



**HAL**  
open science

**CONTRIBUTION A L'ETUDE DES MACHINES  
ELECTRIQUES EN PRESENCE DE DEFAUT  
ENTRE-SPIRES Modélisation – Réduction du courant  
de défaut**

Babak Vaseghi

► **To cite this version:**

Babak Vaseghi. CONTRIBUTION A L'ETUDE DES MACHINES ELECTRIQUES EN PRESENCE DE DEFAUT ENTRE-SPIRES Modélisation – Réduction du courant de défaut. Energie électrique. Institut National Polytechnique de Lorraine - INPL, 2009. Français. NNT: . tel-00518228

**HAL Id: tel-00518228**

**<https://theses.hal.science/tel-00518228>**

Submitted on 16 Sep 2010

**HAL** is a multi-disciplinary open access archive for the deposit and dissemination of scientific research documents, whether they are published or not. The documents may come from teaching and research institutions in France or abroad, or from public or private research centers.

L'archive ouverte pluridisciplinaire **HAL**, est destinée au dépôt et à la diffusion de documents scientifiques de niveau recherche, publiés ou non, émanant des établissements d'enseignement et de recherche français ou étrangers, des laboratoires publics ou privés.

*Nancy Université - Institut National Polytechnique de Lorraine*  
ECOLE DOCTORALE « Informatique-Automatique-Electronique-Mathématiques »  
Département de Formation Doctorale « Electrotechnique-Electronique »  
Laboratoire « Groupe de Recherche en Electrotechnique et Electronique de Nancy »

---

# THESE

Présentée à

L'Institut National Polytechnique de Lorraine

en vue de l'obtention du grade de

**DOCTORAT DE L'IN.P.L**

Spécialité : Génie Electrique

par

**Babak VASEGHI**

Ingénieur en Génie Electrique (Université Technique d'Isphahan)

## **CONTRIBUTION A L'ETUDE DES MACHINES ELECTRIQUES EN PRESENCE DE DEFAUT ENTRE-SPIRES**

**Modélisation – Réduction du courant de défaut**

le 3 décembre 2009 devant la Commission d'Examen

**- Membres du Jury -**

G. BARAKAT	Professeur à l'université du Havre	Président
C. ESPANET	Professeur à l'université de Franche-Comté	Rapporteur
A. TOUNZI	Professeur à l'université de Lille	Rapporteur
B. NAHID-MOBARAKEH	Maître de Conférences à l'INPL	Examineur
F. MEIBODY-TABAR	Professeur à l'INPL	Directeur de la thèse
N. TAKORABET	Maître de Conférences à l'INPL	Co-directeur de thèse

-----  
**Groupe de Recherche en Electrotechnique et en Electronique de Nancy**



## Remerciement

*Le travail exposé dans ce mémoire a été effectué au Groupe de Recherche en Electrotechnique et en Electronique de Nancy (GREEN), unité de recherche associée au CNRS (UMR 7037), au sein de l'Ecole Nationale Supérieure d'Electricité et de Mécanique (ENSEM) de Nancy.*

*J'exprime mes sincères remerciements à M. **Georges BARAKAT**, Professeur à l'université du Havre, pour avoir accepté de juger ce travail et pour m'avoir fait l'honneur de présider le jury.*

*Je remercie M. **Abdelmounaïm TOUNZI**, Professeur à l'université de Lille, ainsi que M. **Christophe ESPANET**, Professeur à l'université de Franche-Comté, d'avoir accepté de rapporter ce travail et pour l'intérêt qu'ils y ont porté.*

*J'exprime mes vifs remerciements à M. **Farid MAIBODY-TABAR**, professeur à l'ENSEM, d'avoir encadré et dirigé ces travaux, et pour la confiance qu'il m'a accordé tout au long de cette thèse.*

*Je remercie chaleureusement M. **Noureddine TAKORABET**, Maître de conférence à l'ENSEM, d'avoir co-encadré cette thèse, pour son enthousiasme et tous les précieux conseils qu'il a portés, des heures durant, sur ces travaux.*

*Je remercie M. **Babak NAHID-MOBARAKEH**, Maître de conférence à l'ENSEM, pour sa disponibilité et ses aides pour effectuer les manipulation expérimental*

*Je remercie également M. **Shahrokh SAADAT** pour m'avoir accueilli au sein du laboratoire.*

*Je tiens également à exprimé tout ma gratitude au **personnel du laboratoire** pour leur gentillesse, leur aide, leur conseils et l'ambiance vécue tout au long de cette thèse et tout particulièrement les **techniciens du laboratoire** pour leurs précieux conseils techniques lors des réalisations pratiques liées à ce travail.*

*Je remercie également, **mes amis**, pour leur aide dans la réalisation de ce travail, leur assistance et leur immense soutien moral et affectif pendant toutes ces années.*

*Je suis immensément reconnaissant à mes parents, **Ghaffar et simin**, qui m'ont soutenu tout au long de ma vie. Je leur dois beaucoup. Qu'ils trouvent dans ce manuscrit toute ma reconnaissance et le signe que je suis enfin arrive au bout. Merci.*

*Enfin Je remercie chaleureusement à ma femme, **Sara**, pour son soutien, ses encouragements constants et la patience dont elle a su s'armer tout au long de ces années.*

# Sommaire

<b>INTRODUCTION GENERALE .....</b>	<b>1</b>
<b>I . CHAPITRE 1 .....</b>	<b>5</b>
<b>ETAT DE L'ART DE L'ETUDE DES DEFAILLANCES DANS LES MACHINES ELECTRIQUES.....</b>	<b>5</b>
<b>I.1 Introduction .....</b>	<b>6</b>
<b>I.2 Les défaillances dans les machines électriques.....</b>	<b>6</b>
I.2.1 Quelques statistiques.....	7
I.2.2 Défaillances des roulements mécaniques.....	8
I.2.3 Défaillances au rotor .....	9
I.2.4 Défaillances au stator .....	11
<b>I.3 Surveillance des machines électriques .....</b>	<b>13</b>
I.3.1 Des grandeurs mesurables et des signaux de défaut.....	13
I.3.2 Approche signal .....	14
I.3.3 Approche modèle .....	15
<b>I.4 Défaut court-circuit entre-spires au stator .....</b>	<b>17</b>
I.4.1 Définitions .....	17
I.4.2 Influence d'un court-circuit sur les courants de ligne.....	17
<b>I.5 Modélisation des défauts .....</b>	<b>18</b>
I.5.1 Méthode des éléments finis.....	19
I.5.2 Méthode des réseaux de perméance .....	20
I.5.3 Méthode des circuits électriques .....	20
<b>I.6 Modélisation interne des machines électriques par les méthodes d'éléments finis .....</b>	<b>23</b>
I.6.1 Equations de Maxwell.....	23
I.6.2 Calcul des grandeurs externes.....	25
I.6.3 Détermination des paramètres électriques.....	27
I.6.4 Calcul de champ par la méthode d'éléments finis.....	27
<b>I.7 Conclusion .....</b>	<b>28</b>
<b>II . CHAPITRE 2.....</b>	<b>29</b>
<b>MODELISATION DES MACHINES SYNCHRONES A AIMANTS EN PRESENCE DE DEFAUT ENTRE-SPIRES.....</b>	<b>29</b>
<b>II.1 Introduction .....</b>	<b>30</b>
<b>II.2 Structure des machines à aimants considérées.....</b>	<b>32</b>

<b>II.3</b>	<b>Modélisation par méthode couplée éléments finis - circuits électriques.....</b>	<b>34</b>
II.3.1	Hypothèses du modèle couplé avec éléments finis 2D .....	34
II.3.2	Modèle de le MSAP par méthode éléments finis .....	35
II.3.3	Résultat du modèle élément finis et Validation du modèle .....	40
<b>II.4</b>	<b>Modèle circuit électrique de MSAP.....</b>	<b>42</b>
II.4.1	Hypothèses considérée pour la modélisation .....	42
II.4.2	Modèle circuit électrique de la machine saine .....	44
II.4.3	Modèles circuit électrique d'une MSAP en présence de défaut.....	47
II.4.4	Méthodes d'identification des paramètres du modèle circuit électrique .....	53
<b>II.5</b>	<b>Etude de comportement de la MSAP en présence de défaut.....</b>	<b>65</b>
II.5.1	Analyse des composantes harmoniques des courants .....	66
II.5.2	Analyse des composantes symétriques des courants.....	68
II.5.3	Influence du nombre de spires en défaut.....	69
II.5.4	Analyses des ondulations de couple.....	72
<b>II.6</b>	<b>Conclusion .....</b>	<b>73</b>

### **III . CHAPITRE 3..... 75**

#### **MODELISATION DES MACHINES ASYNCHRONES EN PRESENCE DE DEFAUT ENTRE-SPIRES ..... 75**

<b>III.1</b>	<b>Introduction .....</b>	<b>76</b>
<b>III.2</b>	<b>Construction du moteur asynchrone à cage .....</b>	<b>76</b>
III.2.1	Le stator.....	77
III.2.2	Le rotor.....	78
<b>III.3</b>	<b>Modèle couplé élément finis - circuit électrique pour la machine asynchrone .....</b>	<b>78</b>
III.3.1	Analyse du champ .....	82
III.3.2	Résultats du Modèle élément finis et validation expérimentale .....	84
<b>III.4</b>	<b>Modèle circuit électrique.....</b>	<b>86</b>
III.4.1	Hypothèses considérées pour le modèle circuit électrique de la MAS.....	86
III.4.2	Modèle circuit électrique de la machine saine.....	87
III.4.3	Modèle circuit électrique avec défaut.....	91
III.4.3.3	Mise sous forme d'état .....	95
III.4.3.4	Identification des paramètres par la méthode d'éléments finis.....	96
III.4.3.5	Validation du modèle circuit électrique par la méthode d'éléments finis.....	98
<b>III.5</b>	<b>Etude de comportement de la MAS avec défaut entre spires .....</b>	<b>99</b>
III.5.1	Analyse des composantes harmoniques des courants de phase.....	100
III.5.2	Analyse des composantes symétriques des courants .....	102
III.5.3	Etude de l'influence les spires en défaut .....	103
III.5.4	Analyses des ondulations du couple.....	104
<b>III.6</b>	<b>Conclusion .....</b>	<b>105</b>

### **IV . CHAPITRE IV ..... 107**

#### **EFFET DE LA SEGMENTATION DES AIMANTS SUR LA REDUCTION DU COURANT DE COURT-CIRCUIT..... 107**

<b>IV.1</b>	<b>Introduction .....</b>	<b>108</b>
-------------	---------------------------	------------

<b>IV.2</b>	<b>Principe de la méthode de limitation du courant de court-circuit.....</b>	<b>109</b>
IV.1.1.	Analyse du champ et de l'induction magnétiques .....	112
IV.1.2.	Analyse de couple .....	114
<b>IV.3</b>	<b>Moteur à aimants permanents standard.....</b>	<b>116</b>
<b>IV.4</b>	<b>Moteur à aimants segmentés.....</b>	<b>120</b>
<b>IV.5</b>	<b>Discussion et comparaison des résultats .....</b>	<b>126</b>
<b>IV.6</b>	<b>Application de la méthode à une machine à 5 phases .....</b>	<b>127</b>
<b>IV.7</b>	<b>Conclusion .....</b>	<b>133</b>
	<b>REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES.....</b>	<b>140</b>
	<b>ANNEXES .....</b>	<b>152</b>

# Introduction générale



Dans de nombreux secteurs industriels, la sûreté de fonctionnement est un enjeu majeur pour assurer une compétitivité optimale de l'outil de production. Le diagnostic des défaillances de systèmes industriels, lorsqu'il est réalisé avec efficacité, représente un des moyens pour contribuer à obtenir un meilleur gain de productivité. Sa vocation première est de détecter et de localiser une défaillance des matériels. Les machines électriques sont très présentes dans de nombreux processus et leur surveillance est devenue un souci permanent particulièrement dans les systèmes embarqués. Les défauts dans les machines électriques peuvent être d'origine mécanique (excentricité du rotor, défaut sur les accouplements, usure des roulements,...), électrique (court circuit du bobinage statorique, rupture de barre ou d'anneau,...) ou magnétique (défaut d'isolement entre les tôles statoriques). Les variables mesurables telles que les courants, les tensions, la vitesse ou bien encore la température peuvent fournir des informations significatives sur les défauts et ainsi servir à déterminer un ensemble de paramètres représentant les signatures de défauts du moteur.

La modélisation des défauts dans les systèmes industriels et particulièrement les défauts d'ordre électriques, est une première étape nécessaire pour prédire le comportement du système en présence d'un défaut ou dès son apparition. Cette prédiction est nécessaire pour diverses raisons que nous allons présenter de manière non exhaustive.

- La prédiction théorique des comportements des systèmes électriques et particulièrement des machines électriques, permet de donner quelques signes extérieurs mesurables correspondants à un défaut bien identifié. C'est la notion de signature de défauts bien utilisée pour la surveillance et le diagnostic en ligne des systèmes.
- Lorsqu'un défaut n'est pas très grave et qu'il est impossible d'arrêter le système immédiatement, la prédiction exacte des phénomènes permet de reconfigurer l'architecture du système par la commande et commuter vers un fonctionnement en mode dégradé. A titre d'exemple, la perte d'une phase parmi  $q$  phases d'une machine  $q$ -phasée ( $q > 3$ ) peut être compensée par une adaptation des courants dans les  $(q-1)$  phases saines pour réduire les ondulations du couple générées par la perte d'une phase.
- La présence d'un défaut peut provoquer ou non la dégradation du matériau selon sa gravité. La modélisation locale des effets de ce défaut permet de prédire si le système peut continuer à fonctionner ou s'il faut l'arrêter immédiatement.

Le premier objectif de nos travaux est l'établissement de modèles suffisamment précis permettant de déterminer rapidement le comportement des différentes variables de machines électriques en présence d'un défaut électrique dans leur bobinage statorique. Les modèles de type circuit électrique sont souvent très simples et leur précision doit être validée. Etant donné que l'apparition d'un défaut électrique au stator modifie la répartition du courant dans les encoches statoriques, les hypothèses justifiées pour la modélisation d'une machine saine, peuvent ne pas être valides en cas de défauts électriques. La modélisation locale utilisant la répartition du champ électromagnétique dans la machine en tenant compte de différents phénomènes tels que la saturation locale ou l'effet des harmoniques d'espace, donne une meilleure représentation des phénomènes mais elle reste lourde et nécessite un calcul complet pour chaque cas. De ce fait, nous utilisons ce type de modèle, d'une part pour étudier le comportement précis des différentes grandeurs de machines électriques en présence de défauts électriques et d'autre part pour valider les modèles plus simples de type circuits électriques.

