = [B][X] + [A][\dot{X}] \quad (\text{II. 14})$$

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

$$[\dot{X}] = [A]^{-1}[U] - [A]^{-1}[B][X] \quad (\text{II. 15})$$

où

$[U] = ([V] [-C_r] [0])^T$ représente le vecteur commande.

$[X] = ([I] [\Omega_r] [\theta])^T$ le vecteur d'état.

la matrice $[A]$ est définie comme suit :

$$[A] = \begin{bmatrix} [L_{ss}] & [M_{sr}] & 0 & 0 \\ [M_{rs}] & [L_{rr}] & 0 & 0 \\ 0 & 0 & J_t & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (\text{II. 16})$$

Les diverses matrices constituant la matrice $[A]$ sont :

$$[L_{ss}] = \begin{bmatrix} L_s & M_s & M_s \\ M_s & L_s & M_s \\ M_s & M_s & L_s \end{bmatrix}$$

$[L_{ss}]$: matrice inductance spécifique au stator comprenant,

L_s : inductance propre d'un enroulement statorique,

M_s : inductance mutuelle entre deux enroulements statoriques,

$$[L_{rr}] = \begin{bmatrix} L_r & M_r & M_r \\ M_r & L_r & M_r \\ M_r & M_r & L_r \end{bmatrix}$$

$[L_{rr}]$: matrice inductance spécifique au rotor comprenant,

L_r : inductance propre d'un enroulement rotorique,

M_r : inductance mutuelle entre deux enroulements rotoriques.

$$[M_{sr}] = [M_{rs}]^T = M_{sr} \begin{bmatrix} f_1 & f_2 & f_3 \\ f_3 & f_1 & f_2 \\ f_2 & f_3 & f_1 \end{bmatrix}$$

$[M_{sr}]$: matrice inductance mutuelle entre les enroulements statoriques et rotoriques avec M_{sr} la mutuelle maximum.

$$f_1 = \cos(p.\theta) \quad , \quad f_2 = \cos\left(p.\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \quad , \quad f_3 = \cos\left(p.\theta - \frac{2\pi}{3}\right)$$

La matrice $[A]$ est dépendante de l'angle rotorique θ et il nous faudra l'actualiser pour ensuite l'inverser à chaque pas de calcul lors de la simulation.

$$[B] = \begin{bmatrix} [R_s] & \left[\Omega_r \frac{dM_{sr}}{d\theta}\right] & 0 & 0 \\ \left[\Omega_r \frac{dM_{rs}}{d\theta}\right] & [R_r] & 0 & 0 \\ C_1 \dots & \dots C_6 & f_v & 0 \\ 0 & 0 & -1 & 0 \end{bmatrix} \quad (\text{II.17})$$

$$[R_s] = R_s \cdot [I]_3$$

$$[R_r] = R_r \cdot [I]_3 \quad \text{où } [I]_3 \text{ représente la matrice identité d'ordre 3.}$$

D'autre part les deux matrices contenues dans $[B]$ s'écrivent :

$$\left[\Omega_r \frac{dM_{sr}}{d\theta}\right] = \left[\Omega_r \frac{dM_{rs}}{d\theta}\right]^T = -M_{sr} \begin{bmatrix} g_1 & g_2 & g_3 \\ g_3 & g_1 & g_2 \\ g_2 & g_3 & g_1 \end{bmatrix}$$

$$g_1 = \Omega_r \cdot p \cdot \sin(p.\theta) \quad , \quad g_2 = \Omega_r \cdot p \cdot \sin\left(p.\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \quad , \quad g_3 = \Omega_r \cdot p \cdot \sin\left(p.\theta - \frac{2\pi}{3}\right)$$

Les éléments $C_1 \dots C_6$ contenus dans la matrice $[B]$ sont :

$$C_1 = 0.5M_{sr} \cdot p \cdot (i_a h_1 + i_b h_2 + i_c h_3)$$

$$C_2 = 0.5M_{sr} \cdot p \cdot (i_a h_3 + i_b h_1 + i_c h_2)$$

$$C_3 = 0.5M_{sr} \cdot p \cdot (i_a h_2 + i_b h_3 + i_c h_1)$$

$$C_4 = 0.5M_{sr} \cdot p \cdot (i_A h_1 + i_B h_3 + i_C h_2)$$

$$C_5 = 0.5M_{sr} \cdot p \cdot (i_A h_2 + i_B h_1 + i_C h_3)$$

$$C_6 = 0.5M_{sr} \cdot p \cdot (i_A h_3 + i_B h_2 + i_C h_1)$$

$$h_1 = \sin(p.\theta) \quad , \quad h_2 = \sin\left(p.\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \quad , \quad h_3 = \sin\left(p.\theta - \frac{2\pi}{3}\right)$$

Voilà donc décrit un modèle de la machine asynchrone triphasée à rotor bobiné permettant la simulation de son comportement en régime sain ou en présence de défaut.

II.11. Mise en équation de la machine asynchrone polyphasée

Les machines considérées dans ce mémoire sont celles possédant n -phases au stator et au rotor, et supposées identiques et régulièrement décalées. Cette notion de régularité signifie que le décalage entre deux phases consécutives est $\frac{2\pi_{\text{élect}}}{n}$ avec $2\pi_{\text{élect}} = 2\pi/p$ (p est le nombre de paires de pôles) [ERI 2000].

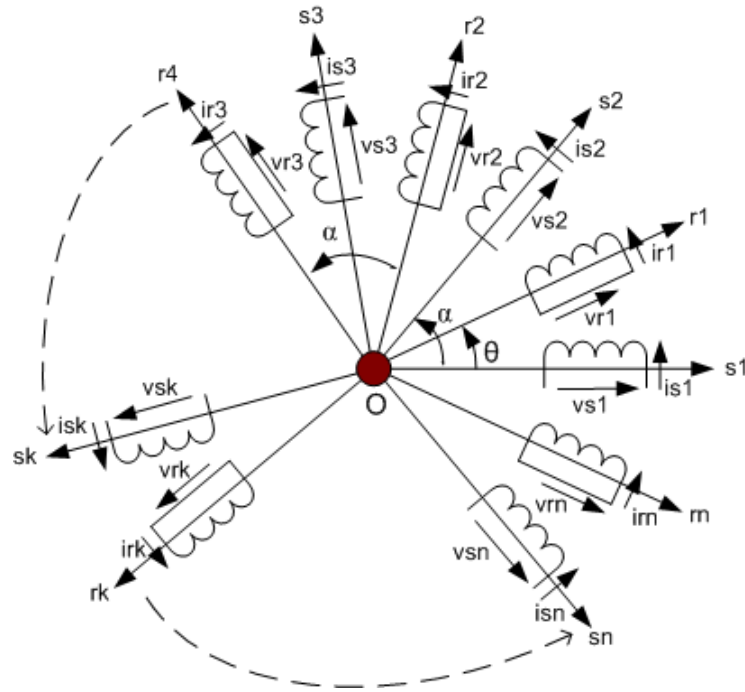


Figure II.1 : Machine asynchrone à n -phases

Pour l'établissement d'un modèle à n -phase, on suit la même démarche que pour le triphasé.

Equations aux tensions

$$[v_s] = [R_s][i_s] + \frac{d[\varphi_s]}{dt} \quad (\text{II. 18})$$

$$[v_r] = [R_r][i_r] + \frac{d[\varphi_r]}{dt} \quad (\text{II. 19})$$

Equations aux flux

$$[\varphi_s] = [L_{ss}][i_s] + [M_{sr}][i_r] \quad (\text{II. 20})$$

$$[\varphi_r] = [M_{rs}][i_s] + [L_{rr}][i_r] \quad (\text{II. 21})$$

Avec

$$\begin{aligned}
 [v_s] &= \begin{bmatrix} v_{s1} \\ v_{s2} \\ \vdots \\ v_{sn} \end{bmatrix} & [v_r] &= \begin{bmatrix} v_{r1} \\ v_{r2} \\ \vdots \\ v_{rn} \end{bmatrix} & [V] &= \begin{bmatrix} [v_s] \\ [v_r] \end{bmatrix} \\
 [i_s] &= \begin{bmatrix} i_{s1} \\ i_{s2} \\ \vdots \\ i_{sn} \end{bmatrix} & [i_r] &= \begin{bmatrix} i_{r1} \\ i_{r2} \\ \vdots \\ i_{rn} \end{bmatrix} & [I] &= \begin{bmatrix} [i_s] \\ [i_r] \end{bmatrix} \\
 [\varphi_s] &= \begin{bmatrix} \varphi_{s1} \\ \varphi_{s2} \\ \vdots \\ \varphi_{sn} \end{bmatrix} & [\varphi_r] &= \begin{bmatrix} \varphi_{r1} \\ \varphi_{r2} \\ \vdots \\ \varphi_{rn} \end{bmatrix} & [\Psi] &= \begin{bmatrix} [\varphi_s] \\ [\varphi_r] \end{bmatrix}
 \end{aligned}$$

On désigne par les n-flux $\varphi_{s1...n}, \varphi_{r1...n}$ les flux totaux embrassés par les n-phase statoriques et rotoriques respectivement.

$$[L_{ss}] = \begin{bmatrix} L_{s11} & M_{s12} & \cdots & M_{s1n} \\ M_{s21} & L_{s22} & \cdots & M_{s2n} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ M_{sn1} & M_{sn2} & \cdots & L_{snn} \end{bmatrix} \quad [L_{rr}] = \begin{bmatrix} L_{r11} & M_{r12} & \cdots & M_{r1n} \\ M_{r21} & L_{r22} & \cdots & M_{r2n} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ M_{rn1} & M_{rn2} & \cdots & L_{rnn} \end{bmatrix}$$

L_{skk}, L_{rkk} : les inductances propres d'une phase statorique et rotorique respectivement.

M_{sjk}, M_{rjk} : les inductances mutuelles entre phases statoriques et rotoriques respectivement.

$$[M_{sr}] = [M_{rs}]^T = M_{sr} \begin{bmatrix} f_1 & f_2 & \cdots & f_n \\ f_n & f_1 & \cdots & f_{n-1} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ f_2 & \cdots & f_n & f_1 \end{bmatrix}$$

$$f_1 = \cos(p.\theta) \quad , \quad f_2 = \cos\left(p.\theta + \frac{2\pi}{n}\right) \quad , \quad \cdots \quad f_n = \cos\left(p.\theta + (n-1).\frac{2\pi}{n}\right)$$

Avec

$M_{sr}f_n$: l'inductance mutuelle entre la phase statoriques et phases rotoriques.

II.11.1 Représentation d'état de la machine polyphasée

En reprenant les équations (II.7) jusqu'à (II.13) du modèle triphasée avec prise en compte des extensions apportées au modèle polyphasé, nous aboutissons au système d'état suivant :

$$\begin{bmatrix} [V] \\ -Cr \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \left([R] + \Omega_r \cdot \frac{d[L]}{d\theta} \right) & 0 & 0 \\ -\frac{1}{2} \cdot [I]^T \cdot \frac{d[L]}{d\theta} & f_v & 0 \\ 0 & -1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} [I] \\ \Omega_r \\ \theta \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} [L] & 0 & 0 \\ 0 & J_t & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \cdot \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} [I] \\ \Omega_r \\ \theta \end{bmatrix} \quad (\text{II. 22})$$

Avec

$[R] = \text{diag}(R_{s1} \ R_{s2} \ \dots \ R_{sn} \ R_{r1} \ R_{r2} \ \dots \ R_{rn})$ est la matrice diagonale résistance.

$$[L] = \begin{bmatrix} [L_{ss}] & [M_{sr}] \\ [M_{sr}]^T & [L_{rr}] \end{bmatrix}$$

$$[B] = \begin{bmatrix} [R_s] & \left[\Omega_r \frac{dM_{sr}}{d\theta} \right] & 0 & 0 \\ \left[\Omega_r \frac{dM_{rs}}{d\theta} \right] & [R_r] & 0 & 0 \\ C_{1\dots\dots} & \dots\dots C_{2n} & f_v & 0 \\ 0 & 0 & -1 & 0 \end{bmatrix}. \quad (\text{II. 23})$$

$[R_s] = R_s \cdot [I]_n$
 $[R_r] = R_r \cdot [I]_n$ où $[I]_n$ représente la matrice identité d'ordre n.

Les deux matrices contenues dans $[B]$ s'écrivent :

$$\left[\Omega_r \frac{dM_{sr}}{d\theta} \right] = \left[\Omega_r \frac{dM_{rs}}{d\theta} \right]^T = -M_{sr} \begin{bmatrix} g_1 & g_2 & \dots & g_n \\ g_n & g_1 & \dots & g_{n-1} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ g_2 & \dots & g_n & g_1 \end{bmatrix}$$

$$g_1 = \Omega_r \cdot p \cdot \sin(p \cdot \theta), g_2 = \Omega_r \cdot p \cdot \sin\left(p \cdot \theta + \frac{2\pi}{3}\right), \dots g_n = \Omega_r \cdot p \cdot \sin\left(p \cdot \theta + (n-1) \cdot \frac{2\pi}{n}\right)$$

Les éléments $C_1 \dots C_{2n}$ contenus dans la matrice $[B]$ sont :

$$C_1 = 0.5M_{sr}.p. (i_{r1}h_1 + i_{r2}h_2 + \dots + i_{rn}h_n)$$

$$C_2 = 0.5M_{sr}.p. (i_{r1}h_n + i_{r2}h_1 + \dots + i_{rn}h_{n-1})$$

$$C_3 = 0.5M_{sr}.p. (i_{r1}h_{n-1} + i_{r2}h_n + \dots + i_{rn}h_{n-2})$$

⋮

$$C_n = 0.5M_{sr}.p. (i_{r1}h_2 + i_{r2}h_3 + \dots + i_{rn}h_1)$$

$$C_{n+1} = 0.5M_{sr}.p. (i_{s1}h_1 + i_{s2}h_n + \dots + i_{sn}h_2)$$

$$C_{n+2} = 0.5M_{sr}.p. (i_{s1}h_2 + i_{s2}h_1 + i_{s3}h_n + \dots + i_{sn}h_3)$$

$$C_{n+3} = 0.5M_{sr}.p. (i_{s1}h_3 + i_{s2}h_2 + i_{s3}h_1 + \dots + i_{sn}h_4)$$

⋮

$$C_{2n} = 0.5M_{sr}.p. (i_{s1}h_n + i_{s2}h_{n-1} + i_{s3}h_{n-2} + \dots + i_{sn}h_1)$$

$$h_1 = \sin(p.\theta) \quad , \quad h_2 = \sin\left(p.\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \quad , \dots \quad h_n = \sin\left(p.\theta + (n-1)\frac{2\pi}{3}\right)$$

Voilà maintenant établi un modèle de la machine asynchrone polyphasée à rotor bobiné permettant la simulation de son comportement en régime sain ou en présence de défaut.

Conclusion

Dans ce chapitre, nous nous sommes intéressés aux machines polyphasées et ce qu'elles pouvaient apporter de plus que les machines triphasées. Leurs nombreux avantages telle que la segmentation de la puissance et de l'amélioration de la fiabilité, font des machines multiphasées un concept très intéressant pour des applications de forte puissance.

La modélisation de la machine triphasée nous a servi de référence pour établir un modèle des machines asynchrones polyphasées. Ce modèle est plus général ce qui permet de modéliser des machines ayant un nombre quelconque de phases. Dans le chapitre qui vient nous appliquons ce modèle à une machine à cinq phases (pentaphasée) puis, à une machine à six phases (MASDE).

CHAPITRE III

Modèles de la machine double étoile et pentaphasée

III.1. Modélisation de Machine Asynchrone Double Etoile (MASDE)

Un des exemples les plus courants de machines polyphasées est la Machine Asynchrone Double Etoile (MASDE). Dans la configuration classique, deux enroulements triphasés identiques, les deux étoiles se partagent le même stator et sont décalées d'un angle de 30° . Ces enroulements ont le même nombre de pôles et sont alimentés par la même fréquence. La structure du rotor reste identique à celle d'une machine triphasée, il peut donc être soit à cage d'écureuil, soit bobiné pour former un enroulement triphasé.

La figure (III.1) donne les positions des axes magnétiques des neuf enroulements formant les neuf phases.

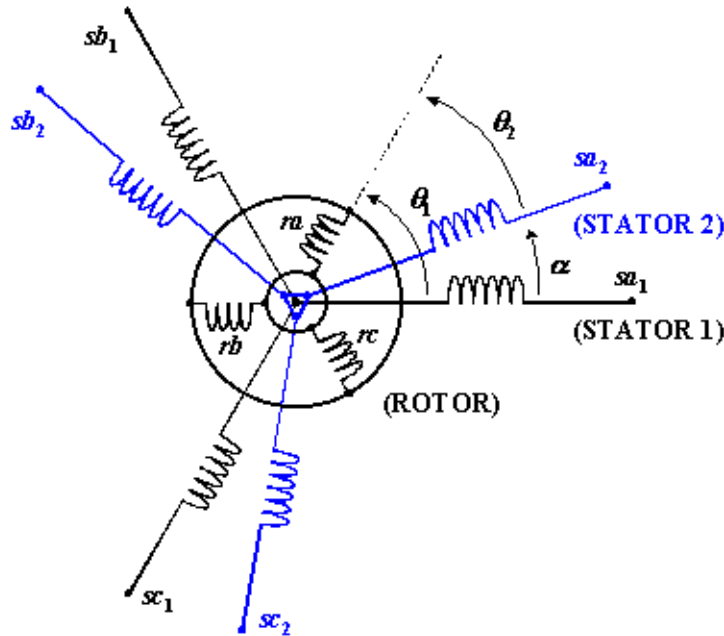


Figure III.1 : enroulements de la machine asynchrone double étoile

On notera d'un indice « 1 » les grandeurs relatives à la 1^{ère} étoile (ou stator 1) et d'un indice « 2 » celles relatives à la 2^{ième} étoile (ou stator 2).

L'application du modèle polyphasé développé dans le chapitre II sur la MASDE nous donne :

Equations aux tensions

$$[v_s] = [R_s][i_s] + \frac{d[\varphi_s]}{dt} \quad (\text{III. 1})$$

$$[v_r] = [R_r][i_r] + \frac{d[\varphi_r]}{dt} \quad (\text{III. 2})$$

Equations aux flux

$$[\varphi_s] = [L_{ss}][i_s] + [M_{sr}][i_r] \quad (\text{III. 3})$$

$$[\varphi_r] = [M_{rs}][i_s] + [L_{rr}][i_r] \quad (\text{III. 4})$$

$$[v_s] = \begin{bmatrix} v_{sa1} \\ v_{sb1} \\ v_{sc1} \\ v_{sa2} \\ v_{sb2} \\ v_{sc2} \end{bmatrix} \quad [v_r] = \begin{bmatrix} v_{ra} \\ v_{rb} \\ v_{rc} \end{bmatrix} \quad [V] = \begin{bmatrix} [v_s] \\ [v_r] \end{bmatrix}$$

$$[i_s] = \begin{bmatrix} i_{sa1} \\ i_{sb1} \\ i_{sc1} \\ i_{sa2} \\ i_{sb2} \\ i_{sc2} \end{bmatrix} \quad [i_r] = \begin{bmatrix} i_{ra} \\ i_{rb} \\ i_{rc} \end{bmatrix} \quad [I] = \begin{bmatrix} [i_s] \\ [i_r] \end{bmatrix}$$

$$[\varphi_s] = \begin{bmatrix} \varphi_{sa1} \\ \varphi_{sb1} \\ \varphi_{sc1} \\ \varphi_{sa2} \\ \varphi_{sb2} \\ \varphi_{sc2} \end{bmatrix} \quad [\varphi_r] = \begin{bmatrix} \varphi_{ra} \\ \varphi_{rb} \\ \varphi_{rc} \end{bmatrix} \quad [\Psi] = \begin{bmatrix} [\varphi_s] \\ [\varphi_r] \end{bmatrix}$$

$$[R_s] = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & R_s & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & R_s & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \quad [R_r] = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix}$$

$$[L_{ms}] = \begin{bmatrix} L_{ms} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & L_{ms} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & L_{ms} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & L_{ms} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & L_{ms} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & L_{ms} \end{bmatrix} \quad [L_{1s}] = \begin{bmatrix} L_{1s} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & L_{1s} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & L_{1s} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & L_{1s} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & L_{1s} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & L_{1s} \end{bmatrix}$$

$$[L_{mr}] = \begin{bmatrix} L_{mr} & 0 & 0 \\ 0 & L_{mr} & 0 \\ 0 & 0 & L_{mr} \end{bmatrix} \quad [L_{1r}] = \begin{bmatrix} L_{1r} & 0 & 0 \\ 0 & L_{1r} & 0 \\ 0 & 0 & L_{1r} \end{bmatrix}$$

Avec :

L_{mr} : est l'inductance propre de magnétisation rotorique

L_{1s} : inductance de fuite statorique

L_{1r} : inductance de fuite rotorique

L_{ms} : est l'inductance propre de magnétisation statorique,

On définit les matrices suivantes :

$$[a(\xi)] = \begin{bmatrix} 0 & \cos(\xi + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\xi + \frac{4\pi}{3}) \\ \cos(\xi - \frac{2\pi}{3}) & 0 & \cos(\xi + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\xi - \frac{4\pi}{3}) & \cos(\xi + \frac{2\pi}{3}) & 0 \end{bmatrix} \quad (\text{III. 5})$$

$$[b(\xi)] = \cos(\xi) \cdot [I]_3 + [a(\xi)] \quad (\text{III. 6})$$

Avec $[I]_3$ est la matrice identité d'ordre 3.

Les inductances mutuelles de magnétisation entre phases statoriques et mutuelles entre phases rotoriques sont données respectivement par les matrices $[M_{mss}]$ et $[M_{mrr}]$:

$$[M_{mss}] = L_{ms} \begin{bmatrix} [a(0)] & [b(\alpha)] \\ [b(\alpha)] & [a(0)] \end{bmatrix} \quad [M_{mrr}] = \begin{bmatrix} 0 & M_r & M_r \\ M_r & 0 & M_r \\ M_r & M_r & 0 \end{bmatrix}$$

$$\text{Avec : } M_r = L_{mr} \cdot \cos \frac{2\pi}{3} = -\frac{1}{2} L_{mr}$$

Enfin, les inductances entre les phases statoriques et les phases rotoriques sont regroupées dans la matrice $[M_{sr}]$:

$$[M_{sr}] = M_{sr} * \begin{bmatrix} [b(\theta_1)] \\ [b(\theta_1 - \alpha)] \end{bmatrix} \quad (\text{III. 7})$$

$$[b(\theta_1)] = \cos(\theta_1) \cdot [I]_3 + [a(0)] \quad (\text{III. 8})$$

Avec : M_{sr} est la valeur maximale que peut prendre les inductances mutuelles entre stator et rotor

Compte tenu des différentes matrices d'inductances déterminées précédemment, et de la propriété d'addition des flux on a :

$$[L_{ss}] = [L_{1s}] + [L_{ms}] + [M_{mss}] \quad (\text{III. 9})$$

$$[L_{rr}] = [L_{1r}] + [L_{mr}] + [M_{mrr}] \quad (\text{III. 10})$$

Tout comme pour la machine triphasée, à partir de l'équation (II.7) jusqu'à (II.13) nous aboutissons au système d'état suivant :

III.1.1. Représentation d'état de la MASDE

$$\begin{bmatrix} [V] \\ -Cr \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \left([R] + \Omega_r \cdot \frac{d[L]}{d\theta_1} \right) & 0 & 0 \\ -\frac{1}{2} \cdot [I]^T \cdot \frac{d[L]}{d\theta_1} & f_v & 0 \\ 0 & -1 & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} [I] \\ \Omega_r \\ \theta_1 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} [L] & 0 & 0 \\ 0 & J_t & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \cdot \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} [I] \\ \Omega_r \\ \theta_1 \end{bmatrix} \quad (\text{III. 11})$$

$$[B] = \begin{bmatrix} [R_s] & \left[\Omega_r \cdot \frac{d[M_{sr}]}{d\theta_1} \right] & 0 & 0 \\ \left[\Omega_r \cdot \frac{d[M_{rs}]}{d\theta_1} \right] & [R_r] & 0 & 0 \\ C_1 \dots \dots \dots C_6 & C_7 \dots \dots \dots C_9 & f_v & 0 \\ 0 \dots \dots \dots 0 & 0 \dots \dots \dots 0 & -1 & 0 \end{bmatrix} \quad (\text{III. 12})$$

$$\left[\Omega_r \cdot \frac{d[M_{sr}]}{d\theta_1} \right] = \left[\Omega_r \cdot \frac{d[M_{rs}]}{d\theta_1} \right]^T = -M_{sr} \begin{bmatrix} g_1 & g_2 & g_3 \\ g_3 & g_1 & g_2 \\ g_2 & g_3 & g_1 \\ g_4 & g_5 & g_6 \\ g_6 & g_4 & g_5 \\ g_5 & g_6 & g_4 \end{bmatrix} \quad (\text{III. 13})$$

$$\begin{aligned}
g_1 &= \Omega_r \cdot p * \sin(p\theta_1) \\
g_2 &= \Omega_r \cdot p * \sin\left(p\theta_1 + \frac{2\pi}{3}\right) \\
g_3 &= \Omega_r \cdot p * \sin\left(p\theta_1 - \frac{2\pi}{3}\right) \\
g_4 &= \Omega_r \cdot p * \sin(p\theta_1 - \alpha) \\
g_5 &= \Omega_r \cdot p * \sin\left(p\theta_1 - \alpha + \frac{2\pi}{3}\right) \\
g_6 &= \Omega_r \cdot p * \sin\left(p\theta_1 - \alpha - \frac{2\pi}{3}\right) \\
C_1 &= \frac{1}{2} M_{sr} \cdot p \cdot (i_{ra} h_1 + i_{rb} h_2 + i_{rc} h_3) \\
C_2 &= \frac{1}{2} M_{sr} \cdot p \cdot (i_{ra} h_3 + i_{rb} h_1 + i_{rc} h_2) \\
C_3 &= \frac{1}{2} M_{sr} \cdot p \cdot (i_{ra} h_2 + i_{rb} h_3 + i_{rc} h_1) \\
C_4 &= \frac{1}{2} M_{sr} \cdot p \cdot (i_{ra} h_4 + i_{rb} h_5 + i_{rc} h_6) \\
C_5 &= \frac{1}{2} M_{sr} \cdot p \cdot (i_{ra} h_6 + i_{rb} h_4 + i_{rc} h_5) \\
C_6 &= \frac{1}{2} M_{sr} \cdot p \cdot (i_{ra} h_5 + i_{rb} h_6 + i_{rc} h_4) \\
C_7 &= \frac{1}{2} M_{sr} \cdot p (i_{sa1} h_1 + i_{sb1} h_2 + i_{sc1} h_3 + i_{sa2} h_4 + i_{sb2} h_5 + i_{sc2} h_6) \\
C_8 &= \frac{1}{2} M_{sr} \cdot p (i_{sa3} h_3 + i_{sb1} h_1 + i_{sc1} h_2 + i_{sa2} h_6 + i_{sb2} h_4 + i_{sc2} h_5) \\
C_9 &= \frac{1}{2} M_{sr} \cdot p (i_{sa1} h_2 + i_{sb1} h_3 + i_{sc1} h_1 + i_{sa2} h_5 + i_{sb2} h_6 + i_{sc2} h_4) \\
\\
h_1 &= \sin(p\theta_1) \\
h_2 &= \sin\left(p\theta_1 + \frac{2\pi}{3}\right) \\
h_3 &= \sin\left(p\theta_1 - \frac{2\pi}{3}\right) \\
h_4 &= \sin(p\theta_1 - \alpha) \\
h_5 &= \sin\left(p\theta_1 - \alpha + \frac{2\pi}{3}\right) \\
h_6 &= \sin\left(p\theta_1 - \alpha - \frac{2\pi}{3}\right)
\end{aligned}$$

Les relations précédentes, constituent un modèle électromécanique complet de la MASDE, conformément aux hypothèses simplificatrices d'étude.