Etant donné qu'à la suite d'un défaut électrique statorique, il peut s'établir des courants d'amplitude dangereusement élevée dans certaines parties du bobinage statorique de machines électriques, l'autre objectif de nos travaux est de dimensionner des machines électriques à courant de court-circuit d'amplitude suffisamment faible, ce qui réduirait le risque de propagation du défaut.

Dans ce contexte, nos travaux se sont orientés vers la modélisation des machines synchrones à aimants et asynchrones en présence de défauts électriques, et particulièrement un défaut de court-circuit entre spires. D'un autre côté, nous avons abordé le thème de la réduction du courant de court-circuit des machines synchrones à aimants permanents (MSAP), dès la phase de leur conception.

Le mémoire de thèse est structuré en quatre chapitres :

Le **premier chapitre** présente les différents types de défaillances qui peuvent survenir sur les machines électriques. Une étude bibliographique sur les différents types de défauts (électriques, mécaniques,...) pouvant se produire dans les machines électriques est présentée ainsi que les méthodes de surveillance d'apparition de ces défauts. Dans le but de ne pas alourdir les chapitres suivants, quelques démarches de modélisation sont présentées en fin de ce chapitre.

Le **deuxième chapitre** est consacré à la modélisation des MSAP en présence d'un défaut de court-circuit entre spires d'une phase statorique. En effet l'alimentation de ce type de machines est souvent assurée par des onduleurs de tension dont les composants commutent de plus en plus rapidement. De ce fait, le défaut de court-circuit entre spires dans une phase statorique est l'un des défauts qui menace le plus les MSAP notamment ceux utilisés dans les actionneurs de systèmes embarqués.

Nous présentons d'abord une approche de modélisation basée sur l'utilisation de la méthode des éléments finis couplée avec un modèle circuit, effectuant la résolution des équations dynamiques en pas à pas dans le temps. Cette approche qui nécessite un nombre réduit d'hypothèses simplificatrices donne des résultats dont la précision est validée par des essais expérimentaux. Bien que ce modèle soit lourd, il permet d'étudier précisément le comportement des MSAP saines ou en présence de défauts électriques. Il est donc utilisé ensuite pour la validation d'un modèle de type circuits électriques d'une MSAP en défaut de court-circuit entre spires.

Le modèle circuits électriques utilisé tient compte de la sévérité du défaut. La difficulté de l'utilisation de ce modèle réside dans l'identification de ses paramètres avec suffisamment de précision. Deux approches d'identification des paramètres du modèle sont ensuite proposées :

- Par la première approche, basée sur le calcul de champs utilisant des méthodes numériques (éléments finis), les paramètres peuvent être identifiés, pour tout type de MSAP et pour toute configuration de défaut électrique.
  
- En admettant un certain nombre d'hypothèses, justifiées pour un nombre important de MSAP, nous avons proposé une approche analytique efficace. En effet, en analysant le bobinage des MSAP et en prenant en compte leur nombre de paires de pôles, nous proposons des expressions analytiques nouvelles et simples qui permettent d'estimer de manière relativement précise les paramètres du modèle "circuit électrique". Nous montrons qu'en utilisant le modèle "circuit électrique" associé à la méthode analytique proposée, validée à l'aide du modèle "élément finis couplé", on peut étudier assez précisément et rapidement le comportement d'une vaste catégorie de MSAP à rotor lisse.

En dernière partie du 2<sup>ème</sup> chapitre, les modèles de comportement des MSAP sont utilisés pour l'analyse de leur fonctionnement en présence du défaut de court-circuit entre spires d'une phase et à la recherche des signatures pertinentes du défaut considéré.

Dans le **chapitre 3**, nous suivons une démarche similaire à celle adoptée au 2<sup>ème</sup> chapitre pour l'établissement de deux types de modèles pour les machines asynchrones (MAS) en présence d'un défaut de court-circuit entre spires. Nous présentons d'abord la méthode d'éléments finis couplée avec le circuit électrique, permettant de déterminer le comportement des MAS saine ou en défaut. Ensuite, nous établissons un modèle de type circuit électrique pour les MAS en défaut entre spires. Nous montrons que ce modèle, associé à une méthode d'identification de ses paramètres basée sur l'utilisation d'un code de calcul éléments finis, permet de déterminer le comportement des MAS en défaut aussi précisément que le modèle "éléments finis couplé" sous certaines hypothèses. Nous montrons également que les expressions analytiques utilisées dans certains travaux, pour déterminer les paramètres de MAS en défaut, peuvent conduire à des résultats peu précis car elles ne prennent pas en compte la configuration réelle du bobinage de ces machines.

Enfin, les modèles développés sont utilisés pour analyser l'impact du défaut de court-circuit entre spires sur le comportement des MAS et dans l'objectif de rechercher les signatures de ce défaut.

Le **chapitre 4** est consacré à la conception d'une machine synchrone à aimants tolérante aux défauts de court-circuit. Le défaut de circuit ouvert perturbe le fonctionnement de la machine mais le risque de destruction est moindre car les amplitudes de courants de phases saines restent raisonnables comparé à l'amplitude nominale du courant. Par contre, le courant de court-circuit dans les machines à aimants est souvent important et il est impossible d'agir sur le flux rotorique. Pour remédier à ce type de défaut, nous avons étudié la possibilité de réduction du courant de court-circuit par la conception de la machine. La démarche étudiée s'appuie sur la segmentation des aimants permettant de diminuer le flux total des aimants à travers les bobines statoriques. La segmentation doit prendre en compte la structure du bobinage statorique pour que le spectre de l'induction d'entrefer coïncide avec un harmonique donné du bobinage statorique. Nous présentons les aspects théoriques de la méthode que nous appliquons à une MSAP triphasée puis à une MSAP pentaphasée.

# **I . Chapitre 1**

## **Etat de l'art de l'étude des défaillances dans les machines électriques**

## **I.1 Introduction**

L'étude des défauts dans les dispositifs électriques est un domaine qui a pris une place importante depuis que les exigences de fiabilité, de sûreté et de disponibilité sont devenues assez sévères dans les systèmes industriels. En effet, la continuité de service est une qualité importante et incontournable que doit avoir tout système de nos jours pour satisfaire les exigences de l'utilisateur. Les éléments d'un système sont interdépendants si bien qu'une panne dans un élément peut entraîner l'arrêt total du système et ce type de situations a un coût non négligeable dans certaines applications. Nous pouvons imaginer, par exemple, une panne dans le système de propulsion d'un navire de croisière en pleine mer avec quelques milliers de passagers. L'armateur et le concepteur du navire doivent faire en sorte qu'une telle situation ne puisse pas se produire en aucun cas. D'autres situations peuvent être imaginées, telle qu'une panne importante dans les systèmes de navigation d'un avion en plein vol.

L'étude des défauts peut être menée suivant différentes approches selon l'angle sous lequel on se place. Lorsque le système est déjà mis en place, il est plus adéquat de prévoir des outils de surveillance ou de diagnostic permettant de déceler un début de défaillance dans un temps raisonnable pour pouvoir y remédier. Une autre approche consisterait à prévoir et à dimensionner le système pour réduire le taux de pannes à un niveau le plus bas possible soit par la redondance des équipements soit par la conception d'architectures tolérantes aux défauts. Cette approche a été menée au laboratoire à travers l'étude de quelques architectures d'ensembles convertisseur-machine à multi-canaux. L'autre approche consisterait en une modélisation des systèmes, en particulier les machines électriques, en présence d'un défaut afin de prédire le plus fidèlement possible son comportement dès l'apparition d'un défaut. Le but étant de prévoir un arrêt du système si le défaut est dangereux ou alors de modifier les lois de commande intégrant ce défaut si la machine peut fonctionner même en présence de ce défaut. Cette modélisation peut être conduite avec des modèles internes basés sur le calcul de la répartition des champs électromagnétiques dans la machine ainsi que son éventuelle distorsion suite au défaut. Elle peut encore être menée via des modèles externes dont les paramètres sont identifiables par des méthodes bien définies. En pratique et en finalité, il est toujours souhaitable d'avoir un modèle le plus simple et le plus rapide et le plus représentatif possible du système.

Ce chapitre donne en premier lieu, un aperçu des différents défauts dans les machines électriques, leur classification et leurs origines. Nous présentons ensuite, les différentes méthodes de surveillance et de diagnostic les plus fréquemment utilisées. Une partie de ce chapitre est consacrée aux différentes méthodes de modélisation des machines électriques en présence d'un défaut. Nous mettons l'accent ensuite, sur la modélisation locale et présentons quelques démarches de calcul des grandeurs externes qui seront utilisées tout au long de la thèse.

L'application de notre démarche à des cas plus complexes tels que les machines synchrones à aimants permanents ou les machines asynchrones sera traitée plus en détail dans les chapitres suivants.

## **I.2 Les défaillances dans les machines électriques**

On désigne par défaillance dans les machines électriques tout incident donnant lieu à un comportement anormal de la machine et qui peut à court ou long terme provoquer son endommagement. Les défaillances peuvent être d'origines diverses, électriques, mécaniques ou

bien encore magnétiques. Leurs causes sont multiples et peuvent être classées en trois groupes [Odo 85] :

- *les générateurs de pannes ou initiateurs de défauts* : surchauffe du moteur, défaut électrique (court-circuit), survoltage d'alimentation, problème d'isolation électrique, usure des éléments mécaniques (roulements à billes), rupture de fixations, ... .
- *les amplificateurs de défauts* : surcharge fréquente, vibrations mécaniques, environnement humide, échauffement permanent, mauvais graissage, vieillissement, ... .
- *les vices de fabrication et les erreurs humaines* : défauts de fabrication, composants défectueux, protections inadaptées, mauvais dimensionnement de la machine, ... .

### I.2.1 Quelques statistiques

Une étude statistique, effectuée en 1988 par une compagnie d'assurance allemande de systèmes industriels [All 88] sur les pannes des machines asynchrones de moyenne puissance (de 50 kW à 200kW) a montré que 60% des pannes se situent au stator, 22% au rotor et le reste (18% dans les autres régions de la machine telles que les roulements, les borniers,...etc (figure I-1) :

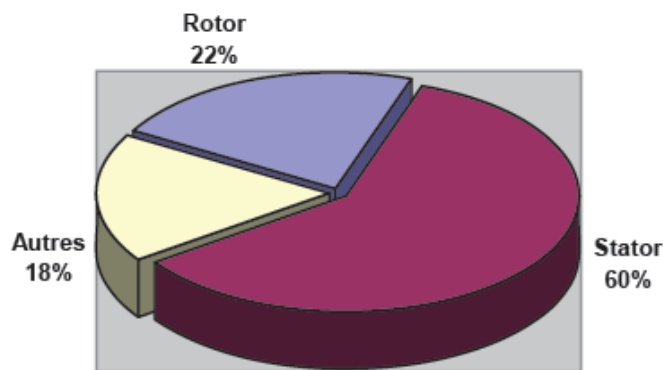


Fig. I- 1 : Proportion des défauts dans les machines asynchrones de moyenne puissance [All 88].

D'autre part, les mêmes études montrent qu'entre 1973 et 1988, les pannes au stator sont passées de 78% à 60% et les pannes au rotor sont passées de 12% à 22%. Ces variations sont dues à l'amélioration des isolants sur cette période. La répartition des pannes dans les différentes parties du moteur est donnée sur la figure suivante :

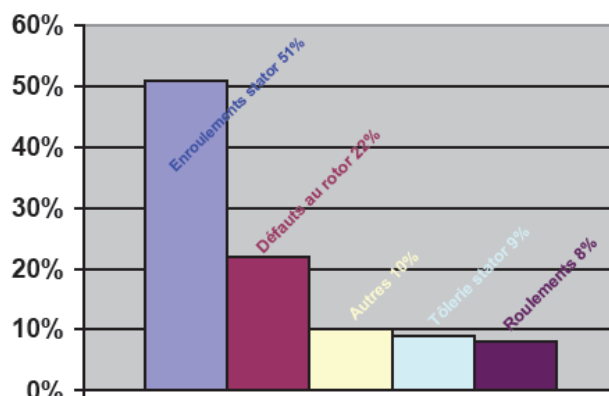


Fig. I- 2 : Répartition des pannes sur les machines de faibles et moyennes puissances [All 88].

Une autre étude statistique [Tho 95] faite sur des machines de grande puissance (de 100 kW à 1 MW) a montré que pour cette gamme de puissance, les pannes les plus fréquentes se situent sur les roulements. Le stator et le rotor sont le siège de 12% et 8% des pannes respectivement (Figure I-3). Les contraintes mécaniques sont plus grandes pour ces types de machines ce qui explique le taux élevé des pannes dues aux roulements. Celles-ci exigent une maintenance mécanique accrue.

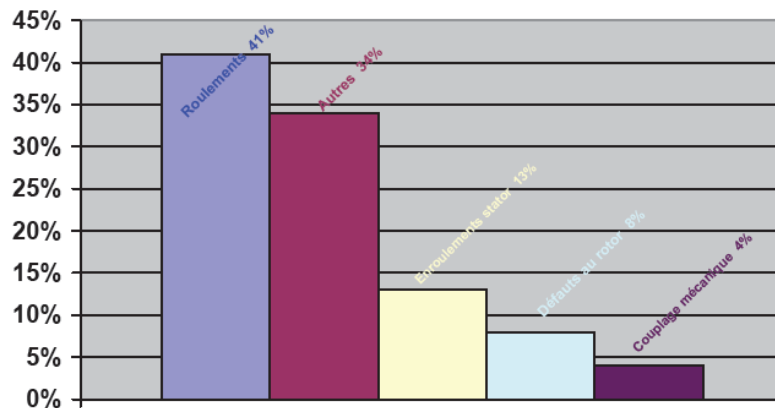


Fig. I- 3 : Répartition des pannes sur les machines de fortes puissances [Tho 95].

De ces exemples, nous constatons que les défauts dans le stator sont plus fréquents dans les machines de moyenne puissance. Evidemment, ces statistiques évoluent avec le type de machines, le type d'alimentation, par exemple l'alimentation par onduleur, l'augmentation de la vitesse, et l'environnement de fonctionnement de la machine qui peut être plus ou moins hostile.

Ceci s'explique « peut être » par le manque de place pour renforcer l'isolation des bobinage d'une part ou alors l'augmentations d'autres types de pannes pour les grandes puissance telle que les roulements comme nous venons de le signaler.

Il est à noter qu'actuellement les machines électriques synchrone ou asynchrone sont souvent alimentées par des onduleurs de tension dont la fréquence de commutation de leurs composants augmente de plus en plus. Les bobinages de ces machines subissent des surtensions et des  $dV/dt$  de niveaux plus élevés, ce qui entraîne le vieillissement prématuré de leur isolant et augmente ainsi le taux d'apparition de défauts électriques dans ces bobinages notamment ceux statoriques.

## I.2.2 Défaillances des roulements mécaniques

Les roulements à billes jouent le rôle d'interface mécanique entre le stator et le rotor. En outre, ils représentent l'élément de maintien de l'axe de la machine permettant d'assurer une bonne rotation du rotor. Dans l'article [Bon 93], l'auteur présente la plupart des défauts survenant dans les roulements des moteurs à induction ainsi que les raisons de leur vieillissement.

Comme il a été présenté précédemment, ce type de défaut est le plus fréquent sur les machines de fortes puissances. Il est généralement lié à l'usure des roulements et plus précisément une dégradation des billes, ou de la bande de roulement. Ses causes possibles sont l'usure due au vieillissement, une température de fonctionnement élevée, la perte de lubrification, l'huile contaminée (par des paillettes métalliques issues de la dégradation des billes ou de la bande de roulement), le défaut de montage, les courants d'arbres [Tho 99, Sal 97, Cab 96].

Ce type de défaut se traduit par des oscillations du couple de charge, une apparition de pertes supplémentaires et un jeu entre la bague interne et la bague externe du roulement entraînant des vibrations par les déplacements du rotor autour de l'axe longitudinal de la machine. Dans le cas le plus défavorable, la présence d'un roulement défectueux peut amener au blocage du rotor.

### **I.2.3 Défaillances au rotor**

Pour le rotor, les défaillances sont essentiellement dues à un problème [Bon 92, Nan 99, Rai 00]:

- thermique (surcharge,...)
- électromagnétique (force en  $B^2(t)$  ...)
- résiduel (déformation,...)
- dynamique (arbre de transmission,...)
- environnemental (agression,...)

Les défauts qui sont les plus récurrents, localisés au niveau du rotor, peuvent être définis comme suit :

- Rupture de barres dans les machines asynchrones
- Rupture d'une portion d'anneau de court-circuit dans les machines asynchrones
- Excentricité statique et dynamique
- Désaimantation (MSAP)

#### **I.2.3.1 Ruptures de barres dans les machines asynchrones**

La cassure ou rupture de barre est un des défauts les plus fréquents au rotor. Elle peut se situer soit au niveau de son encoche soit à l'extrémité qui la relie à l'anneau de court-circuit. La détérioration des barres réduit la valeur moyenne du couple électromagnétique et augmente l'amplitude des oscillations, qui elles-mêmes provoquent des oscillations de la vitesse de rotation, ce qui engendre des vibrations mécaniques et donc, un fonctionnement anormal de la machine. La grande amplitude de ces oscillations accélère la détérioration de la machine [Naï 00, Elk 92]. Ainsi, le couple diminue sensiblement avec le nombre de barres cassées induisant un effet cumulatif de la défaillance. L'effet d'une cassure de barre croît rapidement avec le nombre de barres cassées [Did 07].

#### **I.2.3.2 Ruptures d'anneaux**

La rupture d'une portion de l'anneau de court-circuit dans une machine asynchrone à cage, est un défaut qui apparaît aussi fréquemment que la cassure de barres. Ces ruptures peuvent être dues à des bulles de coulées ou aux dilatations différentielles entre les barres et les anneaux.

Comme il est difficile de le détecter, ce défaut est généralement groupé, voire confondu, avec la rupture de barres dans les études statistiques [Yah 95]. Ces portions d'anneaux de court-circuit véhiculent des courants plus importants que ceux des barres rotoriques. De ce fait, un mauvais dimensionnement des anneaux, une détérioration des conditions de fonctionnement (température, humidité,...) ou une surcharge de couple et donc de courants, peuvent entraîner leur cassure.

La rupture d'une portion d'anneau déséquilibre la répartition des courants dans les barres rotoriques et de ce fait, engendre un effet de modulation d'amplitude sur les courants statoriques similaire à celui provoqué par la cassure de barres [Yah 95], [Ben 98].



### I.2.3.3 Excentricité statique et dynamique

Parfois, la machine électrique peut être soumise à un décentrement du rotor, se traduisant par des oscillations de couple (décalage entre le centre de rotation de l'arbre et le centre du rotor). Ce phénomène est appelé excentricité (statique et dynamique) dont l'origine peut être liée à un positionnement incorrect des paliers lors de l'assemblage, à un défaut roulement (usure), à un défaut de charge, ou à un défaut de fabrication (usinage) [And 08].

Trois cas d'excentricité [Sob 98], [Dev 01] sont généralement distingués :

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

Ce défaut modifie les comportements magnétique et mécanique de la machine. En effet, l'augmentation de l'excentricité dans l'entrefer induit une augmentation des forces électromagnétiques qui agissent directement sur l'armature statorique ainsi que 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. Ceci donne naissance à des niveaux de vibration considérables dans les enroulements [And 08].

### I.2.3.4 Désaimantation

Une des problématiques importantes des actionneurs associé avec les aimants permanents (AP) est la désaimantation des AP. la désaimantation pour les machines à aimants est liée au pertes au rotor et l'échauffement des aimants, accentuée par un niveaux élevé de réaction induit.

Aujourd'hui, la plupart des travaux sur ce sujet concernent le comportement des AP en charge et leur capacité à supporter un champ de réaction magnétique d'induit intense dû à de forts courants. Pourtant, il existe aussi un risque de désaimantation lorsque l'inducteur n'est pas assemblé avec l'induit.

Principalement, on peut distinguer deux situations concrètes. La première concerne le collage des AP de type Nd-Fe-B frittés ou composites (plasto-néodymes). Pour ce dernier type de matériau, l'induction rémanente, et le champ de rigidité limite, décroissent avec la température de fonctionnement de l'AP. Durant la polymérisation de la colle, un passage en étuve peut amener l'inducteur à une température supérieure à 100°C, entraînant une démagnétisation partielle des AP à cause du champ démagnétisant dans l'air. La seconde situation est celle des moteurs à stator réparti en secteurs tels que celui présenté dans. Ce type de moteur présente notamment l'avantage de la modularité, mais, durant une partie de la période de fonctionnement, les AP sont soumis au champ démagnétisant dans l'air. L'utilisation d'AP de type ferrite ou en plasto-ferrite pose alors un problème à basse température, car, pour ce type de matériau, le module du champ coercitif décroît avec la température.

## I.2.4 Défaillances au stator

L'armature statorique, munie de son bobinage est une partie de la machine qui subit beaucoup de contraintes et dont les effets sont plus importants à cause de la complexité de la structure et la fragilité de certaines parties telles que les isolants. Pour le stator, les défaillances sont principalement dues à un problème [Bon 92] :

- **Thermique** : l'isolation est conçue pour avoir une certaine durée de vie à la température nominale. Toutefois, si la température augmente au-dessus de cette température de fonctionnement, la durée de vie raccourcit rapidement (Fig. I-4). Cette augmentation de la température peut être due à une variation de tension ou de déséquilibre, à la répétition des démarrages dans un court laps de temps, à des surcharges, à une mauvaise ventilation ou alors à une haute température ambiante [Bon 92].
- **Electrique** : Une tension supérieure à la valeur nominale ou de hautes valeurs de  $dV/dt$  du à l'ouverture et le fermeture des interrupteurs du convertisseur statique, vont conduire à la dégradation du diélectrique assurant l'isolation des bobines. La présence d'un fort champ électrique interne conduira à des décharges partielles dans les cavités de l'isolant. Il en résulte des spots carbonisés dans l'isolation. Ces spots causent des déformations du champ électrique (augmentation dans la région du défaut) [Bon 92].
- **Mécanique** : les démarrages répétitifs de machine ont pour conséquence d'augmenter la température dans le cuivre (bobinage statorique et cage). Cet effet cyclique provoque des dilatations et contractions répétitives de l'isolant. Cela pourrait entraîner des fissures dans l'isolant qui peuvent se propager et provoquer un début de court-circuit interne. Les efforts mécaniques sur les tôles et les conducteurs ont des composantes alternatives qui provoquent des vibrations de la structure [Bon 92, Kog 97]. Ces vibrations provoquent l'érosion et l'abrasion de l'isolant entraînant leur détérioration. Une modélisation assez fine de ces phénomènes est présentée dans [Jia 98].
- **Environnemental** : La présence d'humidité ou de produits chimiques dans l'air ambiant peut détériorer la qualité de l'isolation et conduire à défaut d'enroulement. Le début de la dégradation entraîne des courants de fuites qui accélèrent la détérioration de l'isolant jusqu'au court-circuit franc. Une autre conséquence est la création de l'ozone et les oxydes d'azote qui peuvent se combiner avec l'humidité pour former de l'acide nitrique, qui détruit l'isolant [Nea 02].

Les défauts qui sont les plus récurrents, localisés au niveau du stator, peuvent être définis comme suit : défaut d'isolant, court-circuit entre spires, court-circuit entre phases, court-circuit entre phase et bâti, déséquilibre d'alimentation, défaut de circuit magnétique.

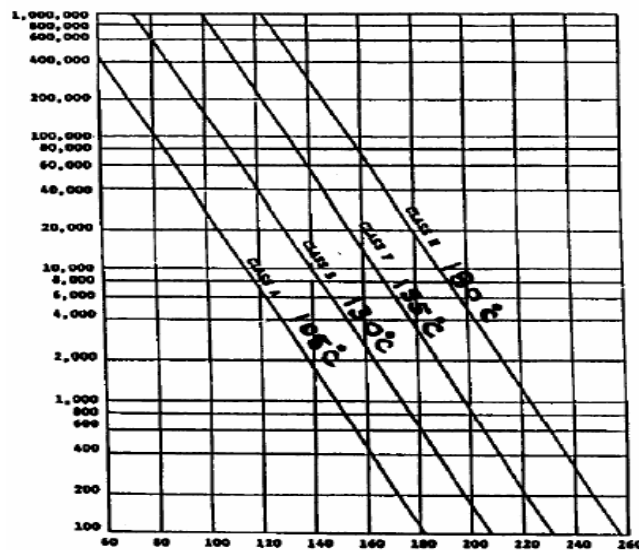


Fig. I- 4 : Durée de vie en fonction de la température de fonctionnement [Bon 92]

#### I.2.4.1 Défauts d'isolant dans un enroulement

La dégradation des isolants dans les enroulements peut provoquer des courts-circuits. En effet, les différentes pertes (Joule, fer, mécanique,...) engendrent une augmentation de la température des différents constituants du moteur. Or les matériaux d'isolation ont une limite de température, de tension et mécanique. Dans ce cas, un court-circuit peut apparaître dans l'enroulement concerné [Bon 92]. Les différentes causes pour ce type de défaut sont :

- dégradation de l'isolant à la fabrication.
- tension de l'enroulement supérieure à la limite du matériau d'isolation.
- courant élevé dans l'enroulement dû à un court-circuit, un défaut du convertisseur, une surcharge.
- vibrations mécaniques.
- vieillissement naturel des isolants. Tous les matériaux isolants ont une durée de vie limitée. Même dans une utilisation normale, l'isolant finit naturellement par se dégrader.
- fonctionnement dans un environnement sévère.

Lorsque le défaut de l'isolant se crée sur une spire, le courant de défaut circule entre le cuivre de cette spire et la tôle du stator (défaut phase - masse). Il peut aussi circuler entre deux spires d'une même phase si l'isolant qui les sépare est détérioré (défaut entre-spires). Dans le cas des bobinages à deux couches, une même encoche peut contenir des conducteurs de deux phases différentes. La détérioration simultanée et dans une même zone, des isolants de ces deux bobines provoque un contact électrique entre deux spires de deux phases différentes (défaut phase-phase). Ce type de défaut peut aussi exister dans les bobinages à une couche au niveau des têtes de bobines où les conducteurs de deux phases différentes peuvent entrer en contact. La topologie du circuit électrique est ainsi influencée par ces défauts.

#### I.2.4.2 Court-circuit entre spires

Un court-circuit entre spires de la même phase est un défaut assez fréquent. Ce défaut 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 dans le cas des machines asynchrones [Bon 92, Xia 00]. 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<sup>ème</sup> court-circuit). Par contre, le couple électromagnétique moyen délivré par la machine reste sensiblement identique hormis une augmentation des oscillations de couple liées au déséquilibre des courants de phases engendré par le défaut [Jok 00].

### **I.2.4.3 Court-circuit entre phases**

Ce type de défaillance peut arriver en tout point du bobinage, cependant les répercussions ne seront pas les mêmes selon la localisation. Cette caractéristique rend difficile une analyse de l'incidence de ce défaut sur le système.

L'apparition d'un court-circuit proche de l'alimentation entre phases, induirait des courants très élevés qui conduiraient à la fusion des conducteurs d'alimentation et/ou à la disjonction par les protections. D'autre part, un court-circuit proche du neutre entre deux phases a de moins graves conséquences ; il engendre un déséquilibre des courants de phases avec un risque moindre de la fusion des conducteurs.

Les courants statoriques sont totalement déséquilibrés et ce déséquilibre dépend de la localisation du défaut. Dans le cas des machines asynchrones, les courants dans les barres ainsi que dans les anneaux sont augmentés lors de l'apparition de ce type de défaut. La détection de ce type de défaut peut reposer sur le déséquilibre des courants de phases [Tho 06].

## **I.3 Surveillance des machines électriques**

### **I.3.1 Des grandeurs mesurables et des signaux de défaut**

A ce jour, c'est l'analyse des grandeurs mesurables et les signaux de défaut qui est la démarche la plus souvent utilisée pour le diagnostic de défauts sur les machines électriques. La figure I-5 montre une représentation des mesures sur une machine électrique. Les grandeurs et signaux de défauts les plus fréquemment utilisés sont :

- les courants statoriques ;
- le flux rayonnant de dispersion ;
- la tension d'alimentation ;
- la tension de neutre ;
- le couple électromagnétique ;
- la vitesse de rotation ;
- la puissance instantanée ;
- les courants dans le repère de Park  $i_\alpha, i_\beta$  ;
- la vibration mécanique.

Ces signaux donnent des informations qui peuvent être ou non redondantes. Cependant, l'équipement nécessaire pour l'acquisition des signaux reste encore coûteux. Le traitement des informations mesurées est un travail d'identification de la panne à travers sa signature [Raz 06].