III.2. Modélisation de Machine Asynchrone Pentaphasée

L'objectif de cette partie est d'établir la modélisation d'une machine asynchrone à cinq phases à rotor bobiné et cela en se basant sur la modélisation de la machine triphasée, polyphasée et MASDE faite précédemment. [MER 2003].

III.2.1. Description

La machine asynchrone pentaphasée diffère d'une machine asynchrone conventionnelle par le nombre de phases des enroulements statorique et rotorique. Au stator comme au rotor on a une armature constituée de cinq phases décalées d'un « angle électrique $\alpha = \frac{2\pi}{5}$ ».

La figure (III.2) représente la position des axes magnétiques de la machine.

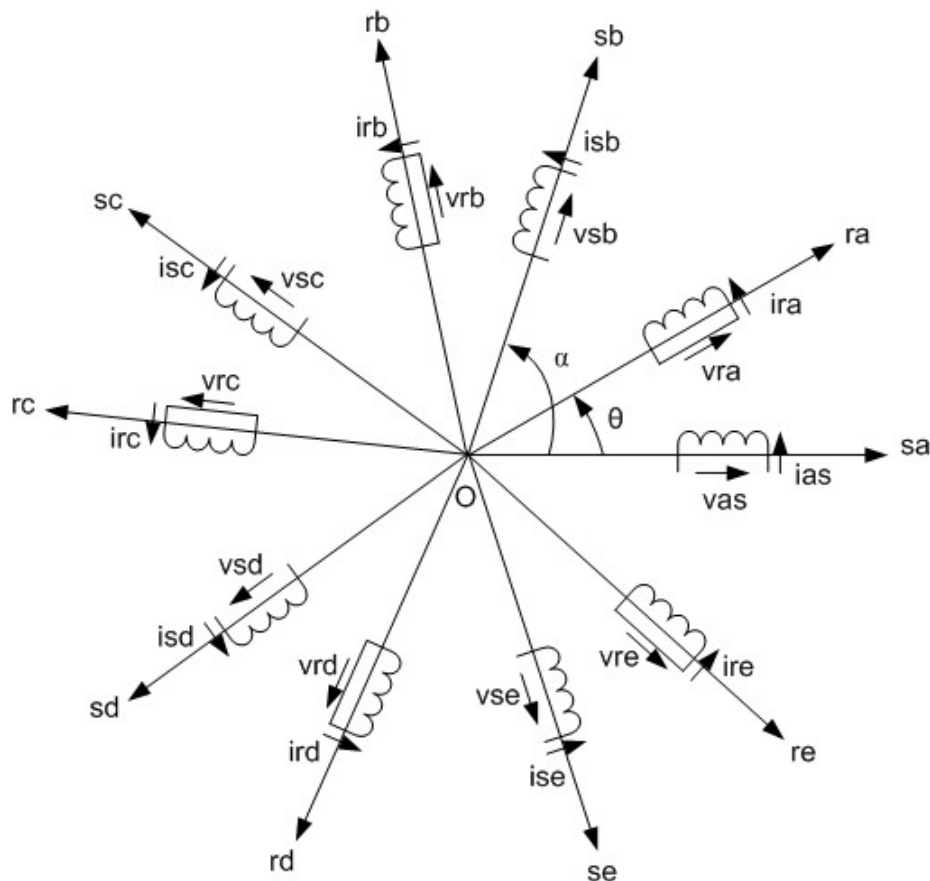


Figure III.2 : Schéma représentatif d'une machine asynchrone pentaphasée.

Equations aux tensions

$$[v_s] = [R_s][i_s] + \frac{d[\varphi_s]}{dt} \quad (\text{III. 14})$$

$$[v_r] = [R_r][i_r] + \frac{d[\varphi_r]}{dt} \quad (\text{III. 15})$$

Equations aux flux

$$[\varphi_s] = [L_{ss}][i_s] + [M_{sr}][i_r] \quad (\text{III. 16})$$

$$[\varphi_r] = [M_{rs}][i_s] + [L_{rr}][i_r] \quad (\text{III. 17})$$

avec

$$[v_s] = \begin{bmatrix} v_{sa} \\ v_{sb} \\ v_{sc} \\ v_{sd} \\ v_{se} \end{bmatrix} \quad [v_r] = \begin{bmatrix} v_{ra} \\ v_{rb} \\ v_{rc} \\ v_{rd} \\ v_{re} \end{bmatrix} \quad [V] = \begin{bmatrix} [v_s] \\ [v_r] \end{bmatrix}$$

$$[i_s] = \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \\ i_{sd} \\ i_{se} \end{bmatrix} \quad [i_r] = \begin{bmatrix} i_{ra} \\ i_{rb} \\ i_{rc} \\ i_{rd} \\ i_{re} \end{bmatrix} \quad [I] = \begin{bmatrix} [i_s] \\ [i_r] \end{bmatrix}$$

$$[\varphi_s] = \begin{bmatrix} \varphi_{sa} \\ \varphi_{sb} \\ \varphi_{sc} \\ \varphi_{sd} \\ \varphi_{se} \end{bmatrix} \quad [\varphi_r] = \begin{bmatrix} \varphi_{ra} \\ \varphi_{rb} \\ \varphi_{rc} \\ \varphi_{rd} \\ \varphi_{re} \end{bmatrix} \quad [\Psi] = \begin{bmatrix} [\varphi_s] \\ [\varphi_r] \end{bmatrix}$$

$$[R_s] = \begin{bmatrix} R_{sa} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & R_{sb} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & R_{sc} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & R_{sd} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & R_{se} \end{bmatrix} \quad [R_r] = \begin{bmatrix} R_{ra} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & R_{rb} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & R_{rc} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & R_{rd} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & R_{re} \end{bmatrix}$$

$$[L_{ss}] = \begin{bmatrix} (L_{1s} + L_{ms}) & L_{ms} \cos(\alpha) & L_{ms} \cos(2\alpha) & L_{ms} \cos(2\alpha) & L_{ms} \cos(\alpha) \\ L_{ms} \cos(\alpha) & (L_{1s} + L_{ms}) & L_{ms} \cos(\alpha) & L_{ms} \cos(2\alpha) & L_{ms} \cos(2\alpha) \\ L_{ms} \cos(2\alpha) & L_{ms} \cos(\alpha) & (L_{1s} + L_{ms}) & L_{ms} \cos(\alpha) & L_{ms} \cos(2\alpha) \\ L_{ms} \cos(2\alpha) & L_{ms} \cos(2\alpha) & L_{ms} \cos(\alpha) & (L_{1s} + L_{ms}) & L_{ms} \cos(\alpha) \\ L_{ms} \cos(\alpha) & L_{ms} \cos(2\alpha) & L_{ms} \cos(2\alpha) & L_{ms} \cos(\alpha) & (L_{1s} + L_{ms}) \end{bmatrix}$$

$$[L_{rr}] = \begin{bmatrix} (L_{1r} + L_{mr}) & L_{mr} \cos(\alpha) & L_{mr} \cos(2\alpha) & L_{mr} \cos(2\alpha) & L_{mr} \cos(\alpha) \\ L_{mr} \cos(\alpha) & (L_{1r} + L_{mr}) & L_{mr} \cos(\alpha) & L_{mr} \cos(2\alpha) & L_{mr} \cos(2\alpha) \\ L_{mr} \cos(2\alpha) & L_{mr} \cos(\alpha) & (L_{1r} + L_{mr}) & L_{mr} \cos(\alpha) & L_{mr} \cos(2\alpha) \\ L_{mr} \cos(2\alpha) & L_{mr} \cos(2\alpha) & L_{mr} \cos(\alpha) & (L_{1r} + L_{mr}) & L_{mr} \cos(\alpha) \\ L_{mr} \cos(\alpha) & L_{mr} \cos(2\alpha) & L_{mr} \cos(2\alpha) & L_{mr} \cos(\alpha) & (L_{1r} + L_{mr}) \end{bmatrix}$$

$$[M_{sr}] = [M_{rs}]^T - M_{sr} \begin{bmatrix} f_1 & f_2 & f_3 & f_4 & f_5 \\ f_5 & f_1 & f_2 & f_3 & f_4 \\ f_4 & f_5 & f_1 & f_2 & f_3 \\ f_3 & f_4 & f_5 & f_1 & f_2 \\ f_2 & f_3 & f_4 & f_5 & f_1 \end{bmatrix}$$

$$\begin{aligned} f_1 &= \cos(p\theta) \\ f_2 &= \cos(p\theta + \frac{2\pi}{5}) \\ f_3 &= \cos(p\theta + \frac{4\pi}{5}) \\ f_4 &= \cos(p\theta + \frac{6\pi}{5}) \\ f_5 &= \cos(p\theta + \frac{8\pi}{5}) \end{aligned}$$

Par la même procédure suivie pour les machines précédentes, nous obtenons le système d'état suivant (à partir de l'équation (II.7) jusqu'à (II.13) du chapitre II) :

III.2.2. Représentation d'état de la machine pentaphasée

$$\begin{bmatrix} [V] \\ -Cr \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \left([R] + \Omega_r \cdot \frac{d[L]}{d\theta} \right) & 0 & 0 \\ -\frac{1}{2} \cdot [I]^T \cdot \frac{d[L]}{d\theta} & f_v & 0 \\ 0 & -1 & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} [I] \\ \theta \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} [L] & 0 & 0 \\ 0 & J_t & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \cdot \frac{d[I]}{dt} \cdot \begin{bmatrix} [I] \\ \theta \end{bmatrix} \quad (III.18)$$

Où encore sous la forme condensée :

$$[U] = [B][X] + [A][\dot{X}]$$

Le vecteur $[\dot{X}]$ peut s'écrire : $[\dot{X}] = [A]^{-1}[U] - [A]^{-1}[B][X]$

Où $[U]$ est le vecteur commande qui a pour expression : $[U] = ([V] [-C_r] [0])^T$

et le vecteur d'état est constitué de $[X] = ([I] [\Omega_r] [\theta])^T$

la matrice $[A]$ est définie comme suit :

$$[A] = \begin{bmatrix} [L_{ss}] & [M_{sr}] & 0 & 0 \\ [M_{rs}] & [L_{rr}] & 0 & 0 \\ 0 & 0 & J_t & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (\text{II. 19})$$

la matrice $[B]$ sera quand à elle :

$$[B] = \begin{bmatrix} [R_s] & \left[\Omega_r \cdot \frac{dM_{sr}}{d\theta} \right] & 0 & 0 \\ \left[\Omega_r \cdot \frac{dM_{rs}}{d\theta} \right] & [R_r] & 0 & 0 \\ C_{1...} & ... C_{10} & f_v & 0 \\ 0 & 0 & -1 & 0 \end{bmatrix} \quad (\text{II. 20})$$

D'autre part les deux matrices contenues dans $[B]$ s'écrivent :

$$\left[\Omega_r \cdot \frac{dM_{sr}}{d\theta} \right] = \left[\Omega_r \cdot \frac{dM_{rs}}{d\theta} \right]^T = -M_{sr} \begin{bmatrix} g_1 & g_2 & g_3 & g_4 & g_5 \\ g_5 & g_1 & g_2 & g_3 & g_4 \\ g_4 & g_5 & g_1 & g_2 & g_3 \\ g_3 & g_4 & g_5 & g_1 & g_2 \\ g_2 & g_3 & g_4 & g_5 & g_1 \end{bmatrix}$$

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

$$g_2 = \Omega_r \cdot p \cdot \sin\left(p\theta + \frac{2\pi}{5}\right)$$

$$g_3 = \Omega_r \cdot p \cdot \sin\left(p\theta + \frac{4\pi}{5}\right)$$

$$g_4 = \Omega_r \cdot p \cdot \sin\left(p\theta + \frac{6\pi}{5}\right)$$

$$g_5 = \Omega_r \cdot p \cdot \sin\left(p\theta + \frac{8\pi}{5}\right)$$

$$C_1 = 0.5M_{sr} \cdot p \cdot (i_{ra}h_1 + i_{rb}h_2 + i_{rc}h_3 + i_{rd}h_4 + i_{re}h_5)$$

$$C_2 = 0.5M_{sr} \cdot p \cdot (i_{ra}h_5 + i_{rb}h_1 + i_{rc}h_2 + i_{rd}h_3 + i_{re}h_4)$$

$$C_3 = 0.5M_{sr} \cdot p \cdot (i_{ra}h_4 + i_{rb}h_5 + i_{rc}h_1 + i_{rd}h_2 + i_{re}h_3)$$

$$C_4 = 0.5M_{sr} \cdot p \cdot (i_{ra}h_3 + i_{rb}h_4 + i_{rc}h_5 + i_{rd}h_1 + i_{re}h_2)$$

$$C_5 = 0.5M_{sr} \cdot p \cdot (i_{ra}h_2 + i_{rb}h_3 + i_{rc}h_4 + i_{rd}h_5 + i_{re}h_1)$$

$$C_6 = 0.5M_{sr} \cdot p \cdot (i_{sa}h_1 + i_{sb}h_5 + i_{sc}h_4 + i_{sd}h_3 + i_{se}h_2)$$

$$C_7 = 0.5M_{sr} \cdot p \cdot (i_{sa}h_2 + i_{sb}h_1 + i_{sc}h_5 + i_{sd}h_4 + i_{se}h_3)$$

$$C_8 = 0.5M_{sr} \cdot p \cdot (i_{sa}h_3 + i_{sb}h_2 + i_{sc}h_1 + i_{sd}h_5 + i_{se}h_4)$$

$$C_9 = 0.5M_{sr} \cdot p \cdot (i_{sa}h_4 + i_{sb}h_3 + i_{sc}h_2 + i_{sd}h_1 + i_{se}h_5)$$

$$C_{10} = 0.5M_{sr} \cdot p \cdot (i_{sa}h_5 + i_{sb}h_4 + i_{sc}h_3 + i_{sd}h_2 + i_{se}h_1)$$

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

$$h_2 = \sin(p\theta + \frac{2\pi}{5})$$

$$h_3 = \sin(p\theta + \frac{4\pi}{5})$$

$$h_4 = \sin(p\theta + \frac{6\pi}{5})$$

$$h_5 = \sin(p\theta + \frac{8\pi}{5})$$

Ce modèle de la machine asynchrone pentaphasée à rotor bobinée nous offre la possibilité de simuler son comportement en régime sain ou défaillant.

Conclusion

L'application du modèle des machines polyphasées établi dans le chapitre II sur les machines asynchrones pentaphasée et double étoile signifie qu'il est général et adaptable sur tout type de machine asynchrone. Pour la machine pentaphasée, le décalage entre les phases est régulier et égal à $\frac{2\pi}{5}$, mais pour la MASDE l'idée est de décaler les deux étoile d'un angle α .

CHAPITRE IV

Modèles de défaut des machines asynchrones polyphasées

Introduction

L'objectif de ce chapitre est l'élaboration de modèles de défauts de la machine asynchrone

Polyphasée. Ces modèles doivent permettre la détection et la localisation des courts-circuits entre spires sur les phases au stator.

La méthodologie de surveillance fait appel à une étude du comportement de la machine en régime défectueux. La caractérisation des fonctionnements défaillants constitue ainsi une étape essentielle pour la modélisation physique des défauts. La machine asynchrone présente donc en plus d'un comportement dynamique conventionnel, un comportement dû au défaut. Ainsi, notre étude consiste à élaborer des modèles permettant le découplage des deux modes, le mode « commun » qui n'est autre que le modèle dynamique de la machine asynchrone. Ce mode, exprimé dans le repère naturel ou dans d'autres repères et paramétré par les composants électriques de la machine, est l'image du comportement de la machine saine. Pour tenir compte du défaut, il faut cependant introduire le mode « différentiel » qui traduit le dysfonctionnement. Les paramètres de ce mode doivent permettre la détection et la localisation du défaut.

Dans ce chapitre, nous développons un modèle de défaut statorique traduisant le dysfonctionnement de la machine en présence d'un court-circuit inter-spires au stator. Une panne de type court-circuit au stator sur plus d'une phase apparaissant simultanément n'étant pas à exclure lors de grandes sollicitations de la machine, un modèle global de la machine asynchrone avec défauts stator est présenté.

IV.1. Considération élémentaire

Dans le cas le plus général, lorsqu'un court-circuit se produit entre deux contacts successifs d'un enroulement à n -spires, il en résulte $(n-1)$ spires effectives en série et une spire supplémentaire court-circuitée (figure III.1). Par conséquent, au moment du court-circuit, l'enroulement effectif aura moins de spires donc moins de f.m.m. Il y aura également création d'une nouvelle boucle de court-circuit qui est magnétiquement couplée avec d'autres circuits.

Nous pouvons donc, analyser de la même manière tout court-circuit inter spires ayant lieu sur n'importe quelle partie de la machine, en particulier au niveau du stator.

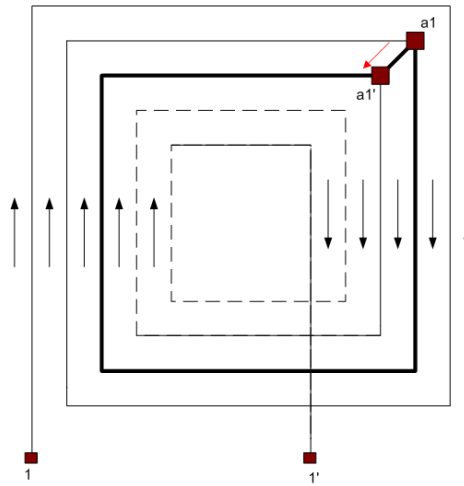


Figure IV.1: schéma d'une bobine élémentaire contenant un court-circuit

Avec les informations précédentes, un schéma équivalent des enroulements polyphasés au stator est donné par la figure (IV.2). Deux nouvelles branches statoriques 'sd' (spires court-circuitées) et 'Scontact' (court-circuit produit entre deux contacts) sont ajoutées à la représentation classique. 'Rsd' et 'Lsd' représentent la résistance et l'inductance effective des spires en court-circuit (habituellement 'Rsd' est petite, et elles sont nommée Rcc et Lcc) et 'Rscontact' représente la résistance du contact de la branche de court-circuit (habituellement grande dans le cas sain, zéro lors d'un court-circuit). Ces derniers paramètres offrent une grande flexibilité pour simuler un défaut naissant ou imprévu. Il est nécessaire de noter que, la branche statorique 'sd' est magnétiquement couplée avec d'autres circuits pendant que la branche statorique 'scontact' n'existe pas. Le calcul des nouvelles inductances est alors nécessaire, ainsi on peut établir un nouveau système d'équation des phases statoriques [DEV 2003].

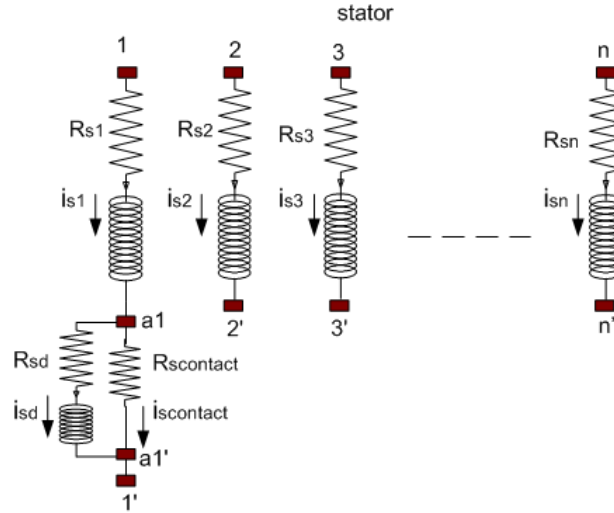


Figure IV.2: Circuit équivalent des phases statoriques après un court-circuit [DEV 2003].

Le modèle décrit ci-dessus exige un nouveau système d'équations et nécessite un calcul des nouvelles inductances. Par ailleurs, nous adopterons le modèle suivant.

IV.2. Modèle de la machine asynchrone avec défaut statorique de type court-circuit sur une phase

Il s'agit de modéliser une machine fictive équivalente dont le stator et le rotor sont toujours constitués de n -phases identiques parcourues par des courants polyphasés. Pour prendre en compte l'existence de spires en court-circuit au stator de la machine asynchrone, on introduit une bobine supplémentaire court-circuitée dont le nombre de spire n_k , est égal au nombre de spires en défaut dans la phase- k de la machine [SCH 99]. Ainsi, en présence d'un déséquilibre statorique, la machine comporte, en plus des bobinages polyphasés statoriques d'axes $s_1 s_2 \dots s_n$ et rotoriques d'axes $r_1 r_2 \dots r_n$, un bobinage court-circuité à l'origine d'un champ stationnaire par rapport au stator, créé en situation de défaut. La figure (IV.3) illustre le stator d'une machine asynchrone avec court-circuit sur la phase 's2'. 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 θ_{cc} ($\theta_{cc} = 2\pi/n$, direction de la phase s_2 dans notre cas). Afin de définir ce défaut, il est nécessaire d'introduire deux paramètres :

- L'angle électrique noté θ_{cc} , repérant le bobinage en court-circuit par rapport à l'axe de référence de la phase $s1$. Ce paramètre permet la localisation du bobinage en défaut et ne peut prendre que les n -valeurs $0, \frac{2\pi}{n}, \dots, \frac{(n-1)2\pi}{n}$ correspondant respectivement à un court-circuit sur les phases $s1, s2, \dots$, ou sn .
- Le rapport de court-circuit noté η_{cc} , égal au rapport du nombre de spires en court-circuit sur le nombre total de spires dans une phase statorique sans défaut. Ce paramètre permet de quantifier le déséquilibre et d'obtenir le nombre de spires en court-circuit [SMA 2003].

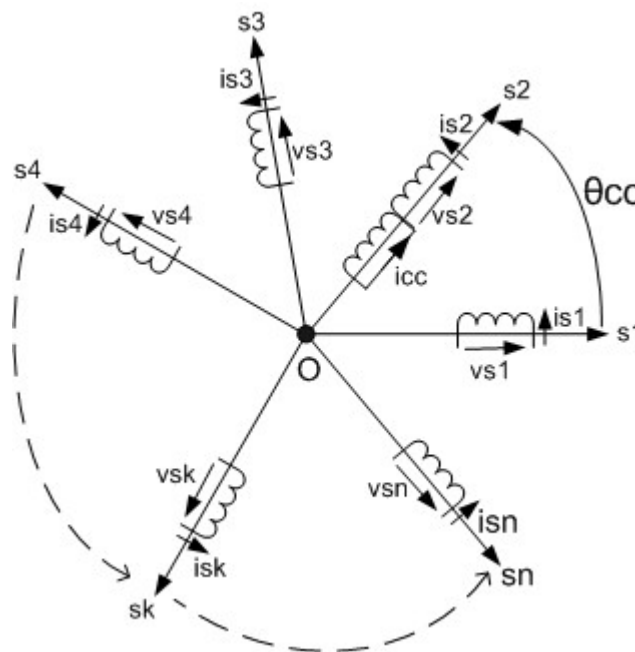


Figure IV.2 : Représentation d'une machine polyphasée en présence d'un court-circuit.

Aux hypothèses posées précédemment, nous rajoutons la suivante :

- La réduction de spires qui intervient dans une phase à la suite d'un court-circuit est négligeable.

IV.2.1. Modélisation dans le repère naturel

En faisant l'hypothèse de la linéarité, cette situation est donc équivalente à un fonctionnement « commun » produisant un champ tournant, et d'un fonctionnement « différentiel » à l'origine

d'un champ supplémentaire orienté selon l'axe de la bobine en défaut. Les équations de tensions et de flux de la machine asynchrone en défaut de court-circuit s'écrivent alors :

$$[v_s] = [R_s][i_s] + \frac{d[\varphi_s]}{dt} \quad (IV.1)$$

$$[v_r] = [R_r][i_r] + \frac{d[\varphi_r]}{dt} \quad (IV.2)$$

$$[u_{cc}] = [R_{cc}][i_r] + \frac{d[\varphi_{cc}]}{dt} \quad (IV.3)$$

$$[\varphi_s] = [L_{ss}][i_s] + [M_{sr}][i_r] + [M_{scc}][i_{cc}] \quad (IV.4)$$

$$[\varphi_r] = [M_{rs}][i_s] + [L_{rr}][i_r] + [M_{rcc}][i_{cc}] \quad (IV.5)$$

$$[\varphi_{cc}] = [M_{ccs}][i_s] + [M_{ccr}][i_r] + [L_{cc}][i_{cc}] \quad (IV.6)$$

Avec

$$\begin{aligned} [v_s] &= \begin{bmatrix} v_{s1} \\ v_{s2} \\ \vdots \\ v_{sn} \end{bmatrix} & [v_r] &= \begin{bmatrix} v_{r1} \\ v_{r2} \\ \vdots \\ v_{rn} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \vdots \\ 0 \end{bmatrix} & [V] &= \begin{bmatrix} [v_s] \\ [v_r] \end{bmatrix} \\ [i_s] &= \begin{bmatrix} i_{s1} \\ i_{s2} \\ \vdots \\ i_{sn} \end{bmatrix} & [i_r] &= \begin{bmatrix} i_{r1} \\ i_{r2} \\ \vdots \\ i_{rn} \end{bmatrix} & [I] &= \begin{bmatrix} [i_s] \\ [i_r] \end{bmatrix} \\ [\varphi_s] &= \begin{bmatrix} \varphi_{s1} \\ \varphi_{s2} \\ \vdots \\ \varphi_{sn} \end{bmatrix} & [\varphi_r] &= \begin{bmatrix} \varphi_{r1} \\ \varphi_{r2} \\ \vdots \\ \varphi_{rn} \end{bmatrix} & [\Psi] &= \begin{bmatrix} [\varphi_s] \\ [\varphi_r] \end{bmatrix} \end{aligned}$$

On désigne par les n-flux $\varphi_{s1...n}, \varphi_{r1...n}$ les flux totaux embrassés par les n-phase statoriques et rotoriques respectivement. L'expression de $[\varphi_{cc}]$ est obtenue en considérant le schéma équivalent monophasé par phase de la machine asynchrone, et en introduisant la notion de flux magnétisant et flux de fuites [ROL 2003].

$$[L_{ss}] = \begin{bmatrix} L_{s11} & M_{s12} & \cdots & M_{s1n} \\ M_{s21} & L_{s22} & \cdots & M_{s2n} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ M_{sn1} & M_{sn2} & \cdots & L_{snn} \end{bmatrix} \quad [L_{rr}] = \begin{bmatrix} L_{r11} & M_{r1r2} & \cdots & M_{r1n} \\ M_{r21} & L_{r22} & \cdots & M_{r2n} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ M_{rn1} & M_{rn2} & \cdots & L_{rnn} \end{bmatrix}$$

$$[R_s] = \begin{bmatrix} R_{s1} & 0 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & R_{s2} & 0 & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & \dots & R_{sn} \end{bmatrix} \quad [R_r] = \begin{bmatrix} R_{r1} & 0 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & R_{r2} & 0 & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & \dots & R_{rn} \end{bmatrix}$$

$$[M_{sr}] = \begin{bmatrix} M_{sr} \cos(\theta) & M_{sr} \cos(\theta + \frac{2\pi}{n}) & \dots & M_{sr} \cos(\theta + (n-1)\frac{2\pi}{n}) \\ M_{sr} \cos(\theta + (n-1)\frac{2\pi}{n}) & M_{sr} \cos(\theta) & \dots & M_{sr} \cos(\theta + (n-2)\frac{2\pi}{n}) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ M_{sr} \cos(\theta + \frac{2\pi}{n}) & M_{sr} \cos(\theta + \frac{4\pi}{n}) & \dots & M_{sr} \cos(\theta) \end{bmatrix}$$

IV.2.2. Détermination des paramètres de la bobine de court-circuit

La résistance étant directement proportionnelles au nombre de spires, donc la résistance R_{cc} de la bobine B_{cc} s'écrit simplement en fonction de la résistance R_s d'une phase statorique sans défaut :

$$R_{cc} = \eta_{cc} \cdot R_s \quad (IV. 7)$$

$$\text{et } \eta_{cc} = \frac{n_k}{n_s} = \frac{\text{nombre de spires en court circuit de la phase "k"}}{\text{nombre de spires dans une phase saine}} \quad (IV. 8)$$

Le circuit magnétique emprunté par les lignes de champ coupant la bobine en court-circuit est identique à celui emprunté par les lignes de champ coupant la phase statorique en défaut (réluctances identiques). Ainsi, on peut écrire les différentes matrices inductances propres et mutuelles inductances de la bobines de court-circuit, par rapport aux phases statoriques et rotoriques de la machine:

$$L_{cc} = \eta_{cc}^2 \cdot L_s \quad (IV. 9)$$

$$[M_{ccs}] = [M_{scc}]^T = \eta_{cc} \cdot \begin{bmatrix} L_{ms} \cos(\theta_{cc}) & L_{ms} \cos(\theta_{cc} + \frac{2\pi}{n}) & \dots & L_{ms} \cos(\theta_{cc} + (n-1)\frac{2\pi}{n}) \end{bmatrix} \quad (IV. 10)$$

$$\text{Où : } L_s = L_{ms} + L_{1s}$$

Avec L_{ms} : est l'inductance propre principale d'un enroulement statorique,

L_{1s} : est l'inductance de fuite d'un enroulement statorique,

$$[M_{ccr}] = [M_{rcc}]^T = \eta_{cc} \cdot \begin{bmatrix} M_{sr} \cos(\theta_{cc} - \theta) & M_{sr} \cos(\theta_{cc} - \theta + \frac{2\pi}{n}) & \dots & M_{sr} \cos(\theta_{cc} - \theta + (n-1)\frac{2\pi}{n}) \end{bmatrix} \quad (IV.11)$$

$$[MM_{ccr}] = [MM_{rcc}]^T = \frac{d}{d\theta} [M_{ccr}] = \frac{d}{d\theta} [M_{rcc}]^T \quad (IV.12)$$

IV.2.3. Représentation d'état de la machine asynchrone polyphasée avec défaut

Nous obtenons le système matriciel suivant (même procédure que le modèle sain) :

$$\begin{bmatrix} \dot{V} \\ \dot{u}_{cc} \\ -Cr \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \left([R] + \Omega_r \cdot \frac{d[L]}{d\theta} \right) & 0 & 0 \\ -\frac{1}{2} \cdot [I]^T \cdot \frac{d[L]}{d\theta} & f_v & 0 \\ 0 & -1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I \\ i_{cc} \\ \theta \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} [L] & 0 & 0 \\ 0 & J_t & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \cdot \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} I \\ i_{cc} \\ \theta \end{bmatrix} \quad (IV.13)$$

Avec

$[R] = \text{diag}(R_{s1} \ R_{s2} \ \dots \ R_{sn} \ R_{r1} \ R_{r2} \ \dots \ R_{rn} \ R_{cc})$: est la matrice diagonale résistance.

$$[L] = \begin{bmatrix} [L_{ss}] & [M_{sr}] & [M_{scc}]^T \\ [M_{sr}]^T & [L_{rr}] & [M_{rcc}]^T \\ [M_{ccs}] & [M_{ccr}] & L_{cc} \end{bmatrix}$$

$$[B] = \begin{bmatrix} [R_s] & \left[\Omega_r \frac{dM_{sr}}{d\theta} \right] & [C_o]^T & [C_o]^T & [C_o]^T \\ \left[\Omega_r \frac{dM_{rs}}{d\theta} \right] & [R_r] & [MM_{rcc}]^T & [C_o]^T & [C_o]^T \\ [C_o] & [MM_{ccr}] & R_{cc} & 0 & 0 \\ C_{1\dots\dots\dots} & \dots\dots C_{2n} & 0 & f_v & 0 \\ [C_o] & [C_o] & 0 & -1 & 0 \end{bmatrix} \quad (IV.14)$$

avec

$[C_o] = [0 \ \dots \ 0]$: vecteur nul de dimension n.

$[R_s] = R_s \cdot [I]_n$

$[R_r] = R_r \cdot [I]_n$ où $[I]_n$ représente la matrice identité d'ordre n.

Les autres éléments de la matrice $[B]$ sont les même que ceux définis pour le modèle sain (voir chapitre II page 20).

La simulation du comportement de la machine asynchrone polyphasée à rotor bobiné en présence de défaut sur une phase est désormais possible avec ce modèle.

IV.3. Généralisation du modèle de défauts statoriques sur plusieurs phases

Les équations précédentes du modèle de défaut sont paramétrées par 6 coefficients $\{R_s, R_r, L_m, L_f, \eta_{cc}, \theta_{cc}\}$. Du fait de la disposition des n -phases au stator de la machine asynchrone, l'angle θ_{cc} ne peut prendre que les n -valeurs $0, \frac{2\pi}{n}, \dots, (n-1) * \frac{2\pi}{n}$; Correspondant respectivement à un court-circuit sur la phases $s_1, s_2, \dots, s_n$; par contre le modèle précédent est inadapté dans le cas d'un défaut simultané sur plusieurs phases, en plus localiser un court-circuit avec ce modèle revient à balayer tous les angles entre 0 et $\frac{2\pi}{p}$, vu que la machine est p périodique sur un tour, il est nécessaire de choisir l'angle qui correspond le mieux à la machine en défaut [SCH 99]; ce qui alourdit énormément la procédure de diagnostic. Le mode « différentiel » modélisé par un enroulement fictif en court-circuit, étant indépendant de la dynamique du mode « commun », il serait judicieux de généraliser le modèle de défaut au cas d'un défaut simultané sur plusieurs phases en dédiant à chaque phase un enroulement fictif de court-circuit [SMA 2003]. Il suffit donc de définir les n - bobinages en court-circuit dont les rapports sont respectivement $\eta_{cc1}, \eta_{cc2}, \dots, \eta_{ccn}$, correspondants aux phases $s_1, s_2, \dots, s_n$; ce qui revient à considérer sur les n - enroulements n -bobines court-circuitées, prenant en charge l'explication d'éventuels bobinages en défauts. Chaque enroulement sera parcouru par un courant i_{cck} et situé par l'angle du bobinage en court-circuit θ_{cck} (si le court-circuit se produit sur la phase s_1 (respectivement $s_2, \dots, s_n$) alors l'angle θ_{cck} est égale à 0 rad (respectivement $\frac{2\pi}{n}, \dots, (n-1) * \frac{2\pi}{n}$) la figure (IV.4) donne le schéma électrique équivalent de la machine asynchrone dans le repère naturel, en tenant compte d'un éventuel défaut de court-circuit sur plusieurs phases.

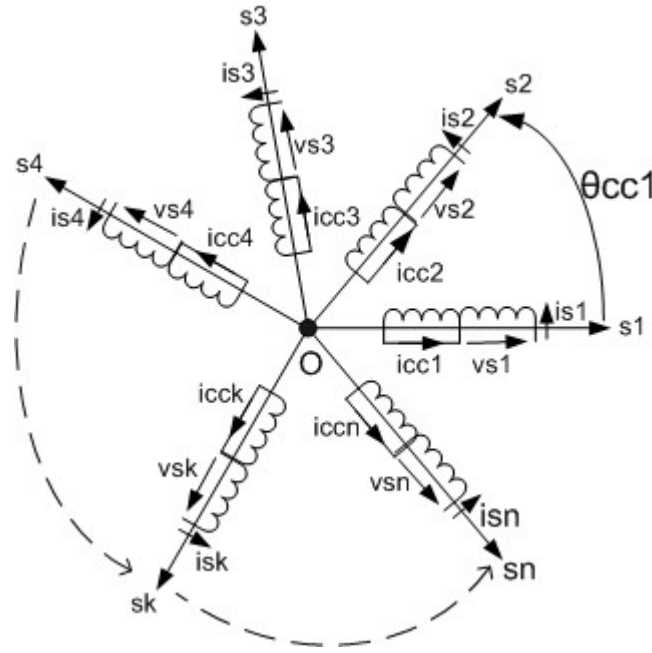


Figure IV.3 : Schéma des enroulements statoriques d'une machine polyphasée avec défauts

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 des bobines en court-circuit.

Equations aux tensions

$$[v_s] = [R_s][i_s] + \frac{d[\varphi_s]}{dt} \quad (IV.15)$$

$$[v_r] = [R_r][i_r] + \frac{d[\varphi_r]}{dt} \quad (IV.16)$$

$$[u_{cc}] = [R_{cc}][i_{cc}] + \frac{d[\varphi_{cc}]}{dt} \quad (IV.17)$$

Equations aux flux

$$[\varphi_s] = [L_{ss}][i_s] + [M_{sr}][i_r] \quad (IV.18)$$

$$[\varphi_r] = [M_{rs}][i_s] + [L_{rr}][i_r] \quad (IV.19)$$

$$[\varphi_{cc}] = [M_{cs}][i_s] + [M_{cr}][i_r] + [L_{cc}][i_{cc}] \quad (IV.20)$$

$[v_s], [v_r], [i_s], [i_r], [\varphi_s], [\varphi_r], [L_{ss}], [L_{rr}], [R_s], [R_r]$ et $[M_{sr}]$ sont les mêmes que ceux définis en page 46 et 47.

$$[u_{cc}] = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \vdots \\ 0 \end{bmatrix}$$

$$[i_{cc}] = \begin{bmatrix} i_{cc1} \\ i_{cc2} \\ \vdots \\ i_{ccn} \end{bmatrix}$$

$$[R_{cc}] = \begin{bmatrix} \eta_{cc1} \cdot R_{s1} & 0 & \dots & 0 & \dots & \dots & 0 \\ 0 & \eta_{cc2} \cdot R_{s2} & \dots & 0 & \dots & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & & \vdots & \ddots & & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & \dots & \dots & \eta_{ccn} \cdot R_{sn} \end{bmatrix}$$

et $\eta_{cck} = \frac{n_k}{n_s} = \frac{\text{nombre de spires en court circuit de la phase "k"}}{\text{nombre de spires dans une phase saine}}$

$$[L_{cc}] = \begin{bmatrix} \eta_{cc1}^2 \cdot L_{s1s1} & \eta_{cc1} \cdot \eta_{cc2} \cdot L_{s1s2} & \dots & \eta_{cc1} \cdot \eta_{ccn} \cdot L_{s1sn} \\ \eta_{cc2} \cdot \eta_{cc1} \cdot L_{s2s1} & \eta_{cc2}^2 \cdot L_{s2s2} & \dots & \eta_{cc2} \cdot \eta_{ccn} \cdot L_{s2sn} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \eta_{ccn} \cdot \eta_{cc1} \cdot L_{sns1} & \eta_{ccn} \cdot \eta_{cc2} \cdot L_{sns2} & \dots & \eta_{ccn}^2 \cdot L_{snsn} \end{bmatrix}$$

$$[M_{ccs}] = [M_{scc}]^t =$$

$$\begin{bmatrix} \eta_{cc1} \cdot L_{ms} \cos(\theta_{cc1}) & \eta_{cc1} \cdot L_{ms} \cos(\theta_{cc1} + \frac{2\pi}{n}) & \dots & \eta_{cc1} \cdot L_{ms} \cos(\theta_{cc1} + (n-1) \frac{2\pi}{n}) \\ \eta_{cc2} \cdot L_{ms} \cos(\theta_{cc2} + (n-1) \frac{2\pi}{n}) & \eta_{cc2} \cdot L_{ms} \cos(\theta_{cc2}) & \dots & \eta_{cc2} \cdot L_{ms} \cos(\theta_{cc2} + (n-2) \frac{2\pi}{n}) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \eta_{ccn} \cdot L_{ms} \cos(\theta_{ccn} + \frac{2\pi}{n}) & \eta_{ccn} \cdot L_{ms} \cos(\theta_{ccn} + \frac{4\pi}{n}) & \dots & \eta_{ccn} \cdot L_{ms} \cos(\theta_{ccn}) \end{bmatrix}$$

$$[M_{ccr}] = [M_{rcc}]^t =$$

$$\begin{bmatrix} \eta_{cc1} \cdot M_{sr} \cos(\theta_{cc1} - \theta) & \eta_{cc1} \cdot M_{sr} \cos(\theta_{cc1} - \theta + \frac{2\pi}{n}) & \dots & \eta_{cc1} \cdot M_{sr} \cos(\theta_{cc1} - \theta + (n-1) \frac{2\pi}{n}) \\ \eta_{cc2} \cdot M_{sr} \cos(\theta_{cc2} - \theta + (n-1) \frac{2\pi}{n}) & \eta_{cc2} \cdot M_{sr} \cos(\theta_{cc2} - \theta) & \dots & \eta_{cc2} \cdot M_{sr} \cos(\theta_{cc2} - \theta + (n-2) \frac{2\pi}{n}) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \eta_{ccn} \cdot M_{sr} \cos(\theta_{ccn} - \theta + \frac{2\pi}{n}) & \eta_{ccn} \cdot M_{sr} \cos(\theta_{ccn} - \theta + \frac{4\pi}{n}) & \dots & \eta_{ccn} \cdot M_{sr} \cos(\theta_{ccn} - \theta) \end{bmatrix}$$

Le système d'état s'obtient de la même manière que le modèle avec défaut sur une seule phase.

Conclusion

Le modèle de défaut sur une phase ou sur plusieurs phases décrits dans ce chapitre sont basés sur le principe des CEMC appliqué lors de la modélisation des machines asynchrones en régime sain, la différence est l'introduction de la bobine supplémentaire permettant de prendre en compte le/les court-circuit(s) inter spires de/des la phase(s) statorique(s). Ces modèle seront utilisés dans le chapitre suivant pour la simulation du comportement de la machine triphasée, pentaphasée et double étoile.

CHAPITRE V

**Simulation
des modèles sains
et défaillants des machines polyphasées**

Introduction

Ce présent chapitre est consacré aux résultats de simulation obtenus en utilisant des modèles réels de la machine triphasée, pentaphasée et double étoile qui sont donnés sous forme de courbes. Dans ce chapitre, nous présentons pour chaque machine les résultats obtenus en régime sains et défaillants séparément. Par la suite, nous interprétons les figures relatives au modèle sain et dégradé ceci nous permet de faire des comparaisons entre les trois machines modélisées. Nous terminons ce chapitre par une conclusion.

Après avoir établi tous les modèles (sains et défaillants) des trois machines (3, 5 et 6 phases), nous passons à une étape la plus importante de notre projet ; celle de la simulation des machines modélisées. En ingénierie, la simulation est un moyen efficace et économique, couramment utilisé pour faire des études préliminaires et/ou comparatives, tant au stade du développement (conception), qu'au cours du fonctionnement normal des systèmes. Actuellement, plusieurs outils de simulation, parmi lesquels MATLAB, sont utilisés dans l'industrie et dans les milieux universitaires.

Par l'approche (CEMC), nous avons écrit les équations électromagnétiques et mécaniques des machines asynchrones triphasée, pentaphasée et double étoile. Les modèles d'état obtenus sont programmés sous MATLAB (scripts). Les systèmes d'équations différentielles (II.13) (II.22), (III.11) et (III.18) posés respectivement pour les machines : triphasée, polyphasée, MASDE et pentaphasée sont fortement non linéaires. La matrice $[A]$ dépend de l'angle θ ; il faut l'actualiser pour l'inverser à chaque pas de calcul. Les équations différentielles sont résolues par la méthode numérique de Runge Kutta d'ordre 4.

V.1. Méthode numérique de Runge Kutta

Nous avons choisi la méthode numérique explicite de Runge Kutta d'ordre 4 basée sur l'évaluation des coefficients intermédiaires pour la résolution des systèmes d'équations différentielles:

$$K_1 = F(X(t), t)$$

$$K_2 = F(X(t) + K_1 \cdot \frac{\Delta t}{2}, t + \frac{\Delta t}{2})$$

$$K_3 = F(X(t) + K_2 \cdot \frac{\Delta t}{2}, t + \frac{\Delta t}{2})$$

$$K_4 = F(X(t) + K_3 \cdot \Delta t, t + \Delta t)$$

$$X(t + \Delta t) = X(t) + \frac{K_1 + 2 \cdot (K_2 + K_3) + K_4}{6} \Delta t$$

Pour ce qui est du pas de simulation Δt , on détermine la constante de temps la plus petite de chaque système, celle-ci va correspondre au pas de calcul maximum. Il suffit de calculer la trace de la matrice $-[A]^{-1}[B]$.

$$\Delta t \leq \frac{1}{\left| \sum \lambda_i \right|}$$

avec $\sum \lambda_i$: la trace de la matrice $-[A]^{-1}[B]$

et λ_i : les éléments de la diagonale de la matrice $-[A]^{-1}[B]$.

V.2. Résultats des simulations en régime sain et défaillant

Le type de défaut que nous avons simulé est le court-circuit inter spires dans une phase statorique de chacune des machines modélisées et ceci pour différentes valeurs du rapport de court-circuit η_{cc} .

On représentera les allures de la vitesse, du couple électromagnétique et des courants statoriques et rotoriques en régime sain et pour deux sévérités; 10% et 30% en cas de défaut.

Des courbes d'évolution des courants statoriques et de la vitesse avec l'augmentation du taux de court-circuit sont présentées.

V.2.1. Machine asynchrone triphasée

La machine asynchrone triphasée simulée sur la base du modèle d'état (II.13) présente les caractéristiques explicitées en annexe A. L'alimentation est une source sinusoïdale :

$$v_1 = V\sqrt{2} \sin(\omega_s t)$$

$$v_2 = V\sqrt{2} \sin \left(\omega_s t - \frac{2\pi}{3} \right)$$

$$v_3 = V\sqrt{2} \sin \left(\omega_s t - \frac{4\pi}{3} \right)$$

V.2.1.1. Régime sain

Les courbes de la vitesse du rotor ω_r , du couple électromagnétique C_{em} , des courants statoriques, des courants rotoriques sont respectivement données dans les figures :

Figure (V.1), (V.2), (V.3), (V.4).