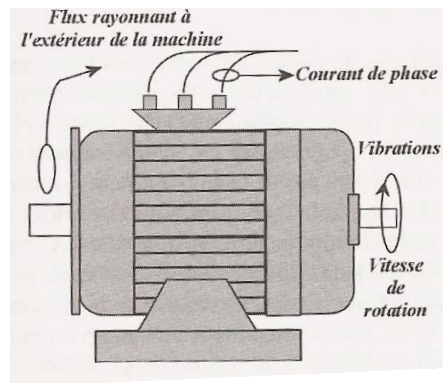


Fig. I- 5 : Représentation de quelques grandeurs mesurable sur une machine électrique [Raz 06].

### I.3.2 Approche signal

Le principe des méthodes d'analyse de signal repose sur l'existence de caractéristiques fréquentielles propres au fonctionnement sain ou défaillant du procédé. La première étape dans cette approche concerne la modélisation des signaux en les caractérisant dans le domaine fréquentiel, en déterminant leur contenu spectral, leur variance, etc [Kli 88, Tal 07, Cas 05].

L'apparition d'un défaut étant à l'origine de nombreux phénomènes tels que le bruit, l'échauffement, les vibrations, etc. Ces symptômes sont la manifestation flagrante d'une modification des caractéristiques temporelles et fréquentielles des grandeurs électriques et mécaniques. Dans la littérature, sont présentées plusieurs techniques de détection de défauts par traitement du signal [Fil 94, Vas 94, Mal 99, Bel 00, Rai 00]. Le traitement du signal est utilisé depuis de nombreuses années pour détecter des défaillances dans les machines électriques, essentiellement les défauts rotoriques [Kli 88, Vas 94, Man 96, Did 07]. Le défaut étant traduit par l'apparition de fréquences directement liées à la vitesse de rotation, ces méthodes se trouvent bien adaptées à la détection de défauts. Exigeant uniquement un capteur de courant ou/et un capteur de vitesse, l'analyse spectrale est de loin la méthode de diagnostic la plus économique et la plus rapide, d'où son succès auprès des industriels. Cependant, cette méthode se prête uniquement au diagnostic à vitesse constante et principalement sur des machines alimentées par le réseau à fréquence constante.

Avec le développement des applications à vitesse variable, ces méthodes se trouvent inexploitable, principalement à cause de la non stationnarité des signaux et de l'effet de la modulation de largeur d'impulsion (MLI) qui parasite le traitement fréquentiel des données, rendant ainsi difficile la détection des fréquences de défaut.

#### I.3.2.1 Analyse spectrale

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

La surveillance par analyse spectrale de la machine asynchrone consiste donc à effectuer une transformée de Fourier des grandeurs affectées par le défaut, et à visualiser les fréquences parasites constituant la signature d'un défaut dans la machine. Les grandeurs choisies sont soit électriques (plus particulièrement les courants de ligne) [Rai 00, Bel 00], soit mécaniques (vibration, couple électromagnétique) [Bag 97, Mal 99, Tal 07]. Cette technique permet une surveillance rapide et peu onéreuse car elle exige un simple capteur de courant ou de vibration.

### **I.3.2.2 Démodulation synchrone**

Le principe de cette méthode consiste à extraire la valeur de la composante de la raie associée au défaut dont la pulsation est bien connue. En pratique, cette technique consiste à multiplier le signal modulé par un signal auxiliaire de même fréquence que la composante à rechercher. Un filtrage passe-bas permet alors de ne conserver que la composante continue de chaque signal. La composante continue obtenue en sortie est proportionnelle à l'amplitude de la composante harmonique du signal de la fréquence surveillée [Rai 00, Abe 02]. Lorsque la fréquence de défaut est parfaitement connue, la démodulation synchrone conduit à de meilleurs résultats. Par contre, il est important de noter qu'une incertitude sur cette fréquence peut conduire à la non détection du défaut ou à d'éventuelles fausses alertes. Comme les défauts de la machine électrique sont généralement liés à la vitesse de rotation, cette méthode s'appuie sur la mesure de la vitesse de rotation. Dans le cas des entraînements à vitesse variable, cette technique s'avère inadaptée au diagnostic de la machine électrique ou alors elle nécessite une adaptation de la fréquence recherchée à la vitesse mesurée.

### **I.3.3 Approche modèle**

Ces méthodes reposent sur l'utilisation de modèles du processus à surveiller incluant ou non l'influence des défauts et des perturbations sur l'état et la sortie [Cru 01, Aki 08, Hou 02, Bel 00, Jun 06, Sal 97, Tal 02, Lee 03]. La sortie du modèle est comparée aux données accessibles pour former un résidu exploité pour alimenter un mécanisme dédié à la détection des défauts [Rag 90, Tal 07]. Selon ce mécanisme de diagnostic, on distingue :

- la surveillance par les observateurs,
- la surveillance par redondance analytique (espace de parité),
- la surveillance par estimation paramétrique.

Le principe général du diagnostic à base de modèles analytiques appliqué à la machine asynchrone est illustré à la figure I-6.

Les observateurs sont généralement utilisés dans la synthèse des lois de commande des machines électriques [Leo 85]. Ils sont sensés fonctionner dans le contexte d'un système sans défaut : ils sont donc choisis et calculés en fonction de critères de stabilité et de performance. Un défaut se traduisant par la rupture des hypothèses d'équilibre du modèle, peut se révéler dans la rupture des grandeurs observées par rapport aux grandeurs mesurées. La comparaison de la sortie réelle avec la sortie observée peut donc fournir des informations exploitables pour la détection et la localisation des défauts [Ise 97]. On utilise généralement les observateurs de Luenberger, les observateurs à entrées inconnues ou les observateurs à grand gain [Rog 97, Hen 99, Rai 00].

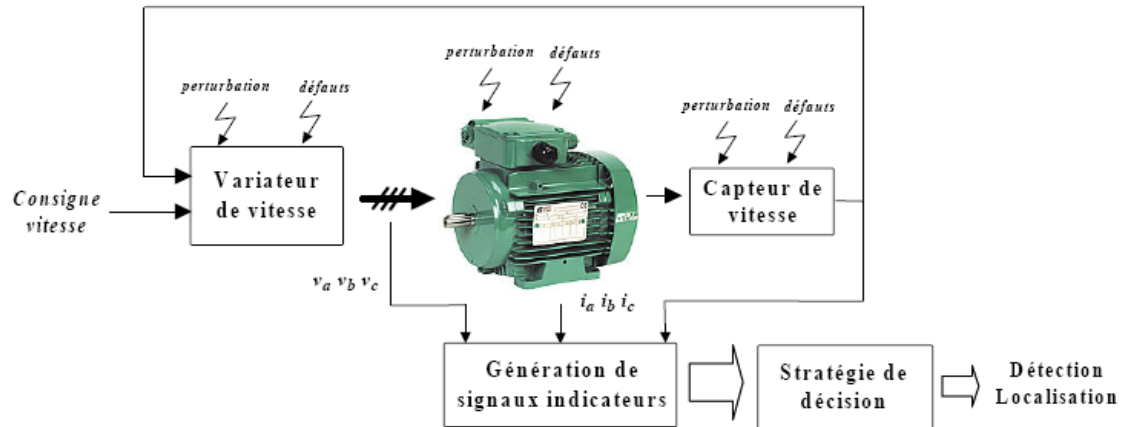


Fig. I- 6 : Principe général du diagnostic à base de modèles analytiques [Bac 02].

Comme pour les observateurs, la redondance analytique et la projection dans l'espace de parité sont basées sur l'exploitation des résidus issus du modèle de bon fonctionnement. La philosophie de cette approche est d'exploiter la redondance analytique existant dans les équations d'état lorsque celles-ci sont écrites sur un horizon d'observation. Le vecteur de résidus est alors généré en projetant les mesures observées sur cet horizon dans un espace appelé espace de parité [Cho 84, Coc 92, Tal 07].

Pour les deux approches précédentes, la stratégie de diagnostic revient à créer un registre de signatures de défauts afin de les discriminer, c'est pourquoi elles sont plus dédiées aux pannes de capteurs et d'actionneurs qu'aux défauts structurels.

En ce qui concerne la détection et la localisation des défaillances par estimation paramétrique, elle consiste à identifier les paramètres physiques contenus dans le modèle de connaissance du système, ou structurels lorsque les grandeurs physiques ne sont pas accessibles. Ce modèle mathématique doit, contrairement au cas précédent, pouvoir caractériser les fonctionnements sains et en présence de défaut.

Un défaut étant à l'origine d'une variation paramétrique, l'estimation des paramètres du modèle permet d'indiquer la présence d'un déséquilibre dans la machine [Mor 99, Sch 99, Bac 06]. Quant aux algorithmes d'identification paramétrique, ils doivent respecter deux contraintes très restrictives et fortement corrélées [Ric 71, Tri 88] :

- une excitation persistante très riche, difficilement compatible avec un procédé en fonctionnement,
- un nombre limité de paramètres à estimer.

Tout au long de cette thèse, nous allons adopter l'approche modèle plutôt que l'approche signal permettant ainsi de décrire localement un phénomène anormal tel qu'un court-circuit entre spires. L'étape suivante consiste naturellement à prédire l'impact de ce phénomène local sur le comportement global de la machine et particulièrement sur les grandeurs mesurables telles que les courants de ligne. Les deux approches sont donc complémentaires et nécessaires pour permettre une bonne connaissance des défauts et une surveillance efficace des systèmes électriques.

## I.4 Défaut court-circuit entre-spires au stator

### I.4.1 Définitions

Comme il est introduit dans la section précédente, un des défauts les plus communs dans les machines électriques est le défaut entre spires dans le bobinage du stator [Kli 96, Bon 02]. Dans cette thèse, nous nous intéressons à la modélisation et l'étude de défauts entre spires de l'enroulement statorique afin de pouvoir diagnostiquer ce défaut. Un défaut entre spires indique dégradation de l'isolant entre deux spires d'un enroulement d'une même phase du stator. Le défaut d'isolation est modélisé par une résistance connectant deux points de la bobine, sa valeur dépend de la gravité du défaut. Le bobinage du stator de la machine avec défaut entre spires est représenté dans la figure I-7. Dans cette figure, le défaut est survenu sur l'enroulement de la phase  $as$  ; la résistance  $r_f$  représente la résistance de défaut. Les parties  $as_2$  et  $as_1$  représentent les parties saine et défectueuse de l'enroulement de phase  $as$  respectivement. Lorsque la résistance de défaut ( $r_f$ ) diminue vers zéro, le défaut entre spires évolue vers un défaut de court-circuit entre spires « franc ». L'évolution de la résistance de défaut ( $r_f$ ) entre une très grande valeur ( $r_f = \infty$ ) et court-circuit franc (complet) ( $r_f = 0$ ) peut être très rapide dans la plupart des matériaux isolants. Dans [Ger 04], il est montré que le temps moyen pour atteindre la rupture de l'isolation est de l'ordre de 1 à 2 seconds.

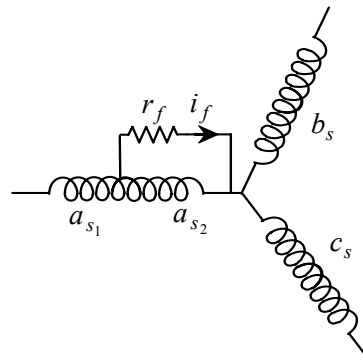


Fig. I- 7 : Modèle général d'un court-circuit entre spires dans une phase.

### I.4.2 Influence d'un court-circuit sur les courants de ligne

Un défaut entre spires dans le bobinage du stator de machines électriques provoque un courant de circulation dans les spires en défaut dont l'amplitude peut être très importante. Si le défaut reste non détecté, il se propage et peut aboutir à défauts de spire-spire ou alors spire-masse. L'augmentation de la chaleur due au court-circuit peut également conduire à la dégradation totale de l'enroulement du stator.

En effet, le courant circulant dans les spires en court-circuit est plusieurs fois plus important que le courant nominal. L'augmentation de la température qui s'en suit entraîne la destruction en cascade des isolants et par effet cumulatif, la destruction complète de la machine.

La figure (I-8) montre la montée en courant dans les phases abc du stator suite à un court-circuit de 58 spires de 464 spires sur la phase as d'une machine de 1.1 kW à vide et alimentée



directement par le réseau. On remarque que le courant de la phase en défaut atteint 3 fois le courant nominal de la machine [Bac 02]. Notons que même si le défaut concerne uniquement la première phase (phase  $a$ ) statorique, toutes les phases sont affectées par le court-circuit.

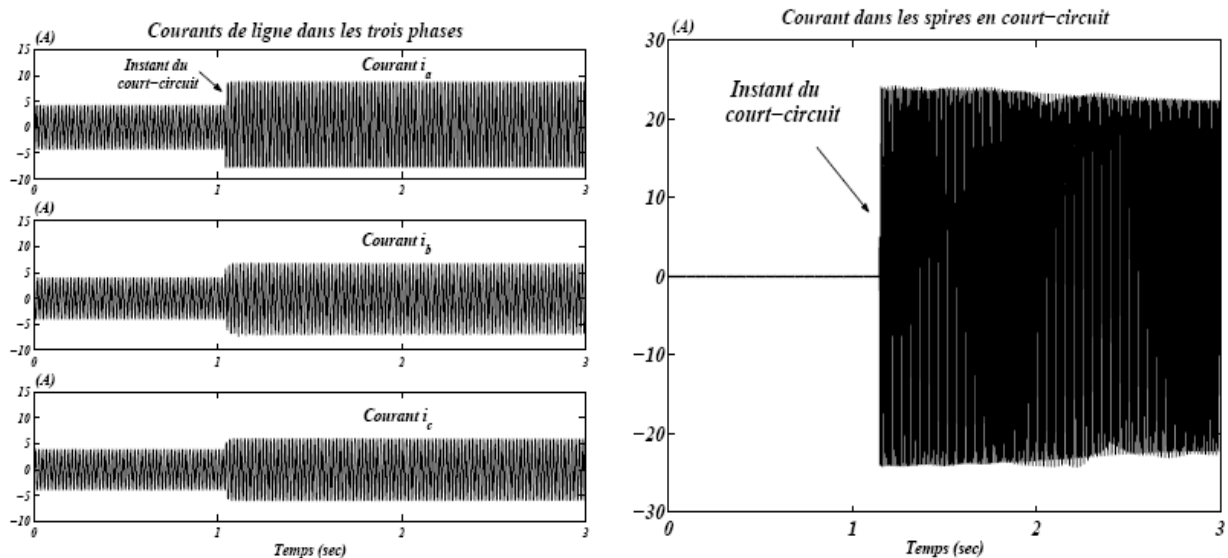


Fig. I- 8 : Evolution des courants lors d'un court-circuit de 58 spires sur 464 spires dans la phase  $as$  [Bac 02].

Dans des cas bien plus grave, l'observation des spires en court-circuit révèle un courant d'environ 10 fois le courant nominal de la machine. Les fils en cuivre n'étant pas dimensionnés pour cette amplitude, il est évident que l'effet du court-circuit est destructeur en quelques secondes. La détection de défaut entre spires dès son apparition est donc indispensable pour éviter de court-circuit complet. Cela nous permet de réduire les temps d'arrêt et maintenance [Bac 02].

D'une façon générale, à la suite d'un court-circuit, apparaissent des vibrations et des oscillations de couple synonymes de présence de nouvelles composantes dans le couple électromagnétique, et par conséquent dans les courants statoriques. En effet, un court circuit de spires est à l'origine d'un nouveau bobinage monophasé au stator traversé par un fort courant, il en résulte un champ magnétique additionnel dans la machine de fréquences  $\pm f_s$  (où  $f_s$  est la fréquence de synchronisme) [Mor 99b, Sch 99]. Ces nouvelles composantes entraînent des harmoniques de fréquences  $k.f_s$  dans les courants absorbés par la machine.

## I.5 Modélisation des défauts

La modélisation et l'identification des paramètres de la machine électrique avec défaut entre spires du bobinage stator sont des étapes importantes pour la détection de ce type de défaut et son diagnostic. Les modèles doivent présenter un compromis entre simplicité et précision. L'utilisation des modèles externes simplifiés de défaut peut s'avérer limitée, car il est difficile, même théoriquement, d'inclure toutes les imperfections qui existent dans la machine en présence d'un défaut. Toutefois, les modèles sont nécessaires pour étudier le comportement des différentes variables de la machine et d'en déduire des signatures caractéristiques d'un défaut quelconque. L'étude du comportement des machines électriques avec défaut grâce à ces modèles permet la prédiction des grandeurs externes qui peuvent être mesurées et exploité par des techniques de

diagnostic [Ser 01, Tol 01, Lee 03, Bac 06, Hou 02, Mah 09].

En ce qui concerne les modèles physiques, ce sont les lois régissant l'électromagnétisme qui sont utilisées pour décrire l'évolution des variables internes le fonctionnement de la machine électrique. Ces modèles sont divers et peuvent varier en complexité et/ou en précision selon la méthode de modélisation utilisée [Cas 05]. Nous citons les trois grandes familles de modèles pouvant être adaptés aux dispositifs électromagnétiques en général, et aux machines électriques en présence de défaut en particulier ; à savoir :

- Les modèles internes basés sur la résolution, analytique ou numérique, des équations de diffusion du champ électromagnétique;
- Les modèles de circuits magnétiques utilisant les réseaux de perméance;
- Les modèles de circuits électriques.

Nous introduisons alors une description rapide de ces différents types de modélisation pour permettre une compréhension adéquate des problèmes propres à chacun d'entre eux. Nous détaillerons ensuite la démarche utilisée pour la modélisation interne des machines en présence de défauts. Ces trois types de modèles peuvent être traités avec différentes approches qu'elles soient spatiales, temporelle ou fréquentielles. En général, les modèles internes sont mis en œuvre par des méthodes numériques de résolution des équations aux dérivées partielles telle que la méthode des éléments finis. Les modèles de circuits magnétiques ou circuits électriques sont plutôt mis en œuvre avec des méthodes de résolution d'équation différentielles ordinaires. Nous présentons un bref rappel des trois types de méthodes souvent utilisées dans ces cas :

### **I.5.1 Méthode des éléments finis**

La modélisation des dispositifs électromagnétiques basée sur le calcul de la répartition du champ est la méthode dite « locale » de représentation des phénomènes. Elle peut être mise en œuvre avec un calcul analytique ou alors en utilisant les méthodes numériques bien développées de nos jours. La méthode des éléments finis (FEM) est la méthode la plus adéquate et la plus répandue pour le calcul de champs magnétiques statiques ou quasi-statiques ; elle permet de décrire fidèlement des géométries complexes et de tenir compte des non linéarités des propriétés physiques telle que la loi  $b(h)$  dans les matériaux magnétiques [Bia 05a, Moh 85].

La modélisation des machines électriques a connu un développement remarquable ces dernières décennies grâce l'utilisation de la méthode des éléments finis. En effet, beaucoup de laboratoires et chercheurs se sont penchés sur différents aspects pour aboutir actuellement à des outils de calculs permettant de tenir compte de plusieurs phénomènes physiques jusque là négligés ou approchés par des modèles externes.

La méthode d'éléments finis est capable d'examiner l'effet de saturation et les effets d'harmoniques de l'espace [Wat 99] et donne beaucoup d'informations précises sur le comportement des machines électriques mais elle requiert un temps de calcul important. Aujourd'hui, on peut effectuer les analyses en régimes transitoires pas à pas dans le temps de la machine électrique grâce à la disponibilité des ordinateurs puissants. Cette méthode a permis un apport significatif en termes d'identification des paramètres des modèles circuit alliant ainsi la rapidité des modèles circuits et la précision des modèles champ. L'utilisation de cette méthode pour la modélisation des défauts dans les machines électriques est une étape importante qu'ont franchi un certain nombre de chercheurs [Dai 05, Moh 07, Jia 09, Wat 99, Vas 09a]. Lorsqu'un

défaut se produit dans la machine électrique, la répartition des courants dans les encoches et la distribution du champ sont plus ou moins modifiées en fonction de la gravité du défaut. La méthode d'éléments finis peut être utilisée pour le calcul de champs et l'identification précise des paramètres de la machine en présence de défaut.

L'avantage qu'apporte une méthode basée sur le calcul de champ réside dans le fait qu'elle décrit les phénomènes localement, en particulier un défaut, elle en donne ensuite une représentation globale vu du circuit électrique équivalent. Actuellement, on peut disposer d'un outil complet permettant la simulation d'une machine électrique en présence d'un défaut de court-circuit et connectée à son alimentation. C'est ce que nous allons présenter en détail dans les chapitres suivants. Cependant, l'utilisation de tels outils nécessite un temps de calcul long et une modélisation pour chaque configuration de défaut. Bien que cette approche de modélisation décrit précisément le comportement des variables internes et externes de la machine, elle ne peut pas être adéquate pour le diagnostic des machines électriques.

La méthode d'éléments finis a été utilisée pour l'identification des paramètres des modèles circuits équivalents de machines électriques avec défaut. On peut citer [Dai 05, Moh 07, Vas 09a, Vas 09b] pour le cas des machines synchrones à aimants permanents, [Fai 07, Wat 99] pour le cas des machines asynchrones et [Saw 99] pour les machines à réluctance variable.

### **I.5.2 Méthode des réseaux de perméance**

La méthode des réseaux de perméance est basée sur la décomposition du circuit magnétique de la machine électrique en tubes de flux élémentaires. Chaque tube ainsi obtenu, est caractérisé par sa perméance suivant qu'il se trouve dans le fer ou dans l'air. A partir de cette décomposition, on construit un réseau dit de perméance [Del 95]. Cette approche permet de prendre en compte les caractéristiques du fer utilisé pour la construction de la machine. En effet, le calcul des différentes perméances ne peut se faire qu'en fixant une valeur précise pour la perméabilité relative du fer  $\mu_r$ . Le mouvement de rotation de la machine est pris en compte par l'intermédiaire de perméance d'entrefer qui varie en fonction de la position du rotor de la machine [Mah 09, Ram 06].

### **I.5.3 Méthode des circuits électriques**

Tout circuit magnétique, qu'il soit statique (transformateur) ou dynamique (machine tournante) peut être modélisé par un circuit électrique équivalent. Ce circuit fait intervenir des résistances, des inductances et des mutuelles dont les valeurs peuvent être déterminées de différentes manières. Dans les modèles circuits, la première étape consiste à représenter le dispositif par autant de circuits couplés qu'il en existe physiquement.

Dans le cas des machines triphasées, on parle souvent des grandeurs dans le repère  $(abc)$  pour désigner les trois phases. Il est plus intéressant parfois d'effectuer des transformations pour réduire le nombre de variables d'état à un nombre minimal. La transformation de Concordia ou celle de Clark étant les plus utilisées. En effet, chaque grandeur triphasée (tension, courant ou flux) peut être représentée par un vecteur dans  $\mathbb{R}^3$  (Fig. I- 9), repéré dans le référentiel  $(abc)$ . Etant donnée que dans la plupart des machines triphasées les courants de phases sont à somme nulle, le vecteur courant se trouve dans un plan passant par l'origine (plan  $\alpha$ - $\beta$  sur la figure I- 10) et perpendiculaire à un axe appelé l'axe homopolaire. La composante homopolaire du courant est

alors nulle. Les composantes homopolaires des autres grandeurs triphasées (tension, fém, flux) ne participent donc pas à la conversion électromécanique d'énergie. Il suffit donc de ne considérer que les composantes  $\alpha$ - $\beta$  de ces grandeurs et réduire ainsi l'ordre du système. La transformation de Concordia ( $T_{33}$ ) permet la détermination des composantes  $h$ - $\alpha$ - $\beta$  :

$$\begin{bmatrix} G_h \\ G_\alpha \\ G_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} G_a \\ G_b \\ G_c \end{bmatrix} = T_{33}^t \begin{bmatrix} G_a \\ G_b \\ G_c \end{bmatrix} \quad (\text{I-1})$$

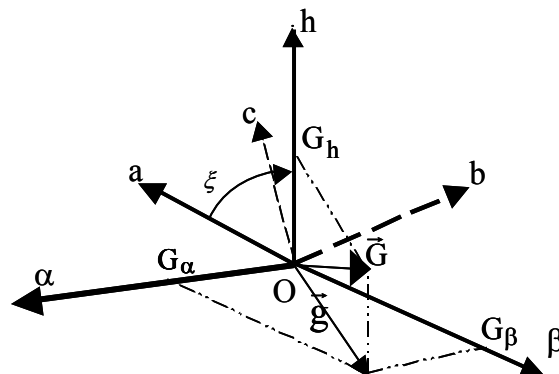


Fig. I- 9 : Représentation des référentiels  $a$ - $b$ - $c$  et  $h$ - $\alpha$ - $\beta$ .

Même si les modèles  $\alpha$ - $\beta$  des machines à rotor lisse saines sont relativement simples, les variables statoriques (tension, courant, flux totaux et les  $fém$ ) sont des grandeurs alternatives et l'expression du couple est une fonction non-linéaire de la position rotorique. Le plan perpendiculaire à l'axe homopolaire peut être repéré par des axes  $d$  et  $q$  tournant de telle sorte que les composantes  $d$ - $q$  des grandeurs triphasées soient des variables continues. Dans le référentiel  $h$ - $d$ - $q$ , où l'axe  $d$  est décalé d'un angle électrique  $\theta$  par rapport à l'axe  $\alpha$  (Fig. I- 11), en utilisant les composantes  $h$ - $d$ - $q$  des variables statoriques (courant, tension flux totaux et  $fém$ ), à l'aide de la transformation Park  $P(\theta)$ , on obtient le modèle  $d$ - $q$  (Park) des machines électriques [Mar 02, Sem 04, Lou 04] :

$$\begin{bmatrix} G_d \\ G_q \end{bmatrix} P(-\theta) = \begin{bmatrix} G_\alpha \\ G_\beta \end{bmatrix} \quad (\text{I-2})$$

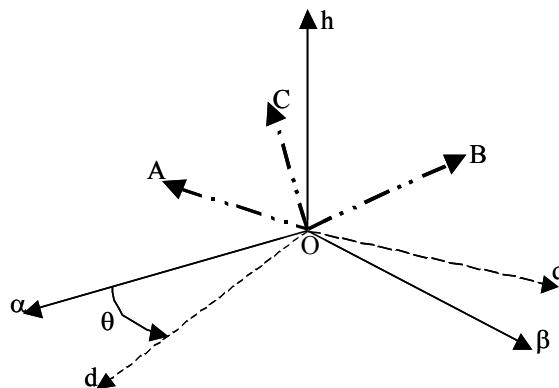


Fig. I- 11 : Représentation des référentiels  $a$ - $b$ - $c$ ,  $h$ - $\alpha$ - $\beta$  et  $h$ - $d$ - $q$

Ces méthodes sont largement appliquées pour la modélisation et l'étude des machines électriques symétrique ou asymétrique [Tal 02, Ark 05, Lee 03, Kal 03, Far 08, Cas 97, Bac 06]. Dans (Tal 02, Ark 05) un modèle transitoire pour une machine électrique en présence d'un défaut de court-circuit entre spires est présenté. Les équations de la machine avec défaut sont décrites dans le repère triphasé ( $abc$ ) ; elles sont ensuite projetées dans le repère de Park ( $hdq$ ) en prenant en compte la nature du défaut.

Dans le cas des défauts entre spires au stator des machines électriques, la partie du bobinage correspondant au défaut est parcourue par un courant dont la valeur dépend de la sévérité de défaut. Le nombre des variables d'état du système ainsi que l'ordre du système sont alors augmentés. On peut donc ajouter une ligne correspondant au circuit du défaut dans la matrice de transformation de Concordia pour faciliter la modélisation :

$$\begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \\ x_f \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & \frac{-1}{2} & \frac{-1}{2} & 0 \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{-\sqrt{3}}{2} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \sqrt{\frac{3}{2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \\ x_f \end{bmatrix} \quad (\text{I-3})$$

Comme nous le verrons aux chapitres 2 et 3, cette transformation ne modifie pas la composante  $x_f$  de chaque grandeur de la machine en défaut ; elle agit uniquement sur ses composantes  $abc$ . En présence d'un défaut, le modèle de la machine électrique en défaut comprend en plus des termes dynamiques conventionnels, d'autres termes liés au défaut. Les paramètres de ce modèle doivent permettre la détection et la localisation du défaut.

Les modèles circuits électriques sont rapides et prennent très peu de temps de calcul. Par contre, il est nécessaire de vérifier que les phénomènes physiques sont correctement représentés par ces modèles circuits électriques et de s'assurer de la pertinence des méthodes d'identification de leurs paramètres. Ces modèles circuits électriques nécessitent une bonne représentativité des phénomènes physiques par un circuit électrique simplifié et une bonne identification des paramètres de ce circuit équivalent avec une méthode quelconque.

Les inductances propres et mutuelles sont des paramètres importants de la machine ; elles prennent une place importante dans cette méthode de modélisation car elles contiennent la signature des différents phénomènes pouvant apparaître dans la machine. Une modélisation précise de ces inductances mènera à un apport d'informations supplémentaires sur les signaux tels que le courant statorique. Cette approche offre un bon compromis en termes de précision du modèle et de temps de calcul.