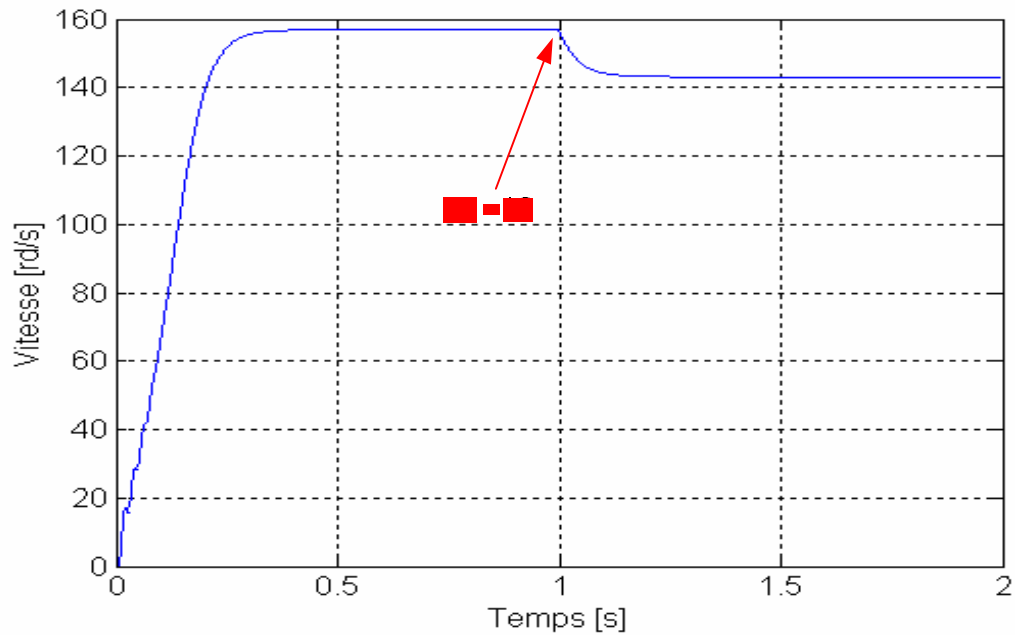


Figure (V.1) : Vitesse de rotation, moteur triphasé sain.

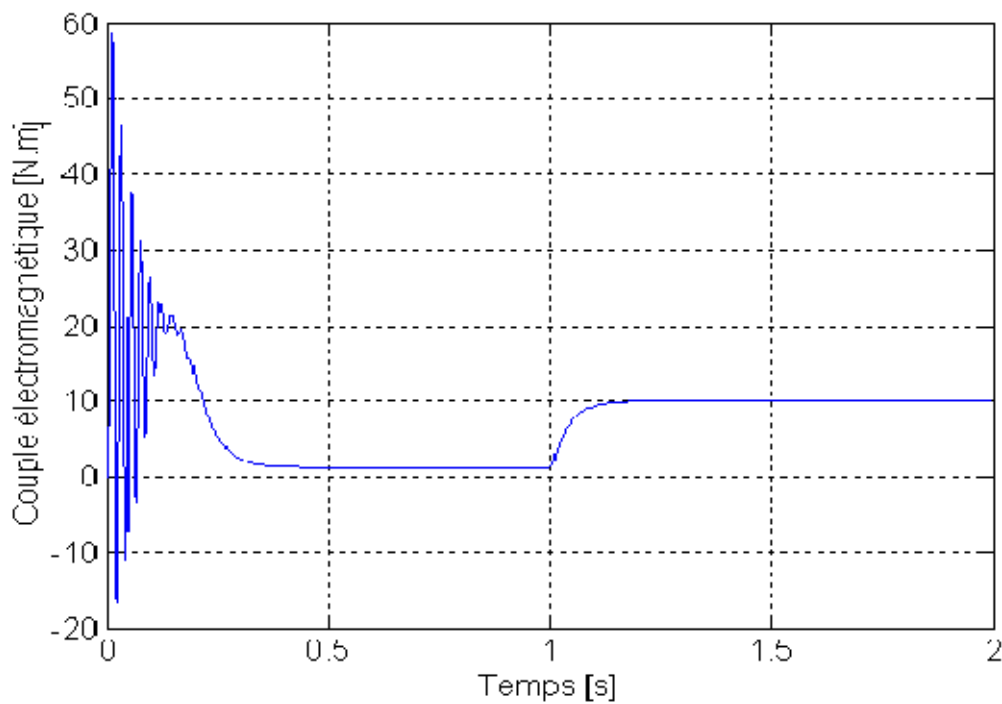


Figure (V.2) : Couple électromagnétique, moteur triphasé sain.

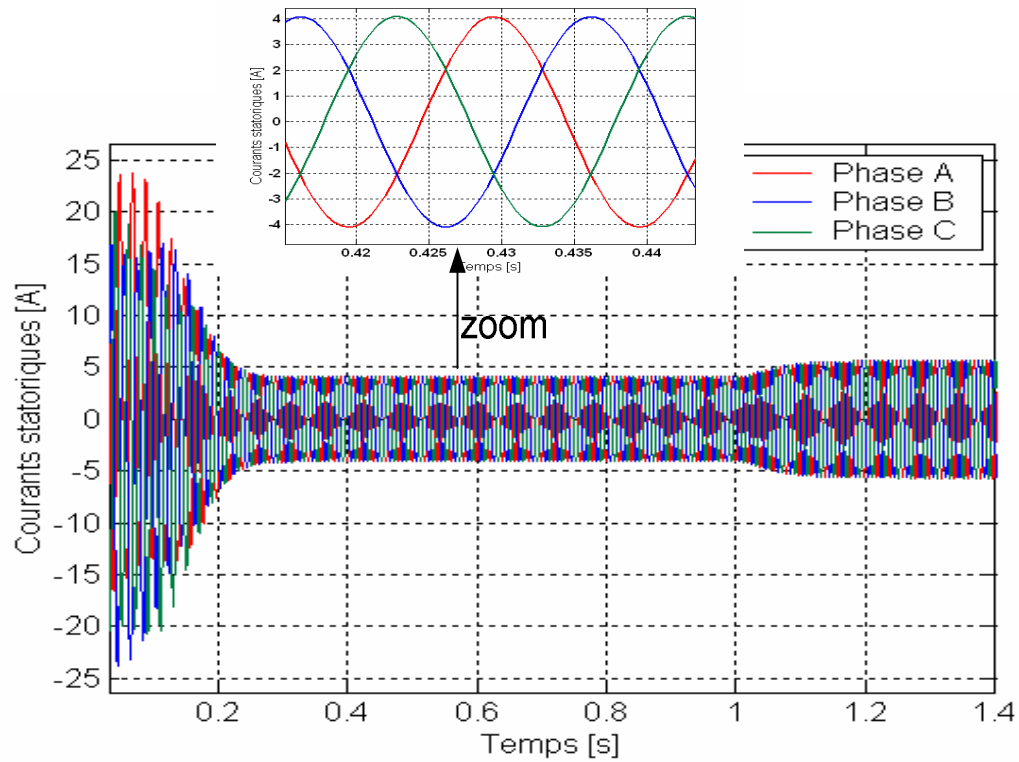


Figure (V.3) : Courants statoriques, moteur triphasé sain.

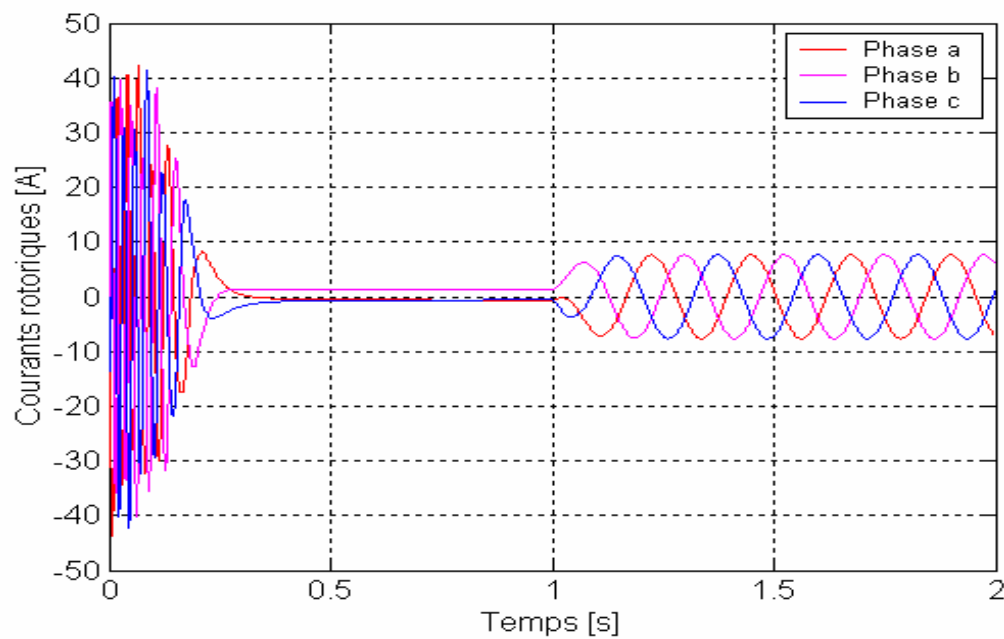


Figure (V.4) : Courants rotoriques, moteur triphasé sain.

V.2.1.2. Régime de défaut

A. Machine asynchrone triphasée avec court-circuit (10%) inter spires

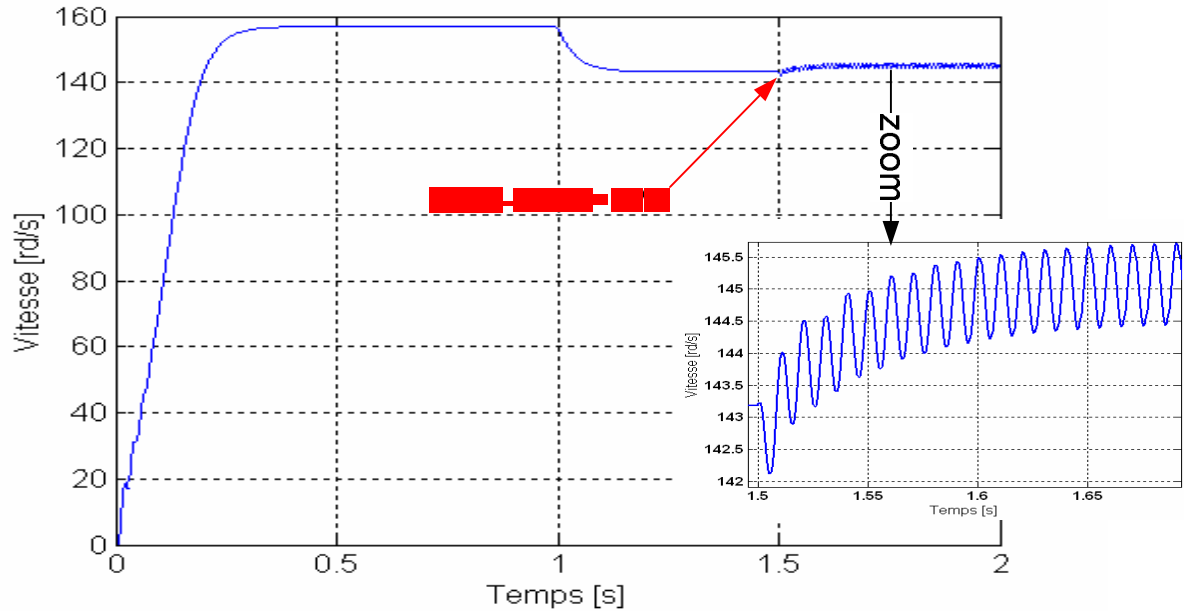


Figure (V.5) : Vitesse de rotation, moteur triphasé défectueux.

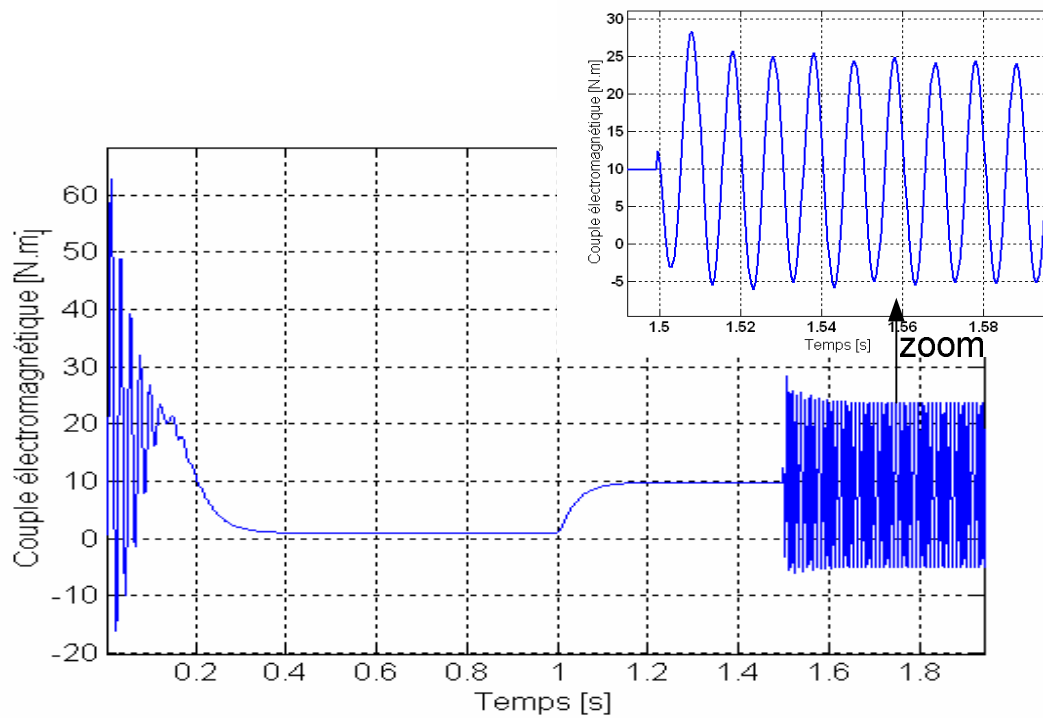


Figure (V.6) : Couple électromagnétique, moteur triphasé défectueux

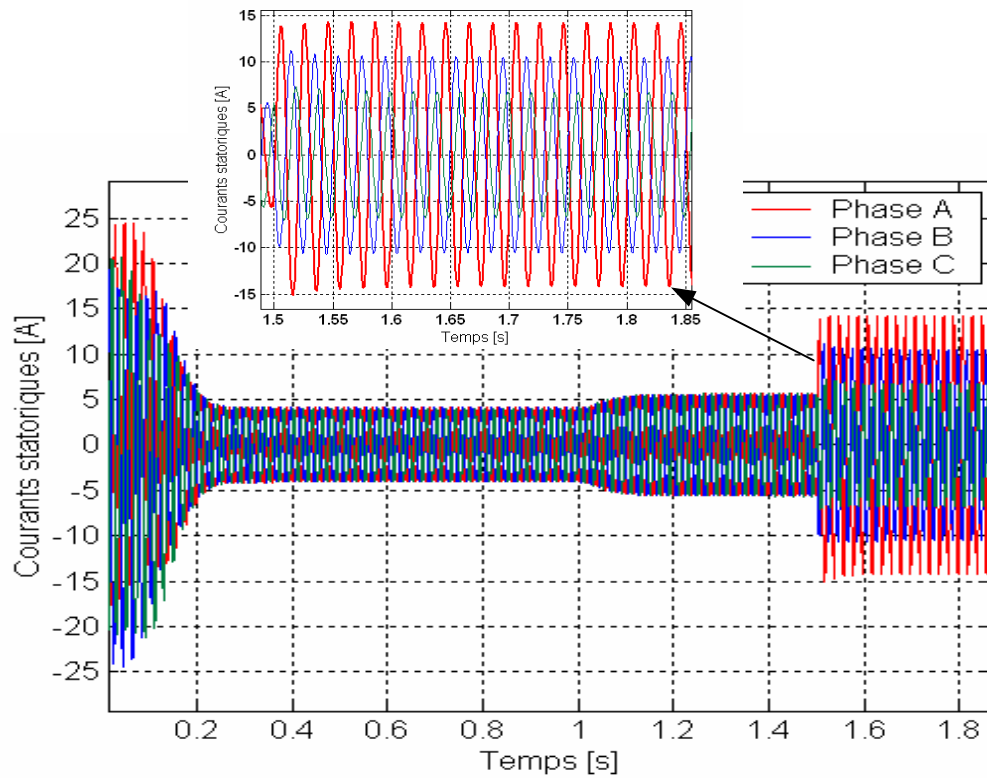


Figure (V.7) : Courants statoriques, moteur triphasé défaillant.

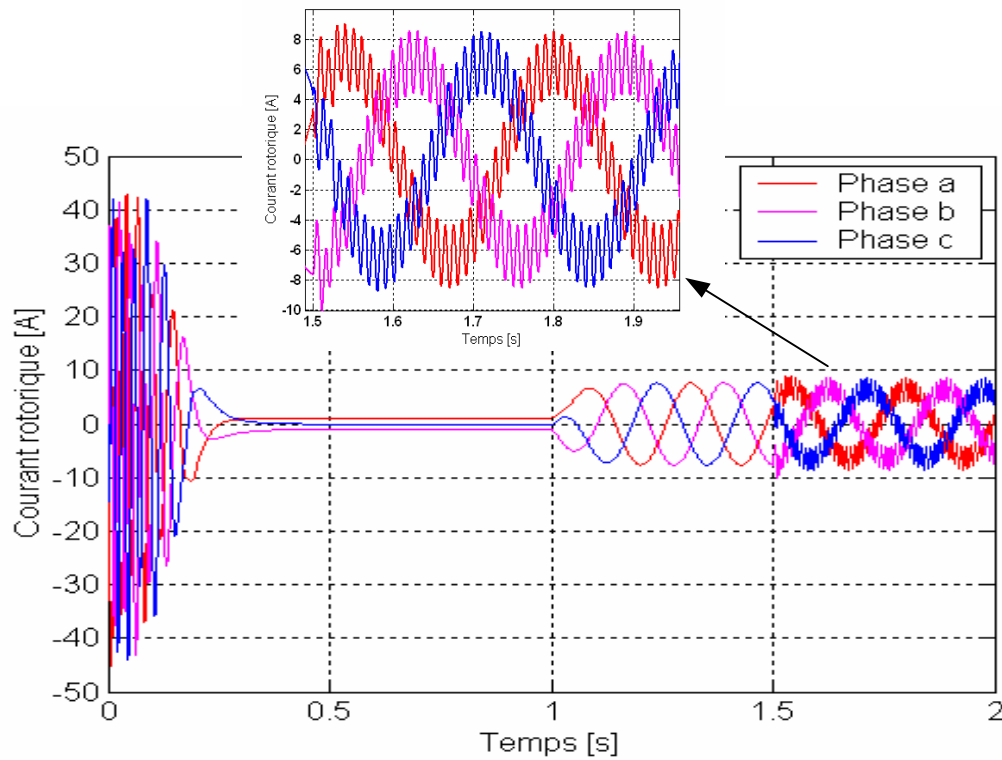


Figure (V.8) : Courants rotoriques, moteur triphasé défaillant.

B. Machine asynchrone triphasée avec court-circuit (30%) inter spires

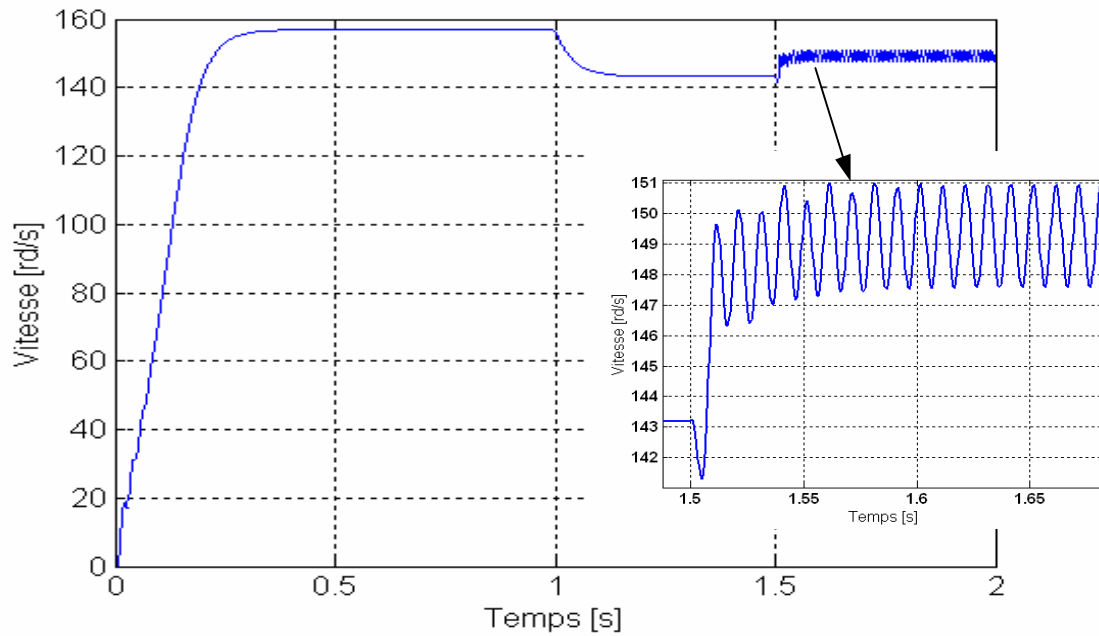


Figure (V.9) : Vitesse de rotation, moteur triphasé défaillant.

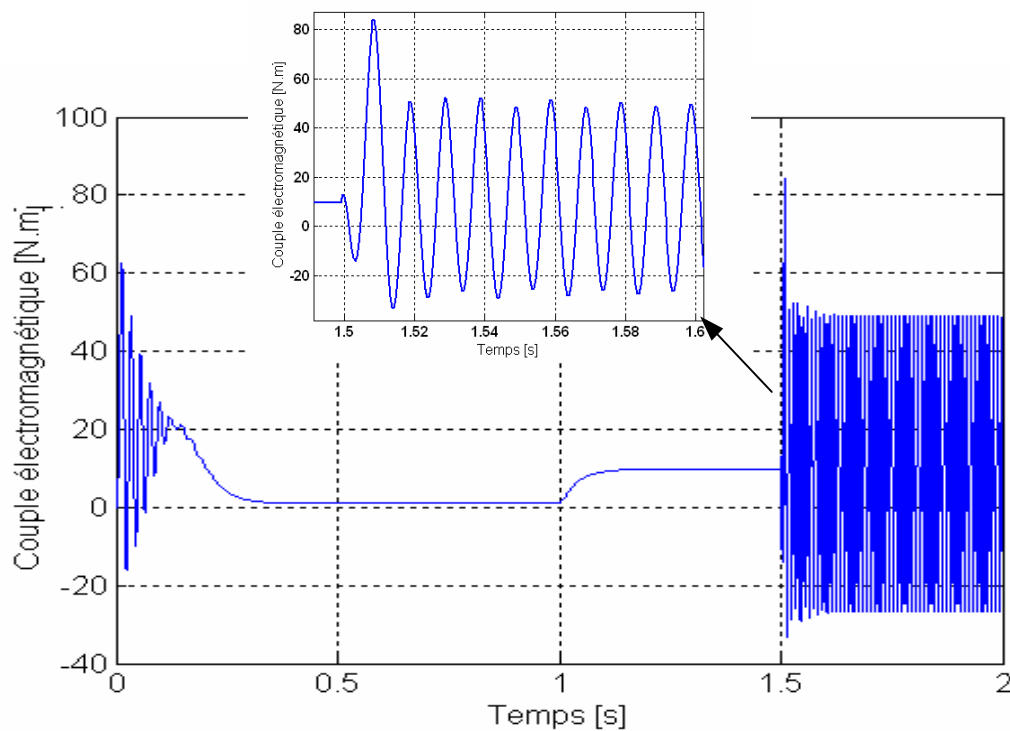


Figure (V.10) : Couple électromagnétique, moteur triphasé défaillant

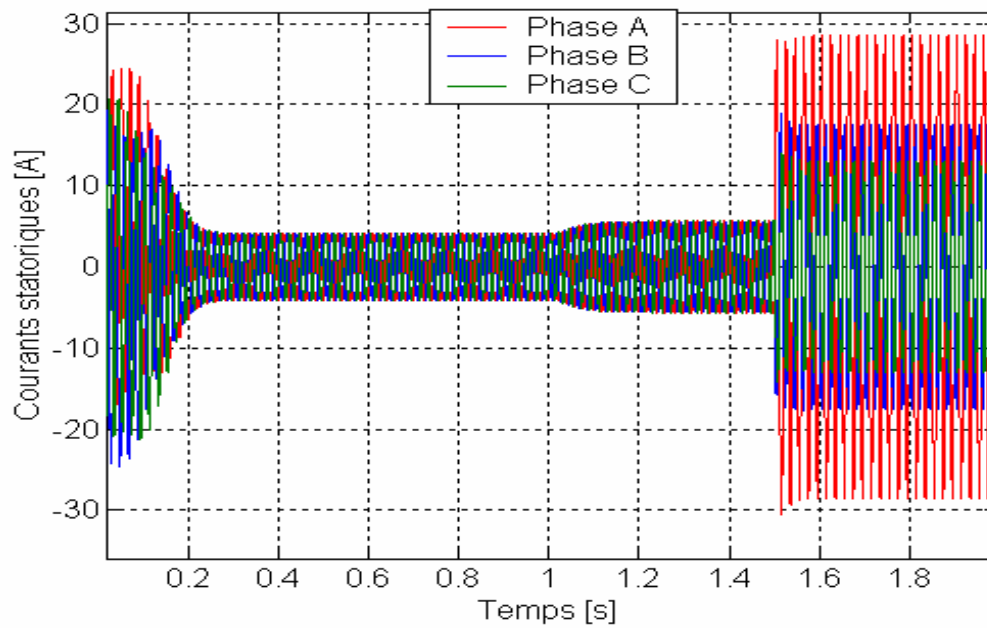


Figure (V.11) : Courants statoriques, moteur triphasé défaillant.

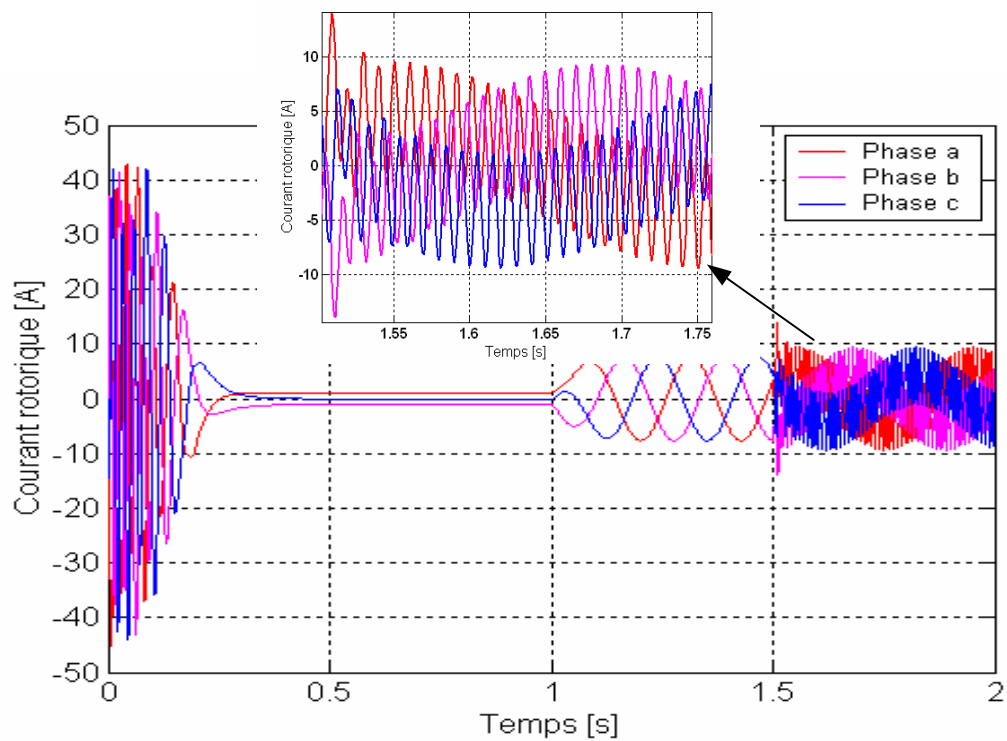


Figure (V.12) : Courants rotoriques, moteur triphasé défaillant.

V.2.2. Machine asynchrone pentaphasée

La machine asynchrone pentaphasée simulée sur la base du modèle d'état (III.11) présente les caractéristiques explicitées en annexe B. L'alimentation est une source sinusoïdale :

$$v_1 = V\sqrt{2} \sin(\omega_s t)$$

$$v_2 = V\sqrt{2} \sin\left(\omega_s t - \frac{2\pi}{5}\right)$$

$$v_3 = V\sqrt{2} \sin\left(\omega_s t - \frac{4\pi}{5}\right)$$

$$v_4 = V\sqrt{2} \sin\left(\omega_s t - \frac{6\pi}{5}\right)$$

$$v_5 = V\sqrt{2} \sin\left(\omega_s t - \frac{8\pi}{5}\right)$$

V.2.2.1 Régime sain

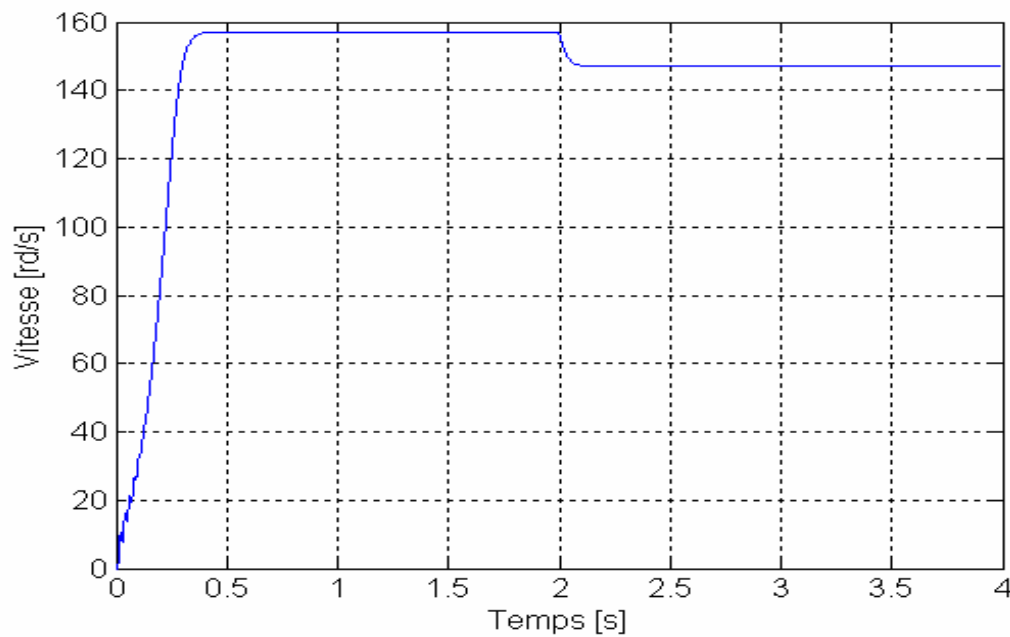


Figure (V.13) : Vitesse de rotation, moteur pentaphasé sain.

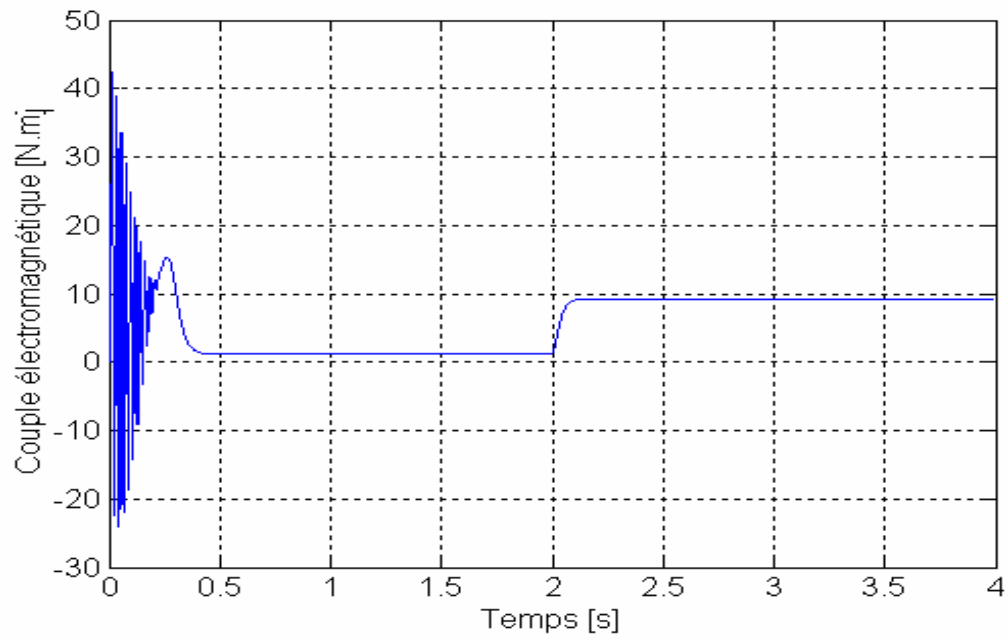


Figure (V.14) : Couple électromagnétique, moteur pentaphasé sain.

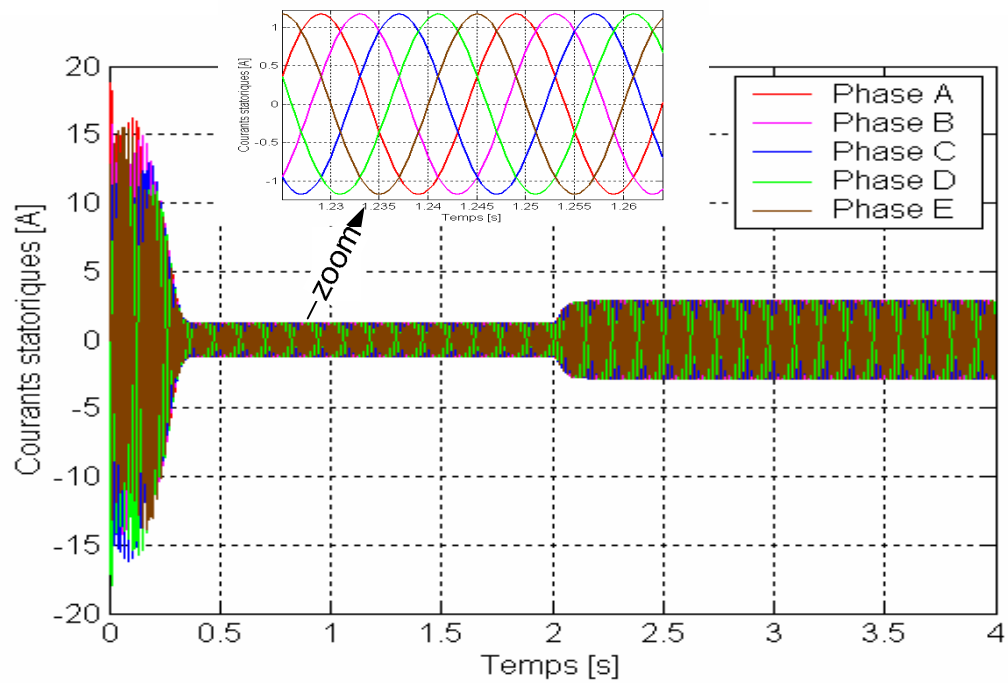


Figure (V.15) : Courants statoriques, moteur pentaphasé sain.

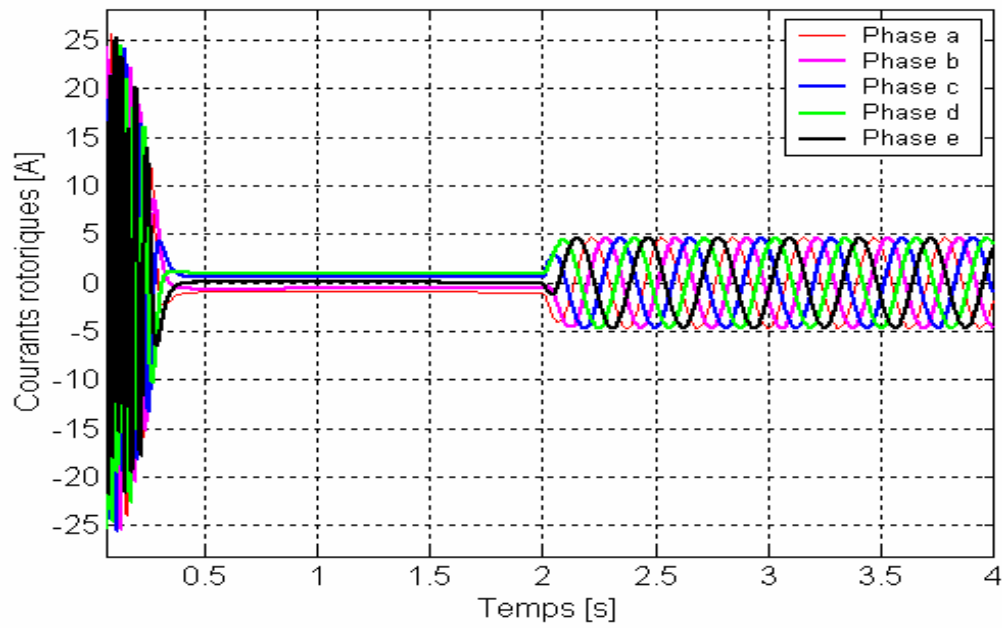


Figure (V.16) : Courants rotoriques, moteur pentaphasé sain.

V.2.2.2 Régime de défaut

A. Machine asynchrone pentaphasée avec court-circuit (10%) inter spires

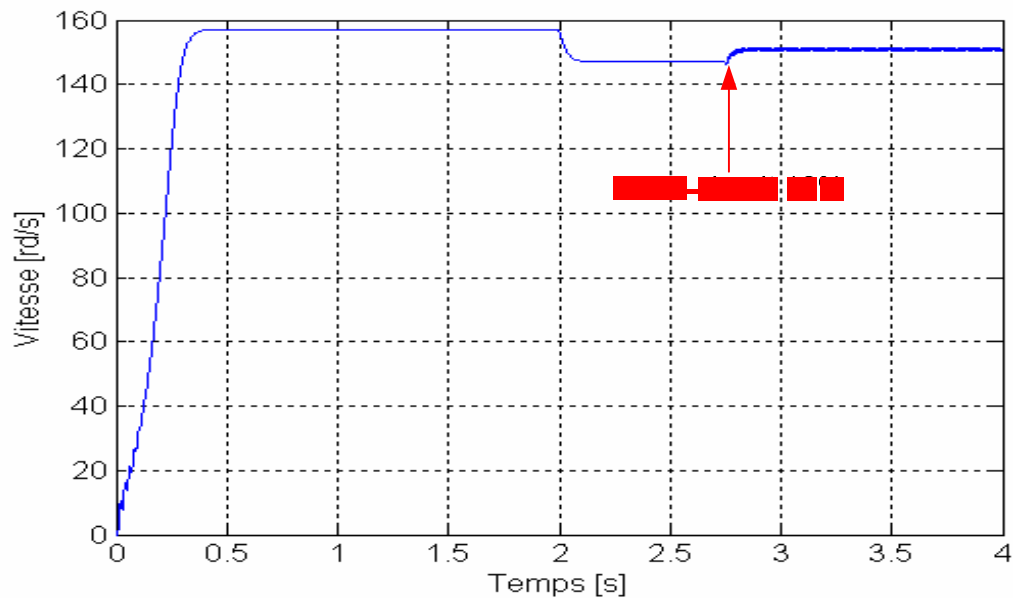


Figure (V.17) : Vitesse de rotation, moteur pentaphasé défectueux.

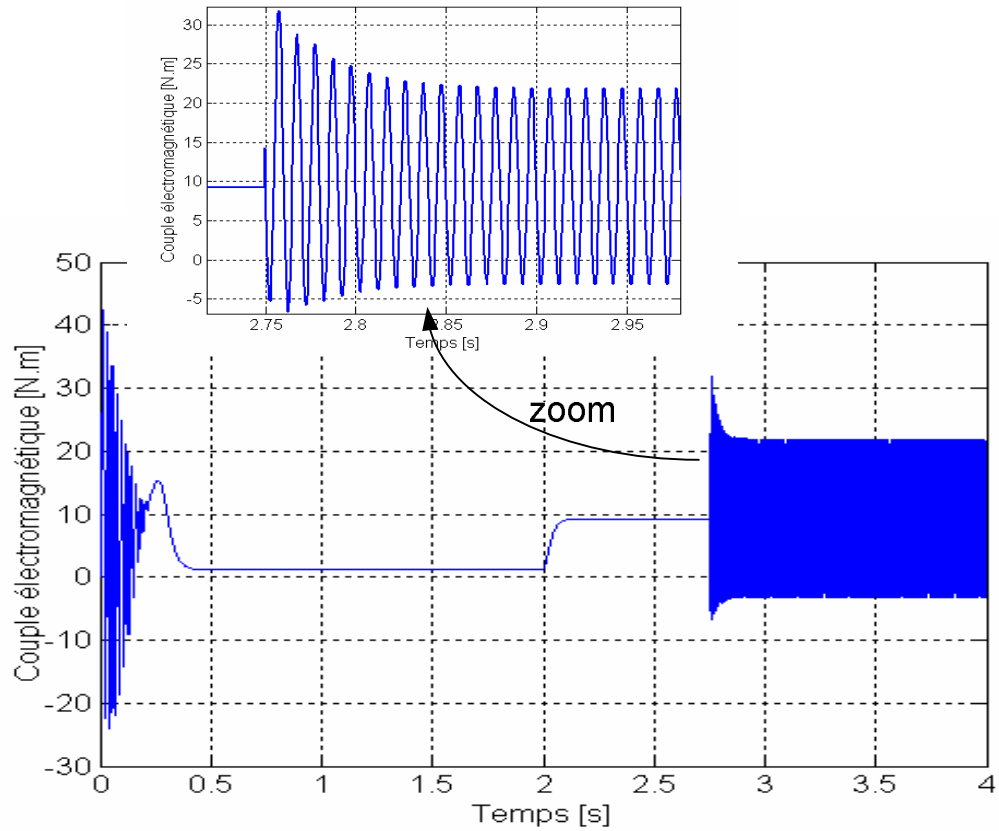


Figure (V.18) : Couple électromagnétique, moteur pentaphasé défaillant

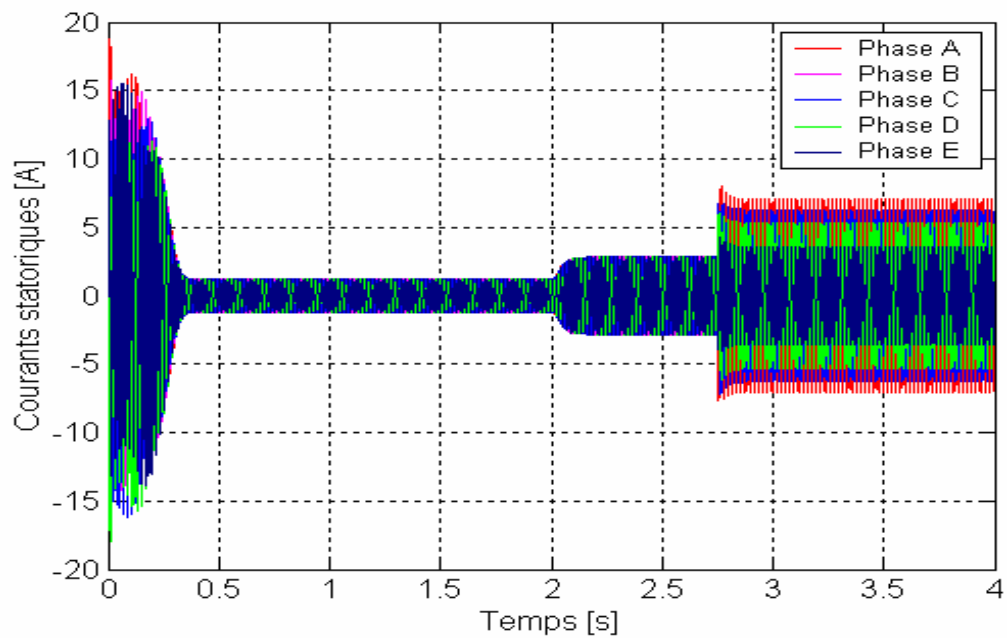


Figure (V.19) : Courants statoriques, moteur pentaphasé défaillant.

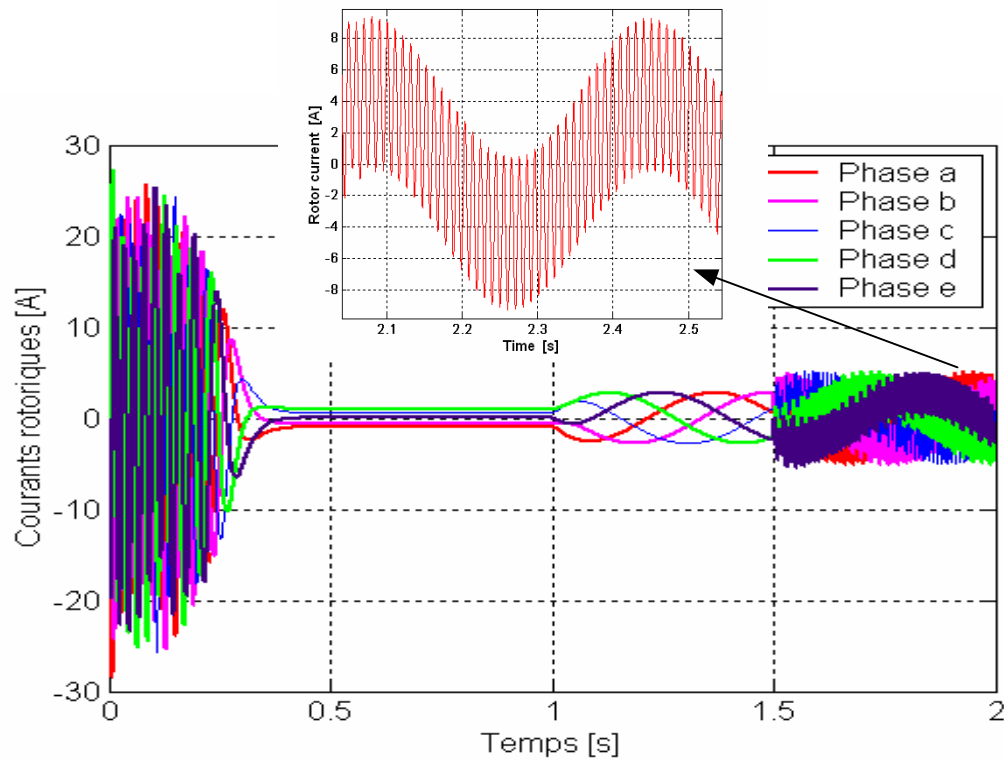


Figure (V.20) : Courants rotoriques, moteur pentaphasé défaillant.

B. Machine asynchrone pentaphasée avec court-circuit (30%) inter spires

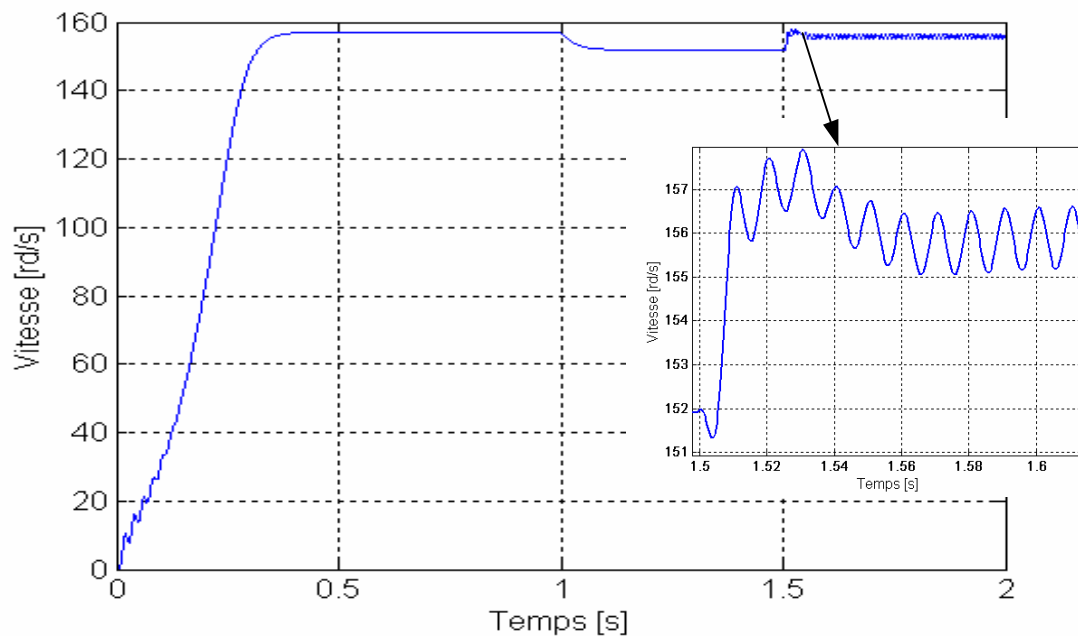


Figure (V.21) : Vitesse de rotation, moteur pentaphasé défaillant.