Dans les travaux relatifs à la modélisation des machines électriques en présence de défauts, un nombre important de travaux existe qui sont basés sur l'établissement de modèles de type circuit électrique dont les paramètres sont identifiés de différentes méthodes. Certains auteurs identifient ces paramètres par la méthode de calcul des inductances basée sur l'utilisation d'un modèle magnétique à bases de perméances du circuit magnétique de la machine [Cas 03, Far 07]. Ces modèles qui peuvent donner de très bons résultats sont souvent plus complexes que les modèles dont les paramètres sont déduits de ceux de la machine saine.

Les inductances de modèle peuvent être calculées soit en utilisant les fonctions de bobinage en sachant que cela impose une connaissance précise de la forme du bobinage de la machine [Nan 97, Hou 03, Dev 02], soit en utilisant une décomposition en séries de Fourier de l'induction d'entrefer de la machine [Did 04, Did 07]. En effet, le calcul de ces inductances par une décomposition en séries de Fourier ne nécessite pas de connaissance précise du bobinage de la

machine car les termes relatifs à l'étalement, au raccourcissement, à l'inclinaison du bobinage sont intégrés au calcul des inductances à travers des coefficients spécifiques.

## I.6 Modélisation interne des machines électriques par les méthodes d'éléments finis

Comme nous venons de le dire (§ I.5.1), les modèles internes sont basés sur le calcul de la répartition locale du champ électromagnétique dans la machine. Ce calcul se fait numériquement en utilisant la méthode des éléments finis. Nous allons tout d'abord rappeler les phénomènes physiques de base liés à la diffusion du champ électromagnétique ; puis nous décrirons les méthodes utilisées pour déterminer différentes grandeurs externes.

Nous rappelons les équations fondamentales de l'électromagnétisme, afin de présenter les différentes hypothèses classiquement faites pour la modélisation des machines électriques.

### I.6.1 Equations de Maxwell

#### I.6.1.1 Problèmes statiques :

Dans les problèmes statiques, les grandeurs sont indépendantes du temps si bien que les quatre équations de Maxwell décrivant les champs électrique et magnétique sont découplées deux à deux. Nous nous intéressons particulièrement aux deux équations de la magnétostatique :

$$\begin{aligned}\nabla \times H &= J \\ \nabla \cdot B &= 0\end{aligned}\tag{I-4}$$

où  $H$  ( $A/m$ ) est le champ magnétique  $B$  (*Tesla*) est l'induction magnétique et  $J$  ( $A/m^2$ ) est la densité locale du courant électrique.

La relation entre le champ et l'induction magnétiques dépend de la propriété magnétique du milieu représentée par la perméabilité magnétique  $\mu$  ( $H/m$ ) :

$$B = \mu(|B|) H\tag{I-5}$$

Cette relation peut être linéaire pour l'air, les métaux et les isolants ; elle est fortement non linéaire pour les matériaux ferromagnétiques utilisés dans les machines électriques.

L'induction magnétique dérive d'un potentiel vecteur magnétique  $A$  ( $T \times m$ ) sous la forme :

$$B = \nabla \times A\tag{I-6}$$

L'introduction de ce potentiel permet de combiner les deux équations de la magnétostatique en une seule équation de la forme :

$$\nabla \times \left( \frac{1}{\mu} \nabla \times A \right) = J\tag{I-7}$$

La plus grande majorité des machines électriques sont à symétrie cylindrique, si bien que le champ est contenu dans un plan  $(x,y)$  et les courants sont dans la direction orthogonale  $(z)$  à ce

plan. Les problèmes sont donc bidimensionnels et le potentiel vecteur est dans la direction axiale. Nous avons alors, pour un milieu homogène :

$$\frac{\partial^2 A_z}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 A_z}{\partial y^2} = -\mu J_z \quad (\text{I-8})$$

La connaissance de la répartition du potentiel vecteur permet de déterminer le champ et l'induction magnétiques.

### I.6.1.2 Problèmes dynamiques :

Dans le cas où les grandeurs électromagnétiques sont lentement variables dans le temps, le couplage électromagnétique existe au sens des états quasi-stationnaires ; il est modélisé par l'équation de Maxwell-Faraday:

$$\nabla \times E = -\frac{\partial B}{\partial t} \quad (\text{I-9})$$

où  $E(V/m)$  est le champ électrique.

Dans ces conditions, le potentiel vecteur vérifie l'équation suivante :

$$\nabla \times \left( \frac{1}{\mu} \nabla \times A \right) = J + \sigma [\partial_t A + \nabla \bullet V] \quad (\text{I-10})$$

où  $\sigma(\Omega^{-1}m^{-1})$  est la conductivité électrique reliant la densité de courant au champ électrique.  $V$  est le potentiel électrique imposé par une source extérieure.

Dans le cas où les grandeurs sont à variation sinusoïdale dans le temps à la pulsation  $\omega$ , on introduit la représentation complexe de toutes les grandeurs électromagnétiques. Par exemple, le potentiel vecteur peut s'écrire sous la forme :

$$a(t) = \sqrt{2}A \cos(\omega t + \alpha) = \sqrt{2} \text{Re} \left[ \bar{A} e^{j\omega t} \right] \quad (\text{I-11})$$

où  $a(t)$  est la valeur instantanée du potentiel vecteur et  $\bar{A}$  sa représentation complexe.

Pour un milieu homogène non soumis à une source extérieure, ce qui est généralement le cas dans la cage des machines asynchrones, nous avons :

$$\nabla^2 \bar{A} = j\omega\sigma\mu \bar{A} - \mu \bar{J}_s \quad (\text{I-12})$$

Cette équation représente l'équation de diffusion du champ électromagnétique en milieu homogène en régime sinusoïdal établi. C'est la modélisation en régime harmonique.

Selon le type de machine étudiée et selon le phénomène modélisé, nous utiliserons une formulation statique, dynamique ou harmonique dans notre modélisation. Lorsqu'il s'agira d'identifier des paramètres d'un modèle circuit tel que les inductances propres ou mutuelles, nous utiliserons une formulation statique. Cette même formulation est encore utilisée pour décrire les phénomènes synchrones dans les machines à aimants. Dans le cas des machines asynchrones en régime sinusoïdal établi, une formulation harmonique est adéquate. Pour ce qui est des régimes

transitoires ou déséquilibrés, l'utilisation d'une modélisation dynamique avec une résolution en pas à pas dans le temps est inévitable.

## I.6.2 Calcul des grandeurs externes

La mise en équation du problème de diffusion du champ électromagnétique ne suffit pas pour la modélisation complète d'un dispositif électromagnétique telle qu'une machine électrique. Le calcul des grandeurs externes telles que les flux, les forces électromotrices ou alors les efforts mécaniques représentent la finalité que nous recherchons dans nos modèles. Nous présentons dans ce qui suit quelques définitions et démarches adoptées dans nos modèles.

### I.6.2.1 Flux et forces électromagnétiques :

Le flux magnétique est défini comme suit :

$$\varphi = \iint_S \mathbf{B} \cdot d\mathbf{S} = \oint_{C(S)} \mathbf{A} \cdot d\mathbf{l} \quad (\text{I-13})$$

où  $S$  est une surface quelconque et  $C(S)$  est le contour fermé sur lequel repose cette surface.

Cette définition théorique est appliquée au cas des machines électriques en introduisant la notion de flux d'encoches définis comme suit [Lap 07] :

$$\varphi_i = \frac{1}{S_i} \iint_{S_i} A(x, y) dx dy \quad (\text{I-14})$$

où  $S_i$  est l'aire de l'encoche  $i$ .

En règle générale, les armatures statoriques sont munies d'un bobinage réparti sur plusieurs encoches. Le flux total dans une phase et la somme algébriques des flux partiels des différents spires de la phase. Nous avons alors :

$$\psi_k = \sum_{i=1}^{N_e} C_{ik} \psi_i \quad ; \quad k = 1..N_{phases} \quad (\text{I-15})$$

où  $C$  est la matrice de connexion décrivant le bobinage et  $N_e$  le nombre d'encoches de la machine.

Le calcul des forces électromotrices dans une phase est effectué en utilisant la définition de base :

$$e_k(t) = \frac{d\psi_k(t)}{dt} = \frac{d\psi_k(\theta)}{d\theta} \frac{d\theta}{dt} \quad (\text{I-16})$$

Dans le cas d'une machine synchrone tournant à la vitesse constante  $\Omega$ , la fém à vide est déterminée par le calcul des flux en fonction de la position ; puis une dérivation par rapport à la position selon la relation suivante :

$$e_k(t) = p\Omega \frac{d\psi_k(\theta)}{d\theta} \quad (\text{I-17})$$

Pour ce qui est des machines asynchrones en régime établi, la représentation complexe des forces électromotrices au stator est déterminée par :



$$\bar{E}_k = j\omega\bar{\psi}_k \quad (\text{I-18})$$

Où  $\bar{\psi}_k$  est la représentation complexe du flux dans la phase  $k$  calculé à partir des flux partiels obtenus sur les encoches statoriques.

### I.6.2.2 Couple électromagnétique :

Le calcul des efforts peut être effectué de différentes manières dans les machines électriques. La forme locale consiste à intégrer sur tout le volume l'expression de la densité de force locale. Une seconde méthode consiste à utiliser le tenseur de contrainte afin de réduire l'espace de calcul à une surface entourant l'objet (le rotor). Cette deuxième méthode est très utilisée bien qu'elle présente certaines difficultés numériques lorsqu'elle est appliquée sur les éléments finis [Lap 07]. Le couple électromagnétique est déterminé par :

$$T_{em} = R^2 L_z \int_{2\pi} H_t B_n d\theta \quad (\text{I-19})$$

où la longueur axiale de la machine.

Il peut être calculé à partir d'un modèle externe basé sur le calcul de champ dans la machine, en écrivant :

$$T_{e-i} = \frac{1}{\Omega} \sum_{k=1}^{N_{phases}} e_k(t) i_k(t) \quad (\text{I-20})$$

où  $e_k(t)$  et  $i_k(t)$  sont la fém et le courant instantanés dans la phase  $k$ . Cette expression ne tient évidemment pas compte du couple de la denture. C'est la raison pour laquelle ce couple porte l'indice  $e-i$  pour faire référence à l'interaction des courants et des fém uniquement.

### I.6.2.3 Energie magnétique et pertes Joule

La densité de pertes Joule est définie comme le produit scalaire du champ électrique et de la densité de courant électrique. L'utilisation des lois de comportement permet de déterminer les pertes Joule totales dans un volume comme :

$$p_j(t) = \iiint_V \rho \frac{|J_z(t)|^2}{2} dV \quad (\text{I-21})$$

Cette formulation est utile pour le calcul des pertes ohmiques dans les milieux passifs en magnétodynamique. Les pertes Joule dans les bobinages sont généralement calculés par la loi classique :  $P_j = R \times I^2$ .

De manière similaire, la densité d'énergie magnétique est donnée par le produit du champ et de l'induction magnétique ; nous pouvons aussi effectuer un calcul de cette même énergie sur les sources si le champ s'annule à l'infini :

$$W_m = \frac{1}{2} \iiint_V dV \int_0^B h db = \frac{1}{2} \iiint_{\text{conducteur}} dV \int_0^A j da \quad (\text{I-22})$$

Le calcul de l'énergie est très utile pour l'identification des paramètres du modèle circuit équivalent et particulièrement les inductances.

### I.6.3 Détermination des paramètres électriques

La détermination des paramètres du modèle circuit équivalent utilise le résultat du calcul des grandeurs externes que nous venons de présenter et fait une équivalence énergétique avec les paramètres du circuit. En effet, la résistance  $R$  équivalente à un milieu massif tel qu'une cage de moteur asynchrone par exemple est déterminée par :

$$R = \frac{P_j}{3I^2} \quad (\text{I-22})$$

où  $P_j$  représente l'ensemble des pertes Joule dans la cage et  $I$  le courant dans la branche rotorique du schéma monophasé équivalent.

Le calcul des inductances est effectué selon la définition de base lorsque le calcul des flux est possible (en régime linéaire) :

$$L = \psi / I \quad (\text{I-23})$$

ou alors par l'expression suivante, si l'on utilise l'énergie magnétique.

$$L = 2W_m / I^2 \quad (\text{I-24})$$

### I.6.4 Calcul de champ par la méthode d'éléments finis

Les équations locales (Maxwell) sont liées au modèle externe (circuit électrique) pour effectuer un couplage avec les sources ou charges extérieures. Cette équation est couplée avec les équations régissant les conditions aux limites (comme Dirichlet ou Neumann) pour déterminer la répartition du champ dans la machine [Mee 09]. En pratique pour un gain de temps et d'espace mémoire, on peut introduire des conditions de périodicité pour des machines à grand nombre de pôles.

Dans la phase préparatoire de résolution du problème par la méthode d'élément finis, il faut définir évidemment les domaines de géométrie, les matériaux physiques et le mode de bobinage. Il faut générer un maillage avec un nombre suffisant d'éléments pour avoir une bonne précision dans un temps raisonnable.

## **I.7 Conclusion**

Ce chapitre a été consacré à la présentation des différents types de défauts pouvant survenir dans une machine électrique. Ils peuvent être d'origine électrique, mécanique ou magnétique. Un des défauts les plus rencontrés étant le court-circuit entre spires qui est souvent dû à la dégradation de l'isolant suite à un échauffement excessif ou un champ électrique fort.

Nous avons ensuite présenté les différentes méthodes de surveillance des défauts qui reposent souvent sur l'analyse des grandeurs mesurables et l'identification d'une signature d'un défaut déjà connu et répertorié.

Dans un autre volet, nous nous sommes intéressés à la modélisation des machines en présence de défaut. Après une brève présentation des trois grandes familles de défauts, nous nous sommes attardés sur la méthode basée sur le calcul de champ couplée avec les circuits électriques équivalent. Nous avons présenté la démarche utilisée pour la modélisation interne des machines électrique d'une manière générale en se basant sur les équations qui régissent la diffusion du champ électromagnétique ainsi que les méthodes d'identification des paramètres du modèle circuit équivalent.

Ce chapitre a été rédigé dans un contexte général sur l'étude des défauts dans les machines électriques en traitant à la fois les définitions des défauts, leurs origines leurs modes de surveillance et leur modélisation. Nous traiterons le cas particulier des court-circuits entre spires dans les machines à aimants et les machines asynchrones plus en détail dans les chapitres suivants.