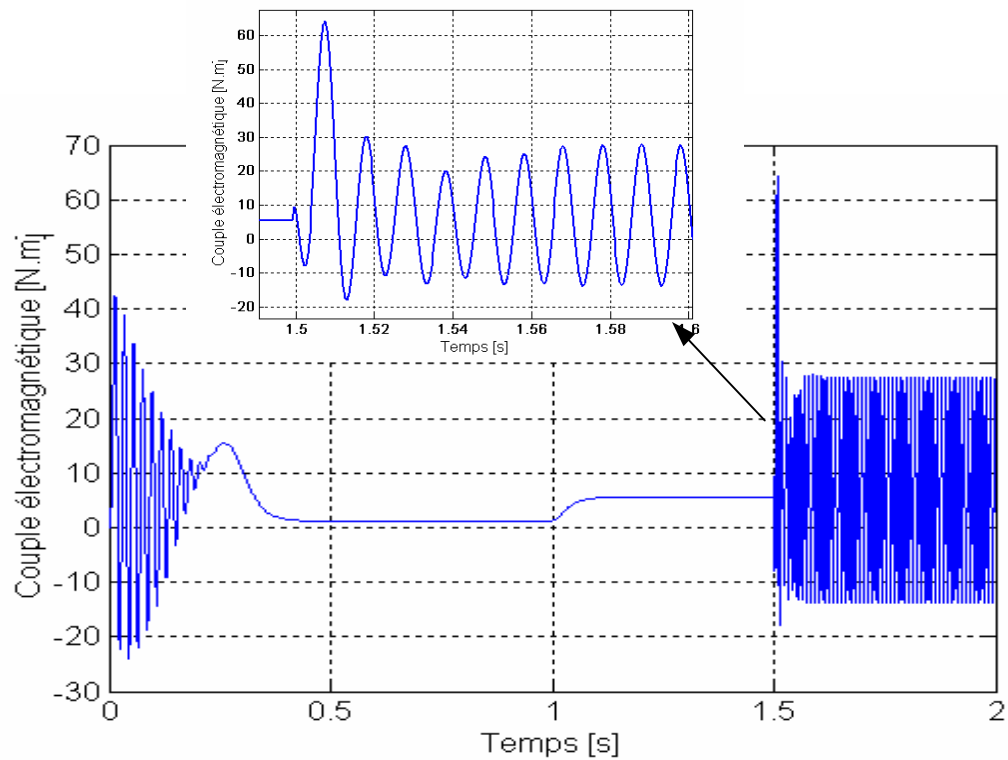


Figure (V.22) : Couple électromagnétique, moteur pentaphasé défectueux

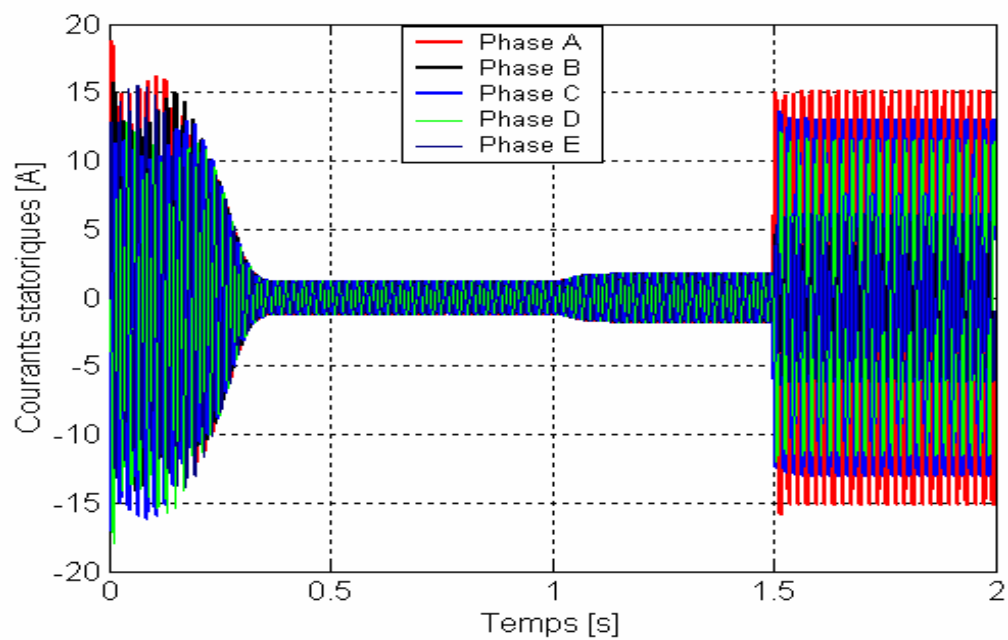


Figure (V.23) : Courants statoriques, moteur pentaphasé défectueux.

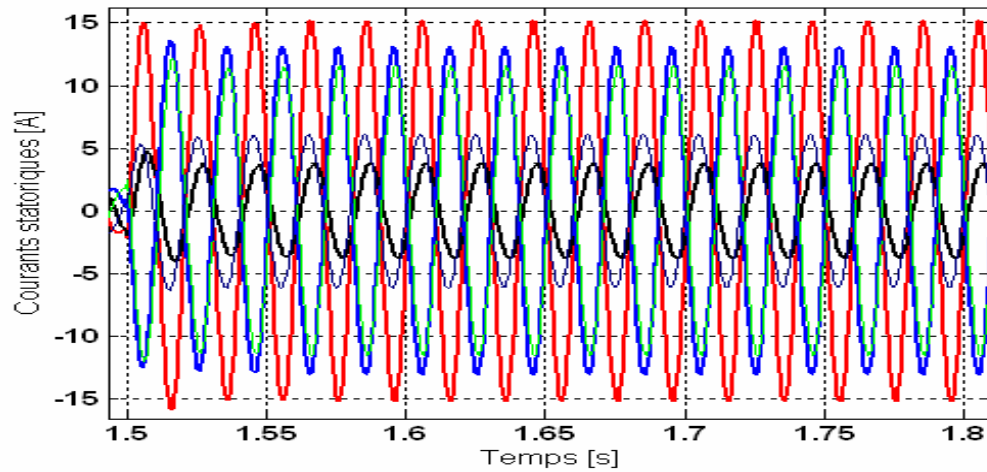


Figure (V.23.1): Zoom-courants statoriques après le court-circuit.

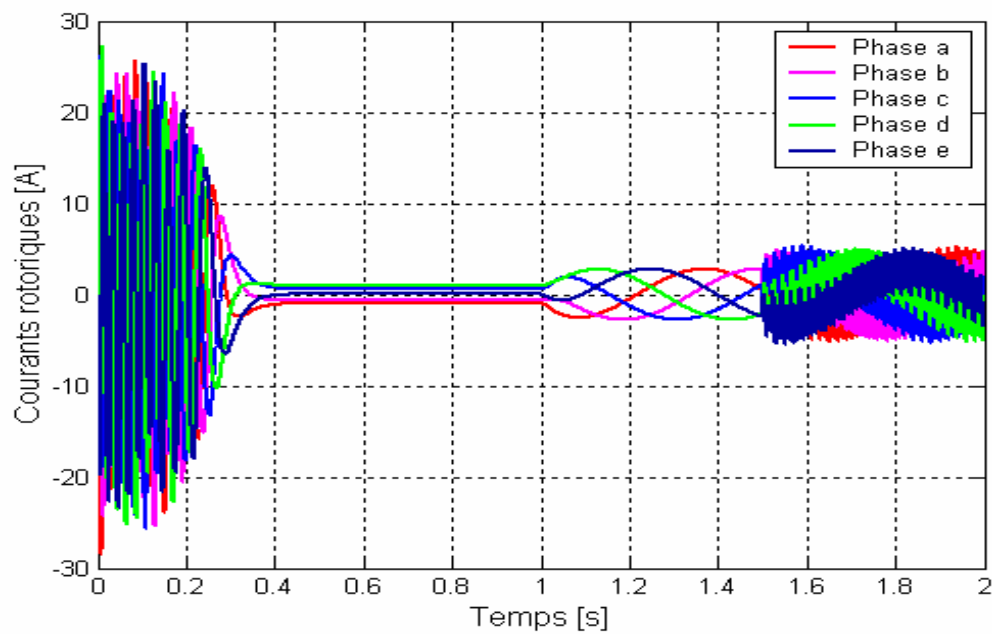


Figure (V.24) : Courants rotoriques, moteur pentaphasé défaillant.

V.2.3. Machine asynchrone double étoile

La machine asynchrone double étoile simulée sur la base du modèle d'état (III.18) présente les caractéristiques explicitées en annexe C. L'alimentation est une source sinusoïdale :

$$v_1 = V\sqrt{2} \sin(\omega_s t)$$

$$v_2 = V\sqrt{2} \sin\left(\omega_s t - \frac{2\pi}{3}\right)$$

$$v_3 = V\sqrt{2} \sin\left(\omega_s t - \frac{4\pi}{3}\right)$$

$$v_4 = V\sqrt{2} \sin(\omega_s t - \alpha)$$

$$v_5 = V\sqrt{2} \sin\left(\omega_s t - \frac{2\pi}{3} - \alpha\right)$$

$$v_6 = V\sqrt{2} \sin\left(\omega_s t - \frac{4\pi}{3} - \alpha\right)$$

V.2.3.1. Régime sain

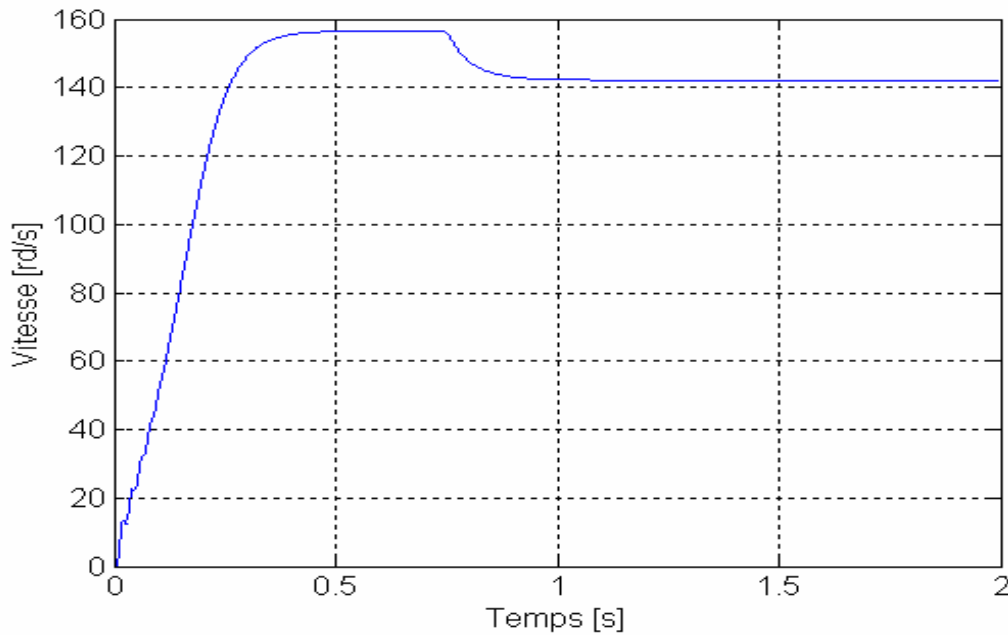


Figure (V.25) : Vitesse de rotation, machine double étoile saine.

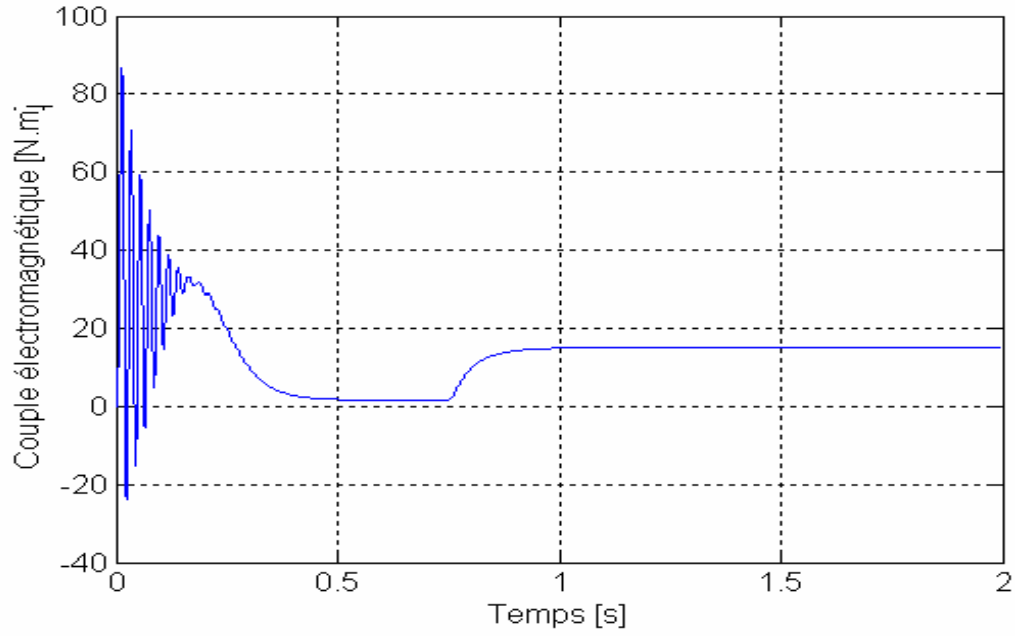


Figure (V.26) : Couple électromagnétique, machine double étoile saine.

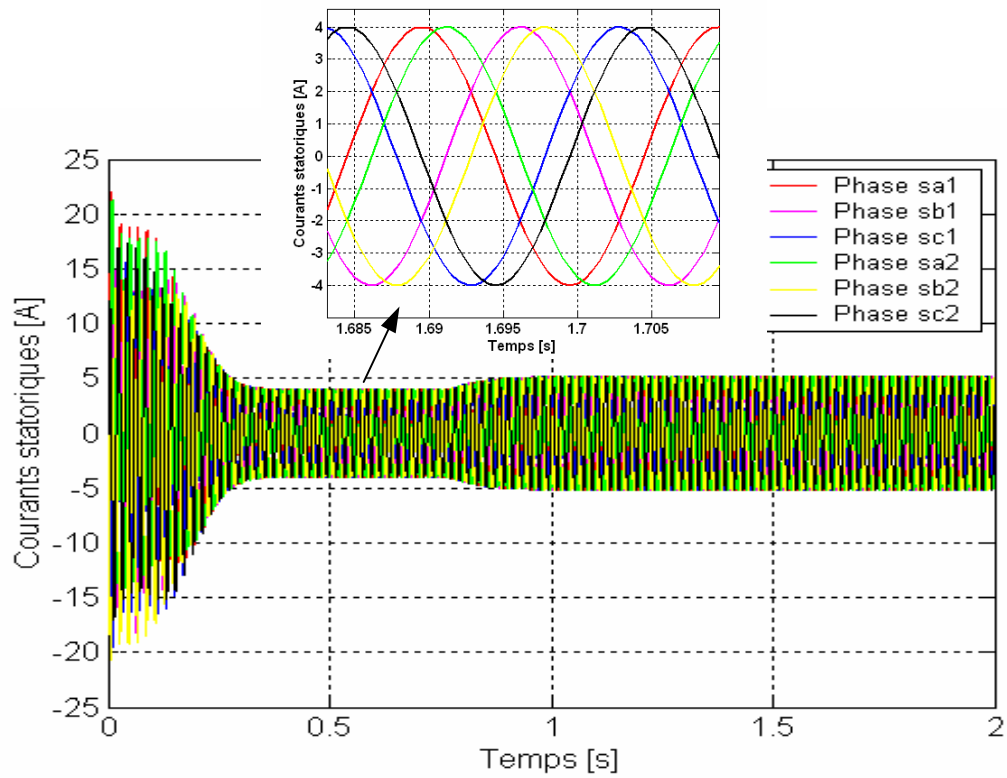


Figure (V.27) : Courants statoriques, machine double étoile saine.

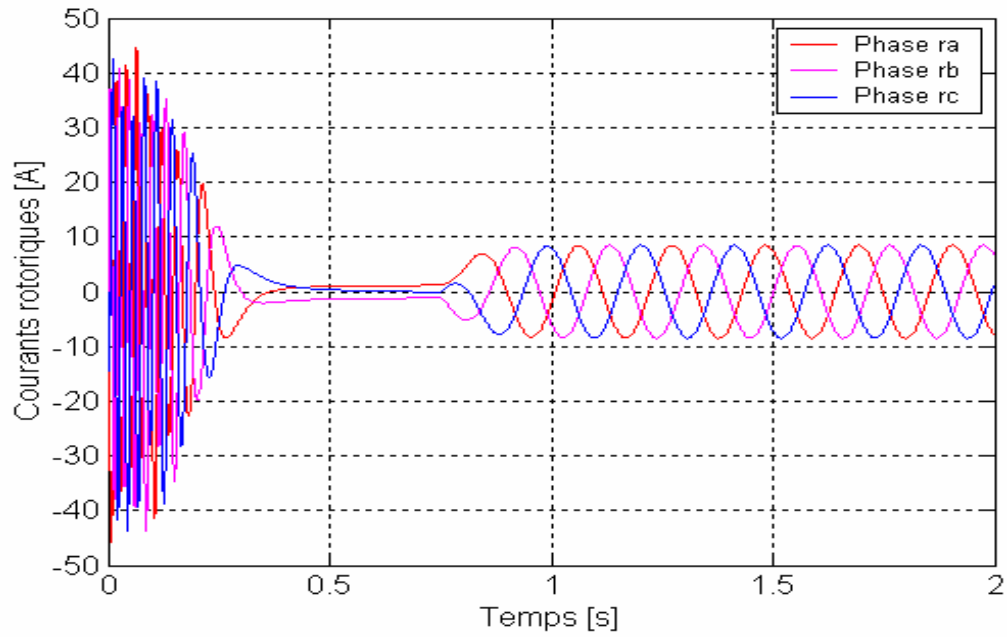


Figure (V.28) : Courants rotoriques, machine double étoile saine.

V.2.3.2. Régime défectueux

A. Machine asynchrone double étoile avec court-circuit inter spires (10%)

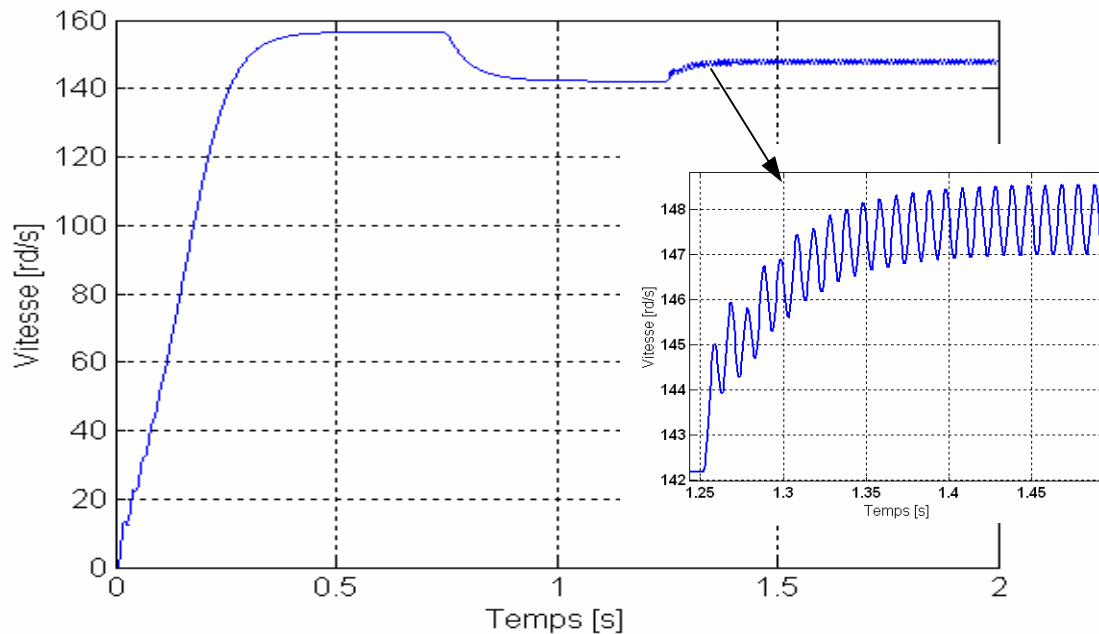


Figure (V.29) : Vitesse de rotation, machine double étoile défectueuse.

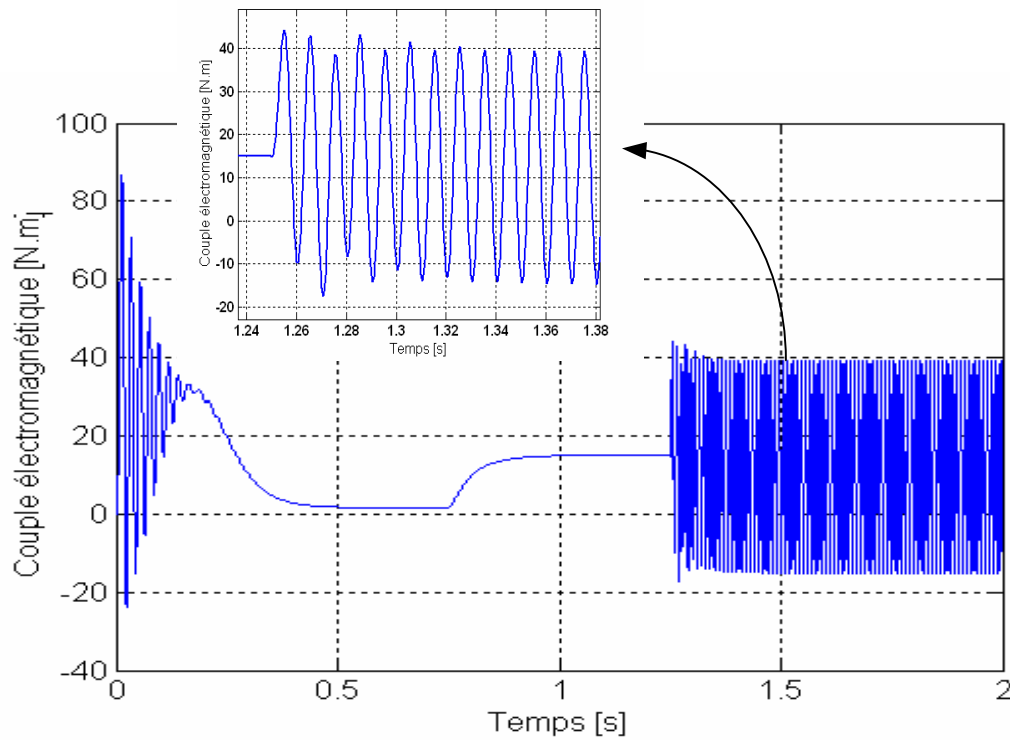


Figure (V.30) : Couple électromagnétique, machine double étoile défaillante.

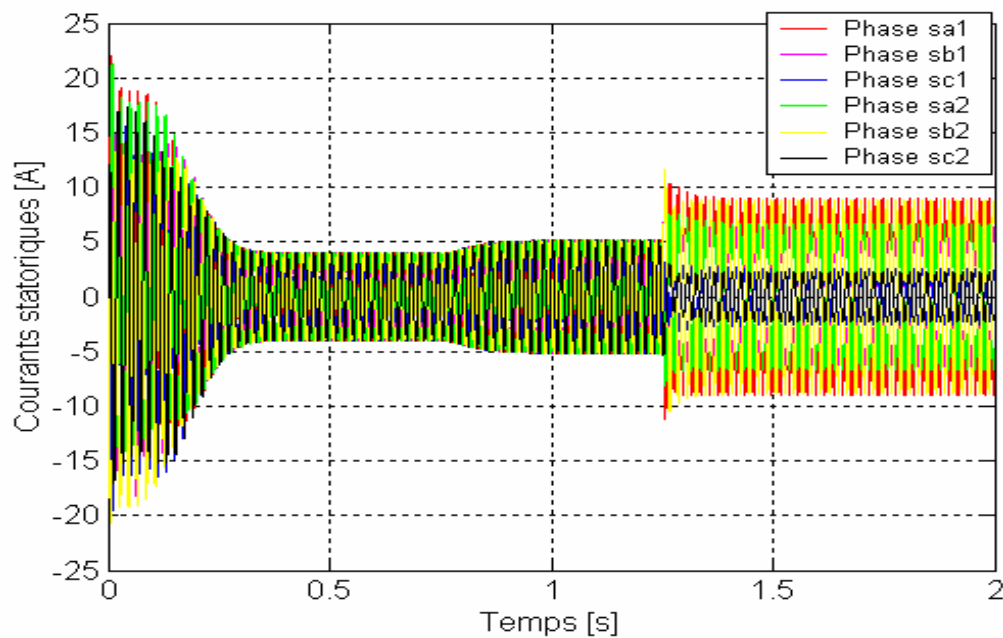


Figure (V.31) : Courants statoriques, machine double étoile défaillante.

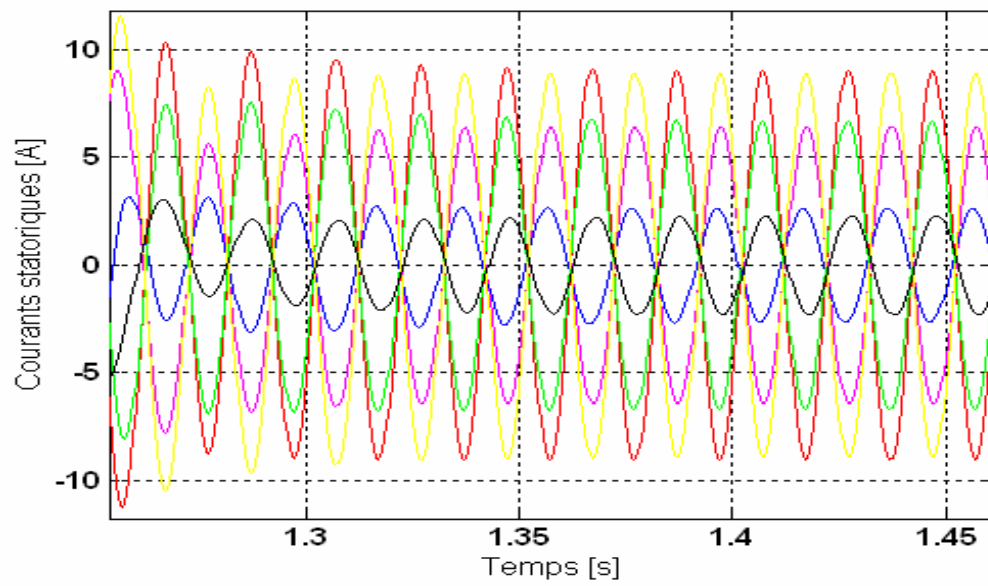


Figure (V.31.1): Zoom-courants statoriques après le court-circuit.

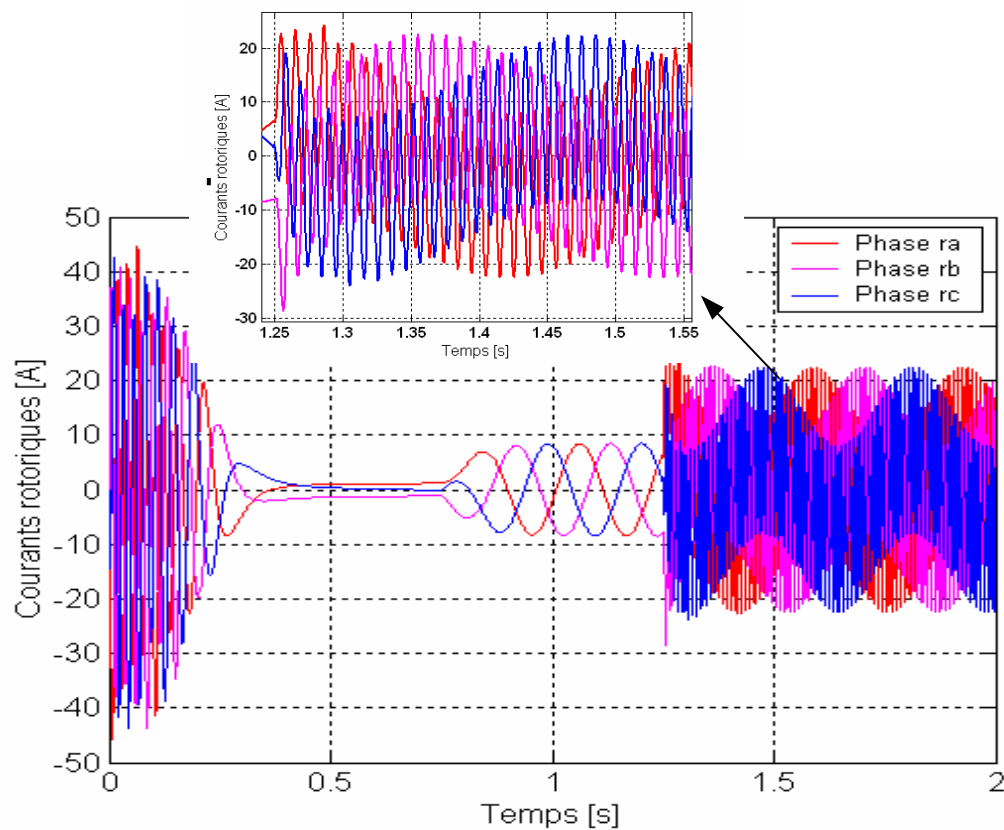


Figure (V.32) : Courants rotoriques, machine double étoile défectueuse.

B. Machine asynchrone double étoile avec court-circuit inter spires (30%)

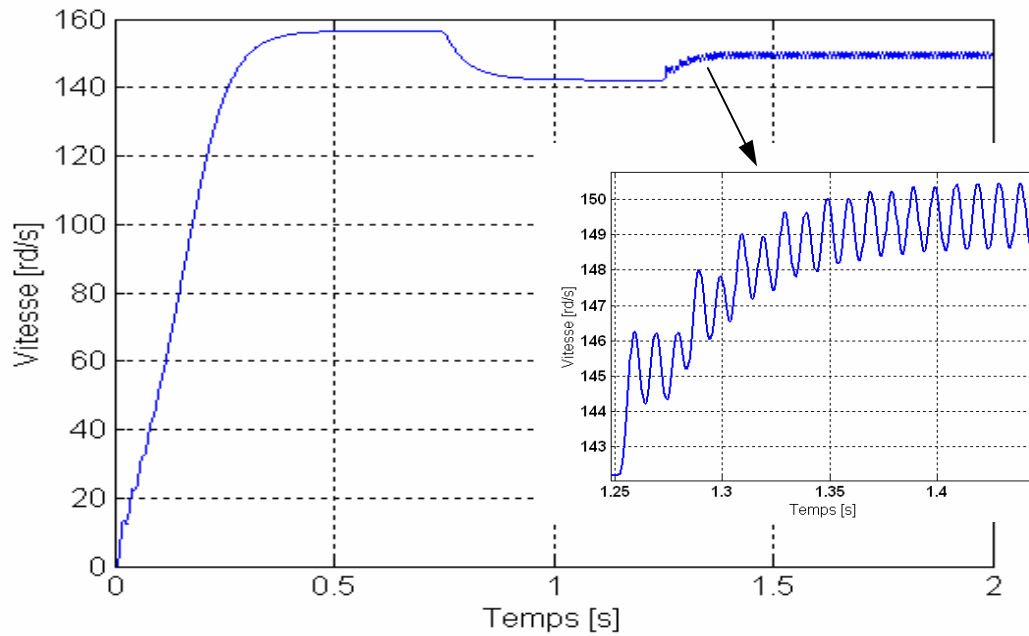


Figure (V.33) : Vitesse de rotation, machine double étoile défectueuse.

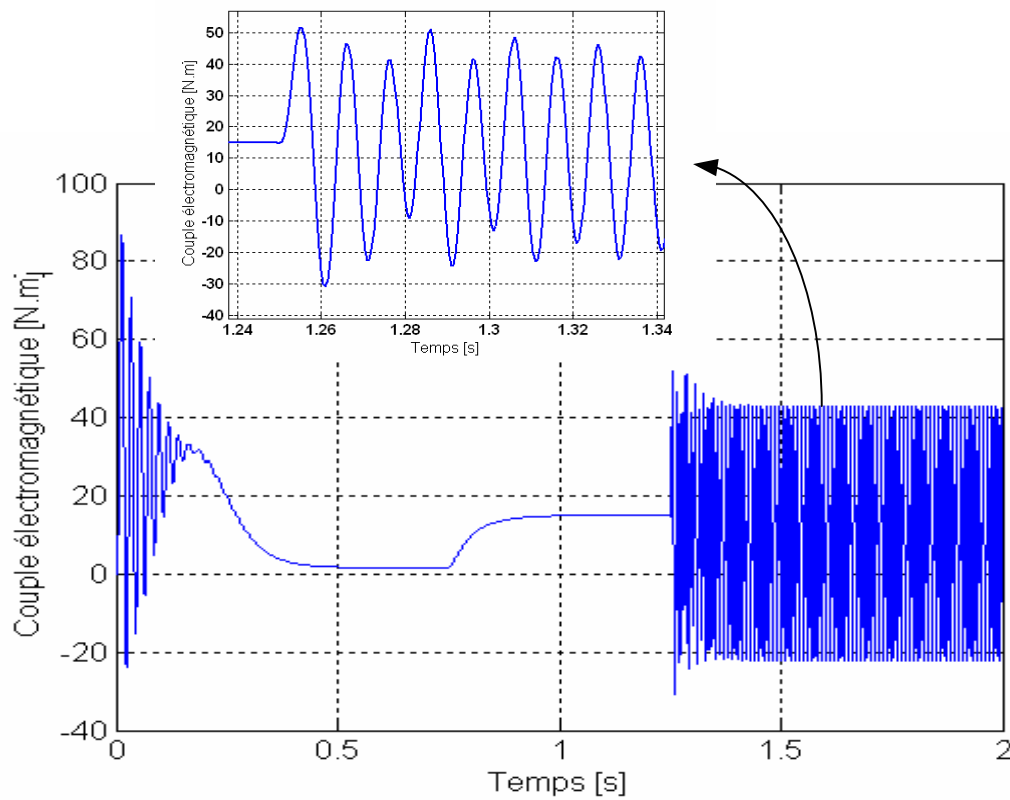


Figure (V.34) : Couple électromagnétique, machine double étoile défectueuse.

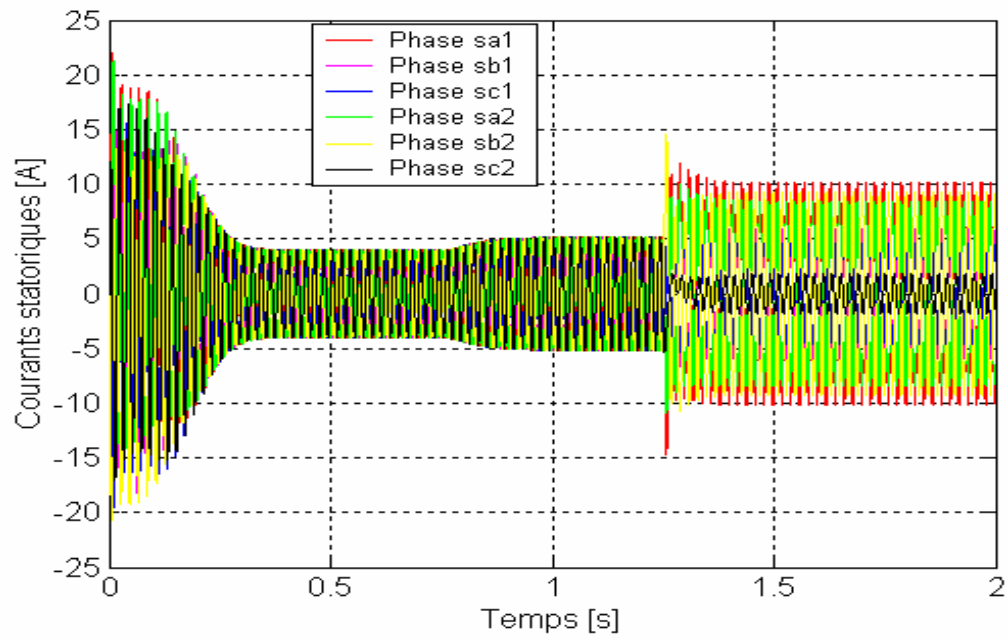


Figure (V.35) : Courants statoriques, machine double étoile défectueuse.

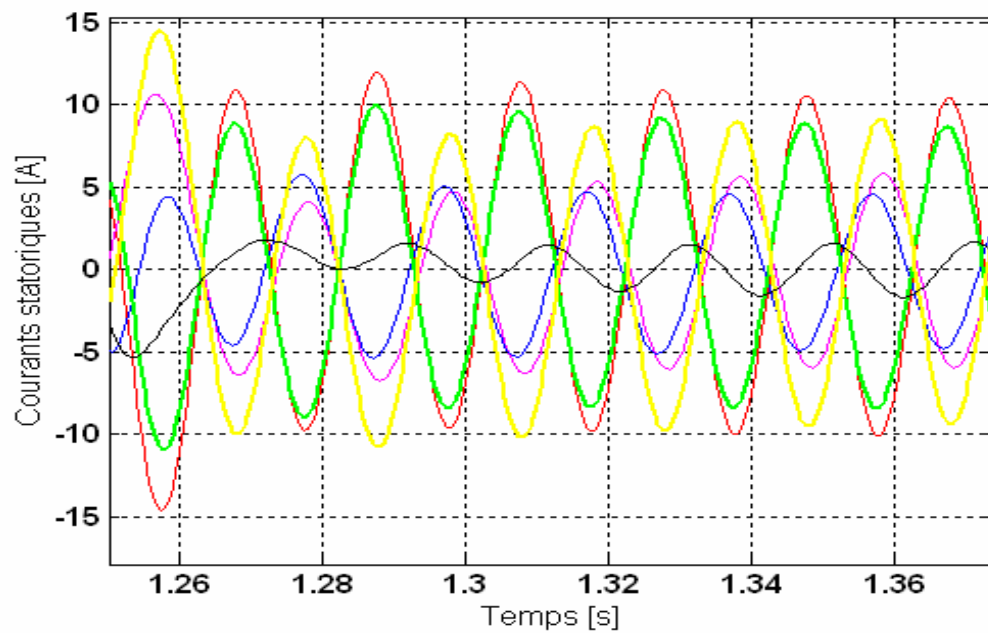


Figure (V.35.1) : Zoom-courants statoriques après le court-circuit.

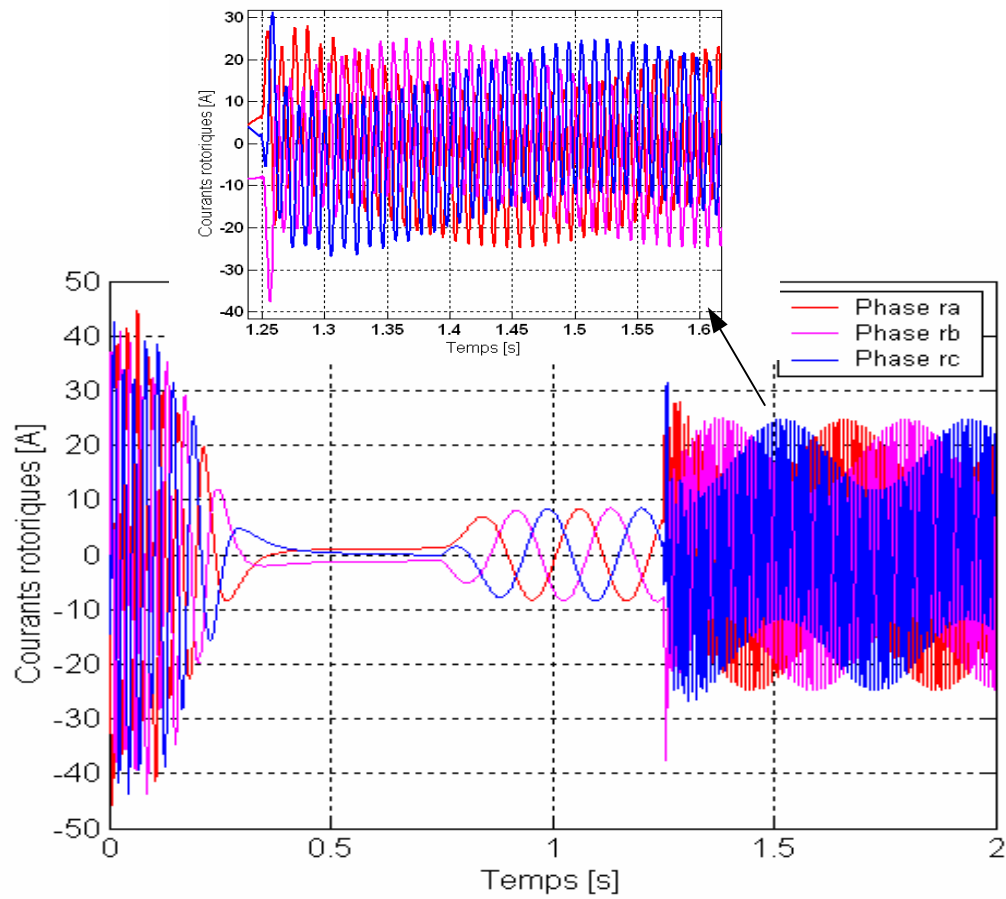


Figure (V.36) : Courants rotoriques, machine double étoile défectueuse.

V.3. Evolution des caractéristiques des machines en fonction du taux de court-circuit

V.3.1. Machine triphasée

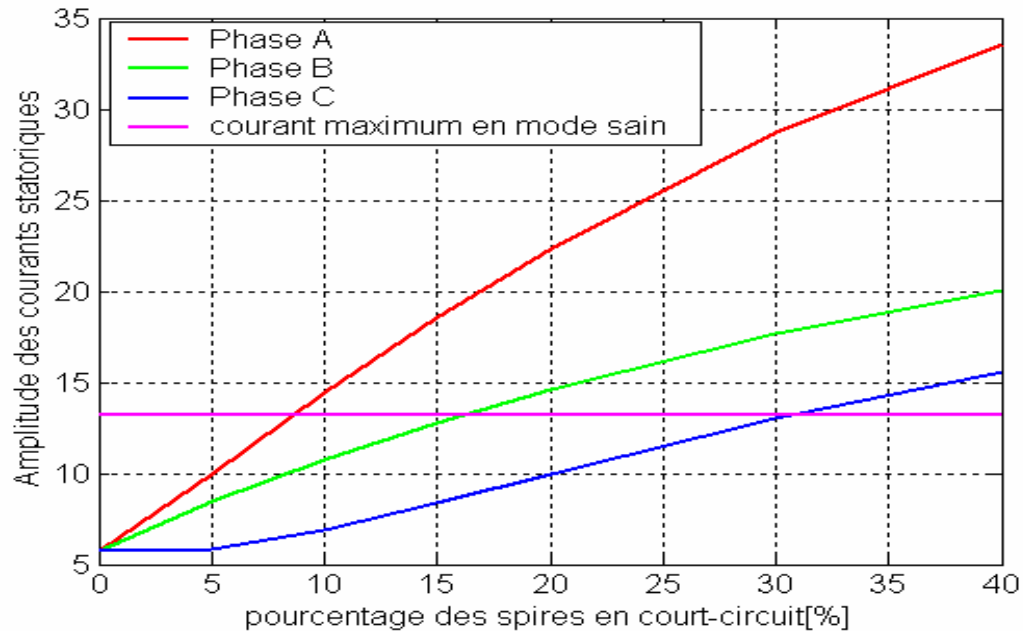


Figure (V.37) : Amplitudes des courants statoriques

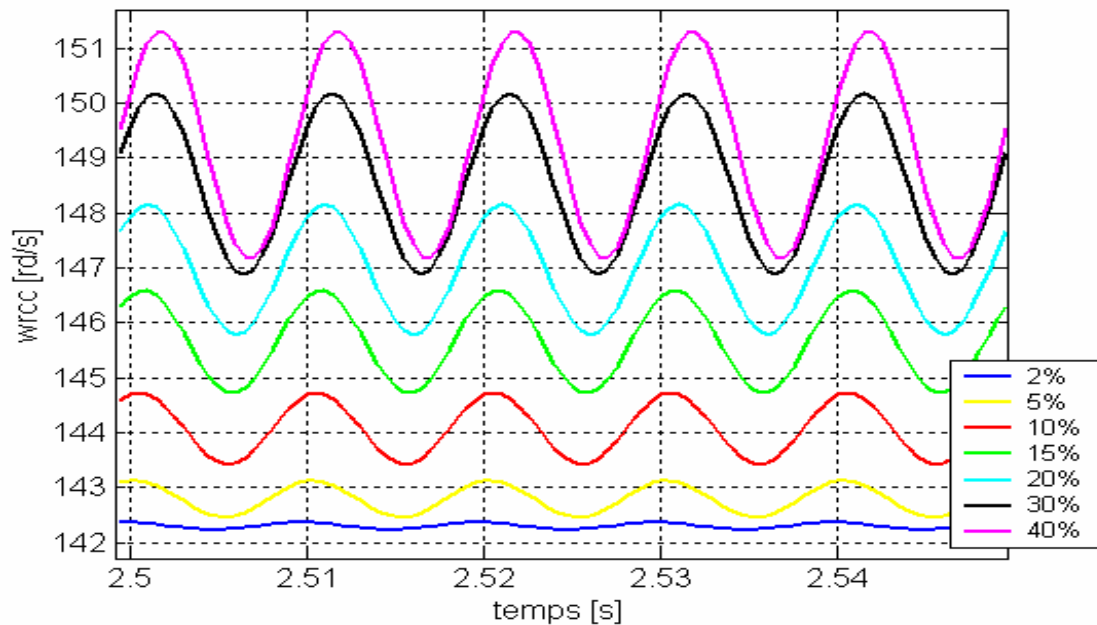


Figure (V.38) : ondulations de la vitesse rotorique pour chaque court-circuit.