## **II. Chapitre 2**

# **Modélisation des machines synchrones à aimants en présence de défaut entre-spires**

## II.1 Introduction

Les machines synchrones à aimant permanent (MSAP) sont de plus en plus utilisées dans de nombreux domaines grâce à leur efficacité énergétique, leur simplicité de mise en œuvre et leur performance dynamique [Val 92, Vas 90, Khu 01]. La sûreté de fonctionnement de ce type d'actionneurs devient cependant un problème critique pour certaines applications industrielles car, à cause de la présence d'une excitation permanente des aimants au rotor, un défaut de court-circuit au stator de la machine est entretenu tant que la machine est en rotation. La détection de ce type de défaillance doit donc être réalisée au plus tôt avec un bon taux de confiance pour permettre une sécurisation rapide afin d'éviter la propagation de défaut aux autres composants du système [Bac 06, Cas 05, Car 99, Cru 01, Cus 08, Poy 03].

Comme nous l'avons déjà signalé au chapitre précédent, le défaut électrique entre spires des bobines au stator est l'un des défauts les plus fréquents dans les machines électriques. L'établissement de modèles suffisamment précis, prenant en compte la nature et la sévérité du défaut, ainsi qu'une méthodologie d'identification des paramètres de ce modèle est la première étape dans l'étude de comportement des machines électriques en présence d'un défaut électrique entre spires. Ces modèles peuvent être ensuite utilisés et adaptés pour le développement de méthodes fiables de diagnostic de défauts électriques et de leur sévérité, ce qui permet d'envisager le pronostic de ces mêmes défauts au delà d'une certaine sévérité.

Les modèles de défaut de court-circuit entre spires sont soit déduits directement de modèles de type circuit de la machine saine dans différents référentiels en appliquant les transformations de Concordia (Clark) et de Park [Tal 02, Ark 05, Kal 04], soit d'un circuit électrique couplé avec un circuit magnétique équivalent [Jok 00] soit d'un modèle de type circuit dont les paramètres sont déterminés en s'appuyant sur la méthode des éléments finis [Dai 05, Moh 07, Far 08, Xua 99, Vas 09a].

Etant donné que l'apparition d'un défaut électrique au stator modifie généralement la répartition de courant dans les encoches du stator, les hypothèses justifiées pour la modélisation d'une machine saine, peuvent ne pas être valides en cas de défauts électriques. De ce fait, les modèles de type circuit en présence de défauts électriques dont les paramètres sont déduits directement de ceux de la machine saine peuvent ne pas être suffisamment précis pour représenter le comportement de la machine notamment en cas de défaut de court-circuit entre-spires. Pour évaluer le degré de précision de ces modèles qui dépend, comme nous le verrons dans ce chapitre, du type de bobinage, du nombre de pôles, du nombre d'encoches par pôles et par phase..., nous devons disposer d'un modèle suffisamment précis, représentant fidèlement le comportement de différentes variables de la machine en présence d'un défaut électrique.

Nous nous sommes intéressés dans ce chapitre à l'établissement de modèles de la MSAP en présence d'un défaut entre-spires dont le degré de sévérité dépend de l'état de l'isolant entre spires. L'objectif majeur est, si possible, de disposer d'un modèle de type circuit dont les paramètres peuvent être facilement déterminés en fonction du nombre de spires en défaut et de la sévérité de défaut. Cependant, l'obtention d'un modèle simple est, dans la plupart des cas, synonyme d'hypothèses simplificatrices qui ne sont pas forcément justifiées. Ces hypothèses ne sont en fait justifiables que pour certains types de MSAP qui diffèrent en termes de type de bobinage, de degré de saillance rotorique, de nombre de paires de pôles... De toute façon, il faut évaluer ces modèles soit à l'aide d'un autre modèle dont la précision est validée soit à l'aide d'un nombre suffisant d'expérimentations.

Etant donné que suite à un défaut électrique entre-spores, le nombre de variables d'une MSAP augmente par rapport au nombre de variables de cette même machine en absence du défaut, la structure d'un modèle "circuit" d'une machine saine diffère forcément de celle d'un modèle "circuit" de la même machine en présence de défaut. En effet si nous considérons une MSAP polyphasée avec un défaut entre-spores, le nombre de circuits (nombre de bobines parcourues par des courants indépendants) augmente d'un par rapport à la même machine en absence de défaut. De ce fait, nous connaissons *a priori* le nombre de variables d'état de différents modèles de type circuit d'une MSAP, ce qui implique que tous les modèles en présence d'un défaut inter-spores d'une MSAP donnée ont une même structure. Même si la structure du modèle de MSAP en défaut et le nombre de ses paramètres ne changent pas avec le nombre de spores en défaut, les valeurs des paramètres du modèle peuvent varier considérablement. Par conséquent, la précision du modèle de type circuit pour représenter le comportement de la machine en présence d'un défaut électrique dépend essentiellement de l'efficacité de la méthode ou de la procédure de détermination des paramètres de ce modèle. Un modèle dit "précis" n'est pas forcément associé à une méthode simple d'identification de ses paramètres et inversement les méthodes d'identification simples ne conduisent pas aux valeurs suffisamment précises des paramètres.

Nous allons mettre en œuvre deux types de modèles dans ce chapitre ainsi qu'une étude expérimentale pour en tirer quelques conclusions [Vas 07, Vas 08].

Le premier type de modèle consiste à effectuer une étude complète du problème en utilisant une modélisation par éléments finis couplée avec un modèle circuit électrique en effectuant la résolution des équations dynamiques en pas à pas dans le temps. Cette approche qui nécessite un nombre réduit d'hypothèses simplificatrices, est très précise et donne d'excellents résultats pour l'étude de comportement des MSAP saines ou en présence de défauts électriques. En effet, cette méthode de modélisation dont la mise en œuvre est très longue, est validée par des résultats expérimentaux ; elle va être utilisée pour valider le modèle "circuit électrique".

En effet, la seconde approche consiste à développer un modèle "circuit électrique". Ce modèle dont la complexité dépend du type de structure magnétique et du type de bobinage de la MSAP comporte un certain nombre de paramètres. La difficulté d'utilisation de ce modèle réside dans l'identification de ses paramètres avec suffisamment de précision. Deux approches d'identification des paramètres du modèle sont ensuite proposées :

- Par la première approche, les paramètres peuvent être identifiés, pour chaque type de MSAP et pour chaque configuration de défaut électrique, par des calculs de champs utilisant des méthodes numériques (éléments finis). En associant le modèle "circuit électrique" à cette approche d'identification numérique, il est possible de prévoir le comportement d'une MSAP (saine ou en présence d'un défaut électrique entre spores) aussi précisément qu'en utilisant la modélisation par éléments finis couplée avec un modèle circuit (premier modèle). Evidemment, le modèle "circuit électrique" dont les paramètres sont identifiés numériquement est beaucoup plus simple à utiliser et permet d'étudier le comportement de la machine beaucoup plus rapidement que le premier modèle.
- En admettant un certain nombre d'hypothèses, justifiées pour certains types de MSAP (par exemple pour les machines non-saturées à rotor lisse), les éléments de la matrice d'inductances statoriques deviennent des constantes que l'on peut identifier analytiquement. Plus précisément, la force de cette méthode réside dans le fait que les paramètres de la machine en défaut électrique entre spores sont directement déterminés par des expressions analytiques simples à partir des paramètres de la même machine lorsqu'elle est saine. Certains auteurs proposent des expressions

analytiques très simples pour la détermination des paramètres de la MSAP en défaut ne prenant pas en compte notamment le type de bobinage et le nombre de paires de pôles ; nous montrons que ces expressions trop simples ne donnent de bons résultats que sous certaines hypothèses très restrictives. En analysant le bobinage des MSAP et en prenant en compte leur nombre de paires de pôles, nous proposons de nouvelles et simples expressions analytiques qui permettent d'estimer de manière relativement précise les paramètres du modèle "circuit électrique" de ces machines. Par l'utilisation du modèle "circuit électrique" associé à cette méthode analytique, on peut étudier assez précisément et rapidement le comportement d'une large catégorie de MSAP à rotor lisse, utilisées souvent dans les systèmes embarqués, qu'elles soient saines ou en présence d'un défaut électrique entre spires.

Nous présenterons les résultats de ces différents modèles ainsi que ceux effectués sur un banc expérimental réalisé au laboratoire.

En dernière partie de ce chapitre, ces modèles de comportement de MSAP sont utilisés à la recherche des signatures des défauts et à l'analyse de fonctionnement en présence de défaut.

## II.2 Structure des machines à aimants considérées

Les machines à aimants permanents sont de plus en plus utilisées dans diverses applications pour des raisons suivantes [Khu 01, Vas 90, Val 92] :

- bon rendement
- fort couple massique
- fort couple volumique
- peu de pertes au rotor
- pas de système balais collecteur
- bon facteur de puissance
- pas ou peu d'entretien
- Simplicité de fabrication

En général, une machine synchrone à aimants permanents (MSAP) est composée d'un stator pouvant être considéré comme lisse, muni d'un bobinage triphasé (ou polyphasé) et d'un rotor muni d'aimants, souvent posés sur la surface du rotor pour des raisons liées à la simplicité de fabrication (figure II.1-a). Dans les structures inversées le rotor est externe alors que le stator est interne (Figure II.1-b). Les MSAP avec l'excitation placée en surface du rotor représentent un bon compromis entre simplicité de fabrication, fiabilité et un fort couple massique ; elles conviennent donc pour des applications à encombrement réduit telles que les systèmes embarqués (véhicule, avion ...). D'autres structures de MSAP existent aussi ; elles peuvent être différentes tant dans l'architecture du stator que dans celle du rotor mais le modèle externe que l'on peut leur attribuer reste le même. Parmi les structures les plus connues dans la littérature, on peut signaler les structures à excitation par aimants permanents (AP) en surface et enterrés avec une aimantation radiale ou axiale.

Les aimants permanents utilisés dans les MSAP sont souvent à base de ferrites ou terres rares (NdFeB ou SmCo). La perméabilité de ces matériaux (lorsqu'ils sont aimantés) est proche de celles de l'air, ce qui autorise à considérer les machines dont les aimants sont posés sur la surface de rotor comme les machines à rotor lisse avec un entrefer magnétique équivalent relativement élevé. Cette propriété conduit à certains avantages pour ces machines : faibles inductances statoriques et une

réponse dynamique rapide des composantes de son courant et donc de son couple. Cependant, l'augmentation de l'entrefer effectif rend plus difficile la variation de flux magnétisant en agissant sur la composante directe du courant ("défluxage") et donc la variation de vitesse au-delà d'une vitesse dite nominale. Une attention particulière doit aussi être portée quant à leur limite de désaimantation irréversible qui peut être liée soit à une température élevée d'utilisation (en cas de surcharge par exemple) soit à des appels brusques de courants (appel de couple ou défaut de court-circuit) entraînant une réduction locale de l'induction des aimants en dessous de la limite de désaimantation [Fod 05, Fod 08].

Pour coller les aimants sur la surface du rotor, des résines spéciales (de la gamme *Loctite*®, par exemple) sont utilisées. Par ailleurs, le risque de décollage des aimants à de grandes vitesses ne peut pas être négligé. Pour éviter ce risque, les constructeurs proposent une solution de consolidation des aimants avec un tube de matériau amagnétique (pour ne pas court-circuiter les pièces d'aimants) très mince, avec des contraintes spécifiques (peu ou pas conducteur par exemple).

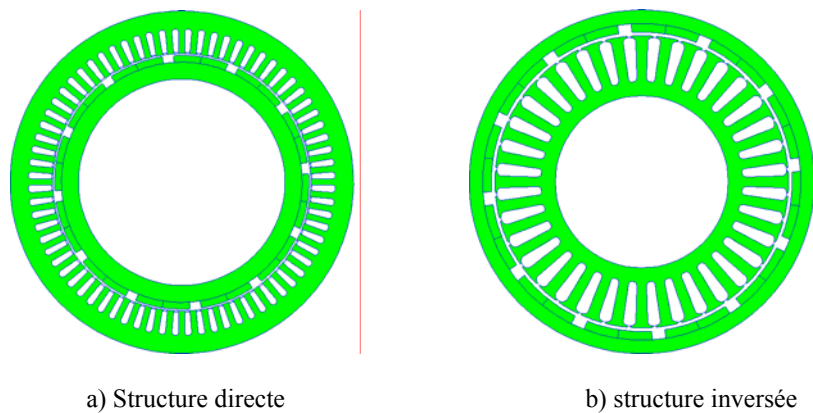


Figure II -1 : Deux structures de machines synchrones à aimants.

Dès lors que l'induction dans l'entrefer est produite grâce à la présence des aimants, la machine peut être conçue avec un grand entrefer sans pertes de performances si les aimants sont bien dimensionnés. Cependant, le coût de fabrication de la machine est plus élevé à cause de la quantité plus élevée d'aimants utilisés pour imposer un niveau d'induction optimal. Dans ce cas, on réduit le risque de démagnétisation des aimants notamment aux températures élevées de fonctionnement.

En fonction de la méthode de réalisation du bobinage, on peut identifier deux types de bobinage: distribué (figure II-2-a) et concentrique (figure II-2-b). Le bobinage distribué est souvent réalisé pour les machines à un nombre réduit de paires de pôles. Le bobinage concentrique est adapté aux MSAP à un nombre important de pôles. Ainsi, il est possible d'éviter le contact mécanique entre les bobines voisines, et donc le risque de court-circuit entre les bobines appartenant à des phases différentes est fortement réduit [Fod 05]. Par ailleurs, le bobinage concentrique est très adapté à la réalisation de MSAP multipolaires à nombre de phases ou de pôles élevés.

Les MSAP multi-phasées permettent une réduction de puissance par phase (tension ou/et courant par phase) pour une puissance donnée. Ces machines autorisent un fonctionnement avec un nombre réduit de phases alimentées en cas d'un défaut dans la chaîne d'alimentation de machine ; ces machines peuvent être sous certaines conditions considérées tolérantes à certains types de défauts.



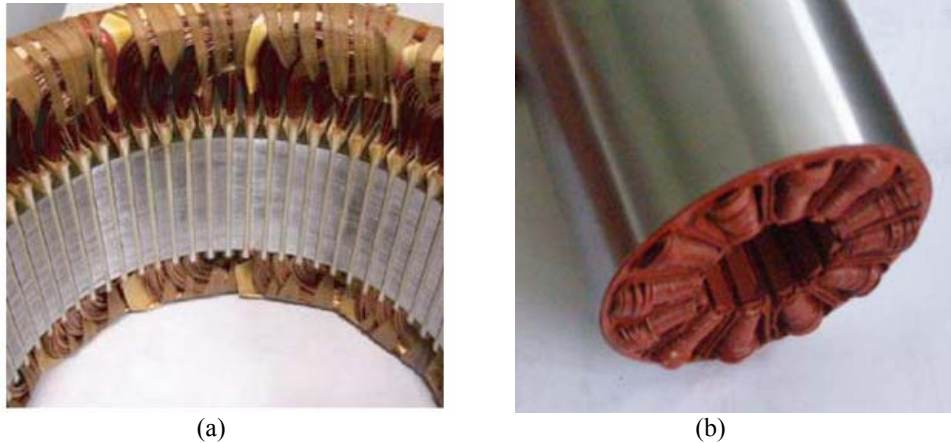


Figure II-2 : Exemples de type de bobinage ; (a) distribué, (b) concentrique

### II.3 Modélisation par méthode couplée éléments finis - circuits électriques

Le premier modèle que nous allons mettre en œuvre dans ce chapitre consiste à effectuer un calcul interne de la distribution du champ dans la machine avec un couplage fort entre le modèle interne et un circuit externe équivalent lié à la source. C'est une résolution en pas à pas dans le temps qui tient compte d'un certain nombre de paramètres tels que la saturation, les effets des harmoniques et d'éventuels phénomènes inductifs au rotor. C'est une modélisation lourde qui demande un espace mémoire important et un temps de calcul conséquent. Nous avons opté sur l'utilisation d'un logiciel bien dédié à ce type de modélisation à savoir [Flux 07].