V.3.2. Machine pentaphasée

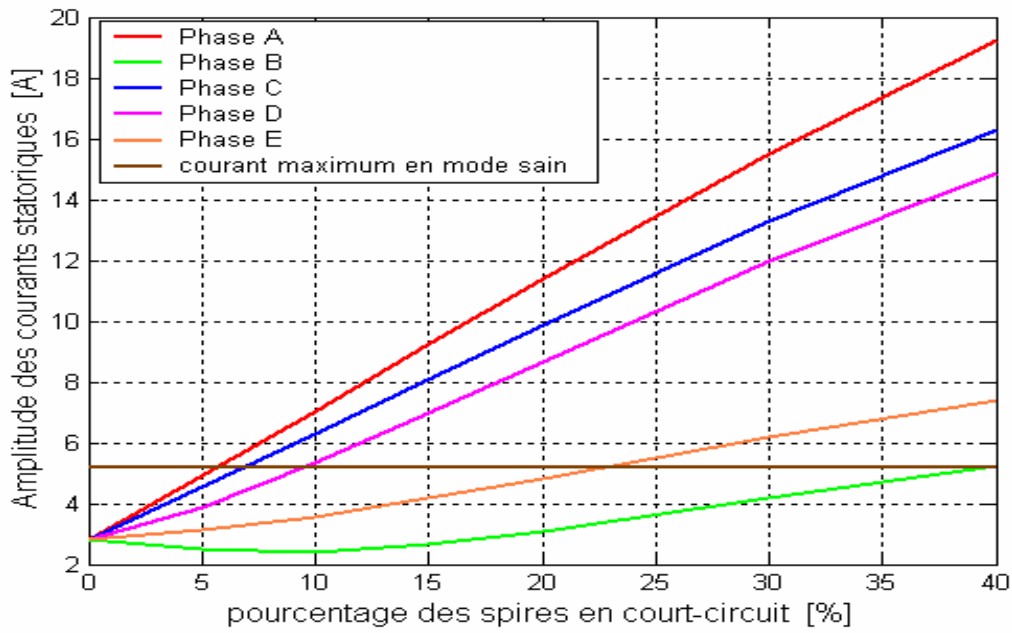


Figure (V.39) : Amplitudes des courants statoriques

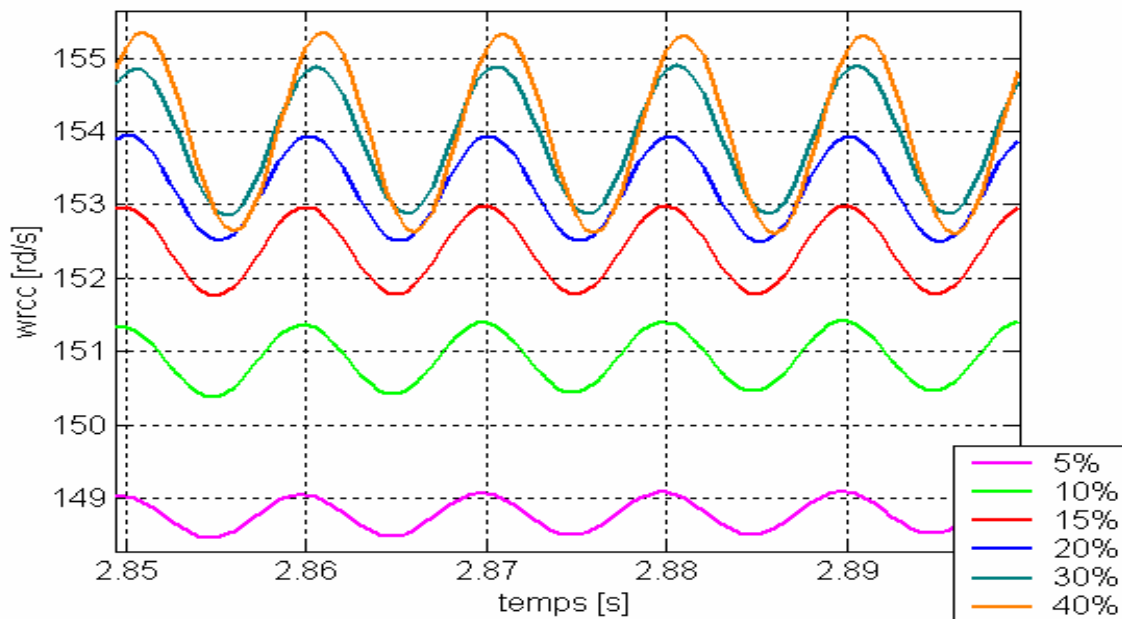
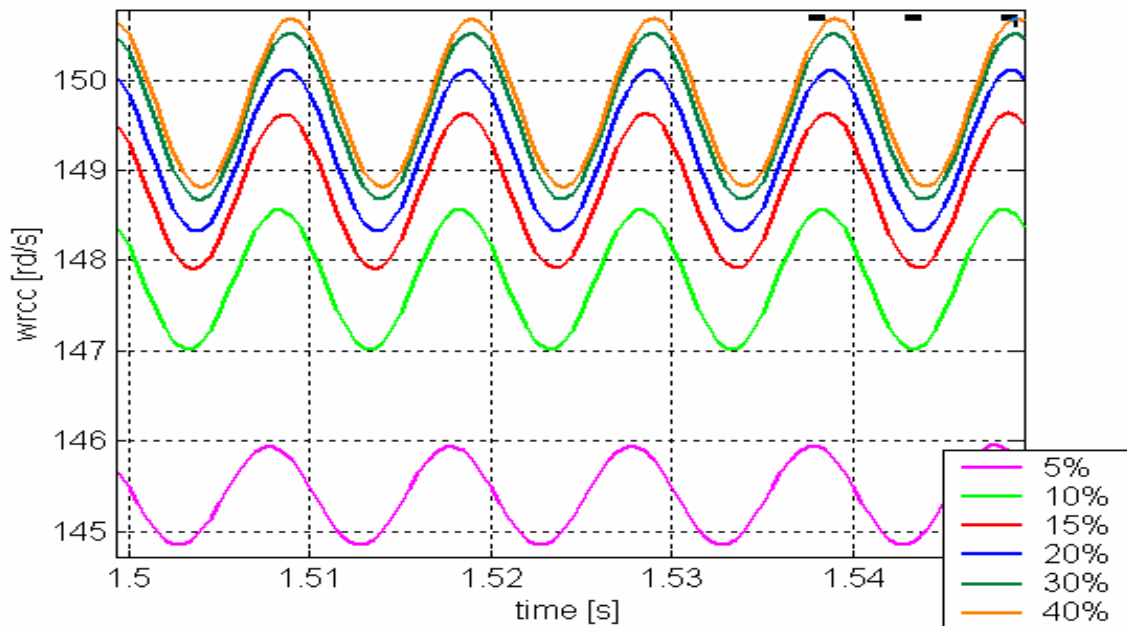
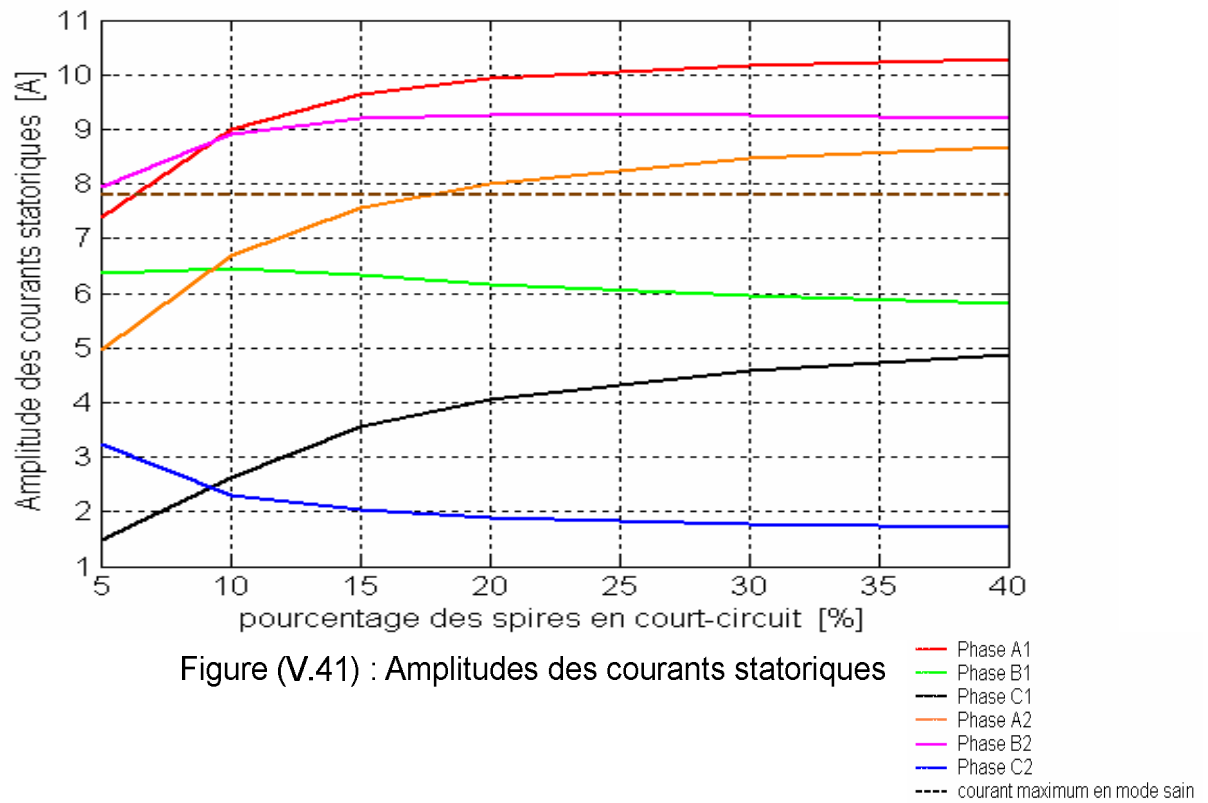


Figure (V.40) : ondulations de la vitesse rotorique pour chaque court-circuit.

V.3.3. Machine double étoile



V.4. Interprétations des résultats

V.4.1. Régime sain

Le principe de fonctionnement des machines asynchrones triphasée, pentaphasée et double étoile est le même, nous nous contentons donc de donner une seule interprétation de leurs fonctionnement en mode sain que ce soit à vide ou en charge. Mais leurs caractéristiques diffèrent puisque chaque machine possède sa propre plaque signalétique.

Les figures (V.1), (V.2) (V.3) et (V.4) : montrent respectivement l'évolution de la vitesse, du couple électromagnétique, des courants statoriques et des courants rotoriques en fonction du temps concernant la machine triphasée.

Les figures (V.13), (V.14) (V.15) et (V.16) : montrent respectivement l'évolution de la vitesse, du couple électromagnétique, des courants statoriques et des courants rotoriques en fonction du temps concernant la machine pentaphasée.

Les figures (V.25), (V.26) (V.27) et (V.28) : montrent respectivement l'évolution de la vitesse, du couple électromagnétique, des courants statoriques et des courants rotoriques en fonction du temps concernant la machine double étoile.

On constate que le régime transitoire est fortement pulsatoire ce qui est intrinsèque aux machines à induction.

Il est remarquable que le démarrage sous pleine tension à vide permet d'avoir un établissement rapide de la vitesse, du courant statorique et du couple.

Les machines sont alimentées par des systèmes de tensions de fréquence de 50 Hz, lorsque la charge est nulle, la vitesse du rotor est proche de celle du synchronisme. (à vide le glissement est négligeable).

Au démarrage, le couple électromagnétique atteint la valeur de (58 N.m) pour la machine triphasée, (40 N.m) pour la machine pentaphasée et (80 N.m) pour la machine double étoile et se stabilise à une valeur qui compense les pertes par frottement et ventilation en régime permanent. Un grand appel de courant est évident afin de suivre l'évolution du couple et c'est l'inconvénient majeur des machines asynchrones au démarrage.

Lorsque l'arbre de la machine est sollicité par un couple résistant appliqué à un instant donné le couple électromagnétique compense avec une grande dynamique cette sollicitation (effet de la charge, pertes par frottement et ventilation)

On remarque également une nette augmentation des courants statoriques mais une diminution de la vitesse de rotation de l'arbre.

V.4.2 Régime défaillant

On a introduit, un défaut de type court-circuit inter spires de 10% ($\eta_{cc} = 0.1$) sur la phase A de la machine triphasée, pentaphasée et double étoile respectivement aux instants $t=1.5s$, $t=1.5s$ et $t=1.25s$.

Des oscillations du couple sont causées, ce qui engendre une augmentation de la vitesse avec l'apparition d'ondulations. Ce phénomène s'amplifie à mesure que l'on élève le rapport de court-circuit η_{cc} .

Pour la machine triphasée, le court-circuit fait augmenter le courant dans la phase infectée à 2 fois la valeur nominale. Dans la phase B, on constate que son courant s'élève à moins de 2 fois la valeur nominale et celui de la phase C à une valeur inférieure à celle de B malgré qu'elles soient saines. Un court-circuit de spires sur une phase infecte bien également les autres phases.

Pour la machine pentaphasée, le court-circuit fait aussi augmenter le courant dans la phase affectée à $3/2$ la valeur nominale. Les courants des phases saines augmentent avec des proportions différentes à des valeurs inférieures à celle de la phase infectée et certaines phases ne présentent qu'une légère élévation. L'amélioration est visible par rapport à la machine triphasée.

Concernant la machine double étoile, on remarque l'augmentation de l'amplitude du courant de la phase infectée n'excède le courant nominal que par 0,3 cette valeur nominale. Certaines phases non affectées présentent des augmentations, d'autres connaissent des diminutions des amplitudes des courants qui les traversent. Pour l'étoile portant l'enroulement en court-circuit, le comportement observé est similaire à celui d'une machine triphasée. La deuxième étoile n'est pratiquement pas touchée, la MASDE peut continuer de fonctionner en régime dégradé avec une, deux ou même trois phases infectées.

Lorsqu'on amplifie le rapport de court-circuit η_{cc} les amplitudes des courants augmentent d'avantages avec ce rapport. Il est nécessaire de noter qu'il existe une valeur critique correspondant aux nombres de spires en court-circuit qu'il suffit de dépasser d'un seuil pour que les bobinages de la machine fusionnent à un courant supérieur au courant admissible tout dépend de la température et de la durée du court-circuit.

Les figures (V.37), (V.39) et (V.41) montrent respectivement l'évolution des amplitudes des courants des phases statoriques en fonction du rapport de court-circuit η_{cc} pour la machine triphasée, pentaphasée et la MASDE.

On constate que certaines phases de la machine pentaphasée présentent des pentes moins raides montrant une modération de l'effet du court-circuit. Pour le cas de la MASDE, l'amplitude du courant de la phase touchée par le court-circuit dépasse la valeur nominale et continue d'augmenté avec η_{cc} mais pas de façon significative. Les courants des phases A2, B2, C1 suivent la même allure que celle de la phase défaillante mais à des amplitudes moins importantes voire quasi identiques à celles du régime sain pour certains enroulements.

Les figures (V.38), (V.40) et (V.42) montrent respectivement l'évolution des ondulations des vitesses des machines triphasée, pentaphasée et double étoile en fonction du temps pour différents valeurs de η_{cc} . On remarque que ces oscillations s'accroissent avec l'augmentation du rapport η_{cc} .

Pour la machine pentaphasée l'amplitude des oscillations sont réduites. Concernant la MASDE, les ondulations de la vitesse présentent des amplitudes élevées causées par la première étoile en court-circuit et des amplitudes faibles issues de la deuxième étoile. Ces constatations montrent l'avantages des machines polyphasées à réduire les ondulations du couple.

Conclusion

Les résultats obtenus après chaque simulation concordent avec ceux trouvés par d'autres auteurs [SMA 2000] [BOU 2001].

Les courts-circuits qu'ils soient entre spires d'une phase ou entre phases sont les défauts les plus fréquents des machines asynchrones et sans doute les plus dangereux comme on a pu le constater à partir des résultats obtenus. Il est donc indispensable d'opérer une surveillance

permanente des machines et de doter tous les systèmes d'entraînement de dispositifs de protection sûrs.

CONCLUSION GENERALE

L'intérêt grandissant des industriels pour la maintenance des machines électriques (synchrones, asynchrones, et à courant continu) justifie l'accent mis par la recherche pour le diagnostic de défaut naissant sur celles-ci. Le coût et la complexité de certains équipements expliquent la nécessité d'une détection rapide et précoce de leurs défaillances, qui est basée sur un travail de modélisation et de simulation de la machine, à cause de leurs utilisations fréquentes dans diverses applications. Le travail présenté dans ce mémoire expose des modèles de diagnostic de défauts bien spécifiques, dans les machines asynchrones polyphasées.

Pour aborder l'étude, nous avons donné un état de l'art des défauts pouvant intervenir dans la machine asynchrone et des méthodes classiques permettant de les identifier.

Il existe plusieurs approches pour la modélisation des machines asynchrones, nous avons opté pour celle des Circuits Electriques Magnétiquement Couplés (CEMC) car elle offre un compromis entre la précision et le temps de calcul. Les résultats trouvés attestent cette propriété comparativement à ceux obtenus par d'autres méthodes telle que l'approche par éléments finis [BOU 2001]. La particularité de notre travail lors de la modélisation était de ne faire appel à aucun changement de variable. Des modèles en régime sain ou en présence de défauts sont établis séparément pour les machines asynchrones polyphasées en général, puis pour la machine triphasée, pentaphasée et la MASDE. Ces modèles sont mis en œuvre sous forme de programmes sur le logiciel MATLAB.

Les simulations des comportements de ces machines en mode sain ou en régime de défaut ont donné des résultats convaincants puisqu'ils concordent avec les théories existantes et coïncident en même temps avec les résultats publiés dans plusieurs travaux [SMA 2000] et [SCH 99].

L'introduction d'un défaut sur un point quelconque de la machine peut lui être fatale. Les courts-circuits inter spires provoqués sur une phase du stator lors de nos simulations mènent à des oscillations du couple et surtout l'augmentation des amplitudes des courants pouvant dépasser les valeurs de la plaque signalétique capables de déclencher la destruction en cascade des enroulements. Le nombre de spires en court-circuit est décisif car il existe une valeur critique une fois dépassée d'un seuil, notre machine est détruite.

Nous avons attesté les avantages procurés par les machines polyphasées par les diverses simulations en régime défaillant telle que la minimisation des ondulations et la diminution des

amplitudes du couple ainsi que amélioration de la fiabilité en assurant un fonctionnement en mode dégradé.

Nous sommes conscients de n'avoir étudié que certains points d'un sujet d'étude très vaste, qui nécessitera une investigation plus poussée et une meilleure compréhension physique des phénomènes mis en jeu et l'utilisation d'outils appropriés. L'étude de la machine double étoile est une introduction à l'étude des machines à plusieurs stator, il serait donc intéressant de se pencher sur le cas de la machine ayant plusieurs stators.

Les systèmes d'alimentation utilisés sont des sources sinusoïdales. L'étude de l'association machine asynchrone- convertisseur et la prise en compte des harmoniques devient attractive.

Ceci met terme à notre travail, espérant bien qu'il serait un début à d'autres travaux et servirait de référence pour tous ceux qui veulent entreprendre des projet dans ce sens afin d'en apporter des améliorations et contribuer à étendre ce sujet sur d'autres domaines.

ANNEXE

Paramètres des machines asynchrones

Annexe A

Paramètres de la machine asynchrone triphasée à rotor bobinée

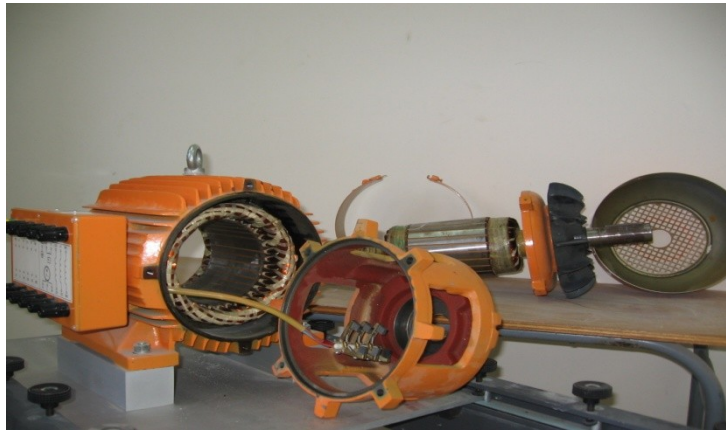


Figure (IV.1) : Machine de 3 KW . Université Mouloud Mammeri de Tizi-Ouzou

Plaque signalétique

Puissance nominale	3 KW
Grandeur de ligne en couplage triangle	230 V/11 A
Grandeur de ligne en couplage étoile	400 V/6.3 A
Vitesse nominale à couple nominale	1415 tr/min
Fréquence	50Hz
Nombre de paires de pôles	$p = 2$
Facteur de puissance en régime normale	$\cos\varphi = 0.83$
Classe d'isolation	E

Couple nominale	20 N.m
Inductance propre de l'enroulement statorique	$L_s = 0.153 \text{ H}$
Inductance propre de l'enroulement rotorique	$L_r = 0.038 \text{ H}$
Inductance de magnétisation principale de l'enroulement statorique	$L_{ps} = 0.146 \text{ H}$
Inductance de magnétisation principale de l'enroulement rotorique	$L_{pr} = 0.0363 \text{ H}$
Inductance de fuite statorique	$L_{s1} = 0.007 \text{ H}$
Inductance de fuite rotorique	$L_{r1} = 0.0017 \text{ H}$
Inductance mutuelle stator-rotor	$M_{sr} = 0.073 \text{ H}$
Résistance de l'enroulement statorique	$R_s = 1.7 \Omega$
Résistance de l'enroulement rotorique	$R_r = 1.6 \Omega$

Moment d'inertie	$J = 0.034 \text{ Kg.m}^2$
Coefficient de frottement visqueux	$f_v = 0.005 \text{ N.m.s/rd}$

Annexe B

Paramètres de la machine asynchrone pentaphsée à rotor bobinée

Puissance nominale	1.5 KW
Grandeur de ligne en couplage étoile	220 V/4.3 A
Vitesse nominale à couple nominale	1450 tr/min
Fréquence	50Hz
Nombre de paires de pôles	$p = 2$

Inductance propre de l'enroulement statorique	$L_s = 0.295 \text{ H}$
Inductance propre de l'enroulement rotorique	$L_r = 0.104 \text{ H}$
Inductance de magnétisation principale de l'enroulement statorique	$L_{ps} = 0.2904 \text{ H}$
Inductance de magnétisation principale de l'enroulement rotorique	$L_{pr} = 0.1024 \text{ H}$
Inductance de fuite statorique	$L_{s1} = 0.0046 \text{ H}$
Inductance de fuite rotorique	$L_{r1} = 0.0016 \text{ H}$
Inductance mutuelle stator-rotor	$M_{sr} = 0.165 \text{ H}$
Résistance de l'enroulement statorique	$R_s = 1.75 \text{ } \Omega$
Résistance de l'enroulement rotorique	$R_r = 1.68 \text{ } \Omega$
Moment d'inertie	$J = 0.04 \text{ Kg.m}^2$
Coefficient de frottement visqueux	$f_v = 0.00625 \text{ N.m.s/rd}$

Annexe C

Paramètres de la machine asynchrone double étoile à rotor bobinée

Puissance nominale	4.5 KW
Grandeur de ligne en couplage étoile	220 V/6.5 A
Vitesse nominale à couple nominale	1420 tr/min
Fréquence	50Hz
Nombre de paires de pôles	$p = 2$
Facteur de puissance	$\cos\varphi = 0.8$
Rendement	0.78

Inductance propre de l'enroulement statorique	$L_s = 0.11 \text{ H}$
Inductance propre de l'enroulement rotorique	$L_r = 0.06 \text{ H}$
Inductance de magnétisation principale de l'enroulement statorique	$L_{ps} = 0.1034 \text{ H}$
Inductance de magnétisation principale de l'enroulement rotorique	$L_{pr} = 0.0582 \text{ H}$
Inductance de fuite statorique	$L_{s1} = 6 \text{ mH}$
Inductance de fuite rotorique	$L_{r1} = 0.8 \text{ mH}$
Inductance mutuelle stator-rotor	$M_{sr} = 0.0726 \text{ H}$
Résistance de l'enroulement statorique	$R_s = 1.86 \text{ } \Omega$
Résistance de l'enroulement rotorique	$R_r = 2.12 \text{ } \Omega$
Moment d'inertie	$J = 0.0625 \text{ Kg.m}^2$
Coefficient de frottement visqueux	$f_v = 0.005 \text{ N.m.s/rd}$

Bibliographie

- [BAR 1995]: Philipe Barret. « Régime transitoire des machines tournantes électriques ».Edition Eyrolles, 1984 Paris.
- [BOU 2001]: Tarek Boumegoura. « Recherche de signature électromagnétique génétique des défauts dans une machine asynchrone et synthèse d'observateurs en vue du diagnostic ».Thèse de doctorat. Ecole doctorale Electronique, Electrotechnique, Automatique de Lyon 2001. Spécialité : génie électrique.
- [CAR 1984]: J-P. CARON et J-P.HAUTIER. « Modélisation et commande de la machine asynchrone ».Edition Techniq, 1995 Paris
- [CAS 2003]: Roland casimir. « Diagnostic des défauts de machines asynchrones par reconnaissance des formes ». Thèse de doctorat. Université de Lyon 2003, spécialité : génie électrique.
- [DEV 2003]: Vincent Devanneaux. Revue scientifique « an accurate model of squirrel cage induction machines under stator faults ».Elsevier2003. www.ElsevierMathematics.com.
- [DID 2004]: Gaëtan Didier. « Modélisation et diagnostic de la machine asynchrone en présence de défaillances ».Thèse de doctorat. Université Henri Poincaré, Nancy.2004. Spécialité : génie électrique.
- [ERI 2000]: Eric Smail. « Outils et méthodologie d'étude des systèmes électriques. Généralisation de la méthode des vecteurs d'espace ».Thèse de doctorat, université de Lille 1.2000. Spécialité : génie électrique.
- [FAB 2006]: Fabrice Locement. « Conception et modélisation d'une machine à 7 phases à aimant permanents et flux axial : commande vectorielle en modes normal et dégradés ».Thèse de doctorat. Université Lille.2006. Spécialité : génie électrique.
- [FRA 2000]: Franck Terrien. « Commande d'une machine synchrone double étoile, alimentée par des onduleurs MLI ». Université de Nantes. 2000, spécialité : électronique et génie électrique.
- [FRA 2006]: Franck Scuiller. « Développement d'outils de conception de machines polyphasées à aimants utilisant l'approche multi-machine » Thèse de doctorat, Ecole Nationale Supérieure d'arts et Métiers. Lille 2006. Spécialité : génie électrique.
- [HAD 2001]: Djafar Hadiouche. « Contribution à l'étude de la machine asynchrone double étoile : modélisation, alimentation et structure ».Thèse de doctorat. Université Henri Poincaré, Nancy. 2001. Spécialité : génie électrique.

- [HUB 2005] : Hubert Razik. « A model of double star induction motors under rotor bar defect for diagnosis purpose ».Revue Scientifique. IEEE 2005.
- [KHE 2007] : Khemis Abderrehmane, Khennache Brahim. « 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. Mémoire d'ingénieur. Université de Mouloud Mammeri 2007.
- [MER 2003] : Mourad Mérabtène. « Modélisation en vue de la commande d'un ensemble convertisseur-machine multi-phasée en régime dégradé ».Thèse de doctorat, Ecole Polytechnique de Nantes 2003.
- [OND 2006] : Olivier Ondel. « Diagnostic par reconnaissance des formes : application à un ensemble convertisseur-machine asynchrone ».Thèse de doctorat. Ecole doctorale E-E-A de Lyon.2006. Spécialité : génie électrique.
- [RAZ 2003] : Hubert Razik, Gaëtan Didier. « Notes de cours sur le diagnostic de la machine asynchrone ». Université Henri Poincaré-Nancy 2003.
- [REV 2003] : Roland Casimir. « Comparaison de plusieurs méthodes de modélisation et de diagnostic de la machine asynchrone en présence de défauts ».Revue scientifique EF'2003 électrotechnique du futur 9 et 10 décembre 2003 Supélec.
- [SCH 99] : Schaeffer Emmanuel. « Diagnostic des machines asynchrones : modèles et outils paramétriques dédiés à la simulation, et détection de défauts ».Thèse de doctorat. Ecole centrale de Nantes 1999. Spécialité : automatique.
- [SMA 2003] : Smail Bachir. « Contribution au diagnostic de la machine asynchrone par estimation paramétrique ».Thèse de doctorat, Université de Poitiers 2002. Spécialité : Automatique.
- [XAV 2003] : Xavier Kestelyn. « Modélisation vectorielle multi machines pour la commande des ensembles convertisseurs-machines polyphasés ».Thèse de doctorat, université de Lille 1, 2003. Spécialité : génie électrique.