A chaque pas de temps, les variables internes (locales), telles que le champ et l'induction dans différents points de la machine, sont déduites de la résolution des équations de Maxwell en utilisant la méthode d'éléments finis et les variables externes, telles que les tensions ou les courants, en utilisant un modèle circuit imposant les règles de connexion des différents conducteurs. Dans ce cas ; une modélisation interne utilisant le calcul de champ par éléments finis est couplée à un modèle circuit couplé (externe) pour effectuer un couplage avec les sources ou charges extérieures. Cette opération est effectuée à l'aide d'un module spécialement dédié où chaque composant du circuit est associé à un domaine conducteur de la machine. C'est un couplage fort qui est mis en œuvre. Nous avons présenté au chapitre 1 une introduction des équations de Maxwell ainsi que les différentes méthodes de calcul des grandeurs externes.

Dans la phase préparatoire (pre-processing), il est nécessaire de définir les domaines géométriques, les matériaux et le mode de maillage. Le modèle interne est associé à des conditions de frontières (du type *Dirichlet*, par exemple). La mise sous forme discrète de cette équation est effectuée sur un support issu du maillage intégré dans logiciel Flux. Nous définissons ensuite le modèle circuit équivalent et nous effectuons le lien entre les deux modèles via une interface dédiée à cette opération.

#### II.3.1 Hypothèses du modèle couplé avec éléments finis 2D

Les machines à flux radial présentent une symétrie cylindrique aux effets d'extrémités près. Nous avons donc effectué une analyse en deux dimensions (2D), permettant la réduction du temps de calcul. Etant donné que les MSAP cylindriques à flux d'excitation radial sont caractérisées par un champ dans le plan perpendiculaire à la direction des courants statoriques, une formulation 2D en potentiel vecteur

est adéquate à ce type de situation. Les effets tridimensionnels (3D) sont considérés en incluant les éléments appropriés dans le circuit électrique couplé. Ils sont principalement caractérisés par les inductances et résistances des têtes de bobines qui sont ajoutées au modèle circuit couplé avec le modèle champ (interne) dans l'analyse 2D.

En dehors des hypothèses justifiées ci-dessus pour le calcul des variables internes par une analyse 2D, les hypothèses justifiées suivantes sont admises lors de la détermination des variables internes et externes en utilisant un modèle couplé « éléments finis - circuits électrique » de la MSAP :

- Les pertes fer au stator sont négligées : la non linéarité de la courbe de magnétisation prise en compte mais l'hystérésis et l'effet d'empilement des tôles ne sont pas considérés.
- L'effet d'amortissement au rotor, lié aux pertes par induction dans les frettes éventuelles, dans les aimants et dans la partie ferromagnétique, est négligé
- Les fréquences de fonctionnement sont suffisamment basses pour négliger les courants de déplacement et les capacités de fuite entre conducteurs et entre le bâti et les conducteurs. Ce qui est intrinsèque aux dispositifs électrotechniques dans l'approximation des régimes quasi-stationnaire en électromagnétisme.

Ces hypothèses ne sont pas très restrictives. Par conséquent, le modèle couplé avec éléments finis 2D présenté ici permet d'étudier la plupart des MSAP cylindriques.

### II.3.2 Modèle de le MSAP par méthode éléments finis

Pour toutes MSAP (saines ou en présence d'un défaut électrique) pour lesquelles les hypothèses ci-dessus sont justifiées, le comportement de leurs variables en fonction du temps peut être déterminé en utilisant le modèle couplé « éléments finis - circuits électriques » en utilisant les logiciels dédiés [Flux 07]. En effet par ce modèle, on introduit la vraie répartition des courants dans les encoches en absence ou en présence de défauts électriques quel que soit le type de bobinage, le nombre de pôles et de phases et le type de défaut électrique considéré ; on peut même tenir compte de la saturation des circuits magnétiques. Cependant, ce modèle malgré sa précision nécessite l'introduction de la géométrie de la machine et un maillage adapté selon sa structure du circuit magnétique ainsi qu'un circuit électrique reflétant les connexions exactes des conducteurs. De ce fait, l'utilisation de ce modèle est relativement complexe et la détermination des variables dans le temps est longue. Dans ce qui suit, dans le cadre de l'étude d'une MSAP dont nous disposons au laboratoire, nous validons la bonne précision du modèle éléments finis en comparant les résultats fournis par le modèle couplé et ceux obtenus expérimentalement, concernant l'évolution de différentes variables de la machine considérée, à la fois en absence et en présence d'un défaut du court-circuit entre spires. Une fois ce modèle validé, nous l'utilisons pour évaluer les modèles de type circuit électrique présentés dans la suite de ce chapitre.

Afin d'étude de MSAP saine ou en présence d'un défaut entre-spires, nous considérons une machine à aimants permanents posés sur la surface du rotor ayant 4 paires de pôles, 24 encoches. Elle comporte un bobinage distribué avec une encoche par pôle et par phase. La figure II-3 montre la structure et le bobinage de le MSAP étudié. Une description complète de la machine est donnée en annexe A. Le choix de cette machine n'est pas anodin dans le sens où nous disposons d'un banc d'essai complet sur lequel est montée la machine avec son alimentation et sa charge (Fig. II-4).

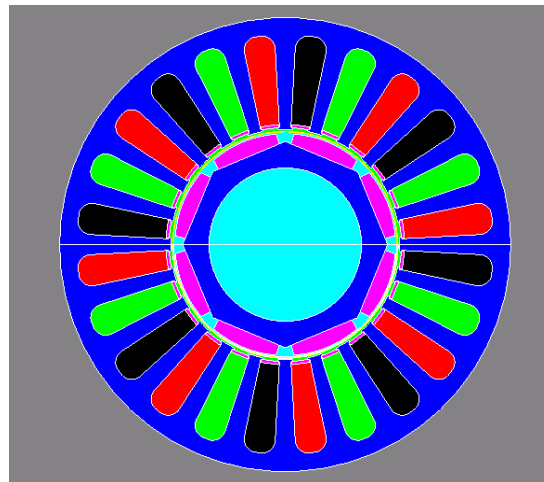
Le banc expérimental comprend la MSAP considérée, couplée avec une machine charge et alimentée par un onduleur à MLI commandé à l'aide d'un système de développement en temps réel de dSPACE (figure II-4). Ce banc est destiné à l'étude de différentes architectures de machines tolérantes aux défauts, à la détection des défauts et aussi à la modélisation et caractérisation des défauts de court-circuit [Sha 07], [Boi 07]. La machine est initialement dimensionnée pour avoir la possibilité de

fonctionner avec deux bobinages montés en étoile magnétiquement découplés et à faible courant de court-circuit.

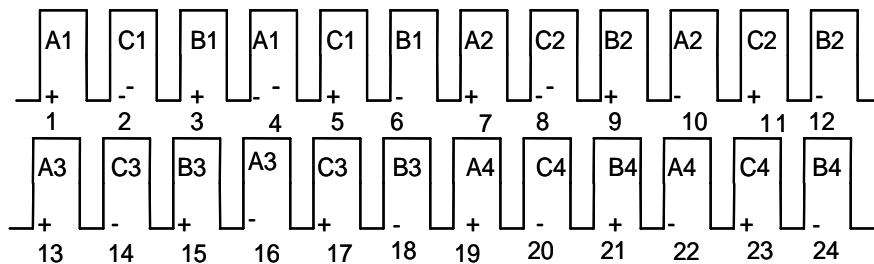
On souligne que chaque phase d'une étoile est constituée de deux demi-bobines à pas diamétral décalées de  $180^\circ$  mécanique, ce qui équivaut à  $720^\circ$  électriques. Par exemple la phase  $a_1$  de la première étoile est constituée des demi-bobines A1 et A3, représentées sur la figure II-3-b ; elles sont décalées de 12 encoches ( $180^\circ$  mécanique ou  $720^\circ$  électriques). La phase homologue de  $a_1$  dans la deuxième étoile est appelée  $a_2$  ; elle est également constituée de deux demi-bobines (A2 et A4, représentées sur la figure II-3-b) qui sont aussi décalées de 12 encoches ( $180^\circ$  mécanique ou  $720^\circ$  électriques). Les deux bobines homologues de chaque étoile ( $a_1$  et  $a_2$  par exemple) sont décalées de 6 encoches ( $90^\circ$  mécanique ou  $360^\circ$  électriques).

Les bornes de chaque phase des deux étoiles sont accessibles si bien que le bobinage double-étoile de la machine peut être reconfiguré en un bobinage simple-étoile par la mise en série des bobines homologues des deux étoiles : la phase  $a$  du bobinage triphasé est obtenu par la mise en série des bobines homologues  $a_1$  et  $a_2$  des deux étoiles par exemple. La figure II-5 montre la représentation schématique du bobinage de la machine triphasée, issu la mise en série des bobines élémentaires de la machine synchrone double-étoiles (MSDE).

Par ailleurs, pour faire des essais avec différentes résistances de défaut ( $r_f$ ), nous branchons en parallèle avec une bobine élémentaire d'une phase d'une étoile ( $a_2$  par exemple) une résistance variable permettant ainsi d'étudier un défaut de court-circuit dont le niveau de sévérité peut être modifié en agissant sur la valeur de la résistance  $r_f$  (figure II-5). La constitution de la machine triphasée ainsi obtenue et les bornes accessibles des bobines élémentaires ( $a_1$  et  $a_2$ ) font que le taux de spires en court-circuit ne peut être que de 50% en pratique.



(a)



(b)

Figure II -3 : (a) structure de la MSAP 4 Pôles étudiée ; (b) schéma de son bobinage.



Figure II -4 : Le banc d'essais comprenant le moteur, l'onduleur et le système de commande (dSPACE) ainsi que les organes de mesure et d'acquisition.

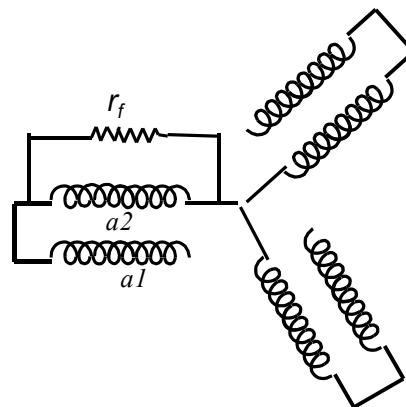


Figure II -5 : Représentation schématique du bobinage triphasé issu de la mise en série des deux bobines élémentaires décalée de  $360^\circ$  électriques.

Nous avons introduit dans un logiciel d'éléments finis (logiciel Flux) la forme exacte de la géométrie de la machine et défini les matériaux physiques qui y sont employés. Des conditions de périodicité sont aussi définies lorsque le problème étudié justifie cette périodicité ; elle est justifiée uniquement pour l'étude de la machine saine et permet de réduire le temps de calcul et l'espace mémoire alloué à ce problème. Après plusieurs essais, le nombre d'éléments de maillage pour avoir une bonne précision dans un temps raisonnable est choisi. La figure II-6-a illustre la géométrie de la moitié de la machine avec le maillage généré. Le circuit électrique couplé est illustré sur la figure II-6-b dans lequel nous avons introduit un circuit supplémentaire représentant la maille du court-circuit à travers un interrupteur et la résistance de défaut ( $r_f$ ).

Le circuit électrique couplé permet d'étudier la machine saine ou en présence de défaut entre-spire en régime transitoire fermée ou ouverte. Les sources de tensions représentent les tensions de sortie de l'onduleur qui alimente la machine que nous avons idéalisée pour ne pas alourdir le calcul. En effet, les harmoniques de temps générés par l'onduleur à MLI n'ont pas un effet significatif sur la forme d'onde des courants et le comportement global de la machine. Pour cela, les harmoniques de rangs élevés des courants des trois phases sont supposés avoir de faibles amplitudes comparées à l'amplitude du fondamental des courants de phases.

Le modèle couplé ainsi établi peut être combiné avec les équations mécaniques du système pour avoir une modélisation plus complète du comportement de la machine. Ce type de modélisation est coûteux en temps de calculs mais permet d’avoir une bonne idée de la dynamique de la machine lors de l’apparition d’un défaut.

Nous avons défini au chapitre 1, le rapport de défaut  $\mu$  qui décrit le nombre relatif de spires court-circuitées en cas de défaut entre-spires. Ce rapport varie entre 0 pour un fonctionnement sain et 1 pour le cas où toute la phase est court-circuitée. Nous avons donc :

$$\mu = \frac{N_f}{N_s} \tag{II - 1}$$

où  $N_s$  est le nombre de spires par phase et  $N_f$  et le nombre de spires concernées par le défaut.

Dans un premier temps, nous mettons en évidence l’effet d’un court-circuit entre spires sur la répartition du champ magnétique dans la machine synchrone à aimants. La méthode d’éléments finis est utilisée pour obtenir la carte des lignes de champs pour la machine saine et en défaut.

Nous considérons que 50% des spires de la phase  $a$  sont concernées par le défaut et la résistance de défaut est de  $1\Omega$  ( $\mu = 0.5$ ,  $r_f = 10\Omega$ ). Nous montrons sur la figure II-7 la répartition des lignes de champ magnétique pour la machine MSAP saine et la machine en présence de défaut entre-spires. Les deux cas sont étudiées au même instant et démarrant des mêmes conditions initiales. En effet, dans le cas d’une machine saine, la répartition du champ est périodique et symétrique. Dans le cas en présence de défaut, des perturbations des trajets de lignes de champs sont observées dans les zones concernées par le court-circuit. Dans ce cas nous devons considérer la totalité de la machine en défaut par la méthode des éléments finis car la périodicité du problème étudié est de  $360^\circ$  mécanique.

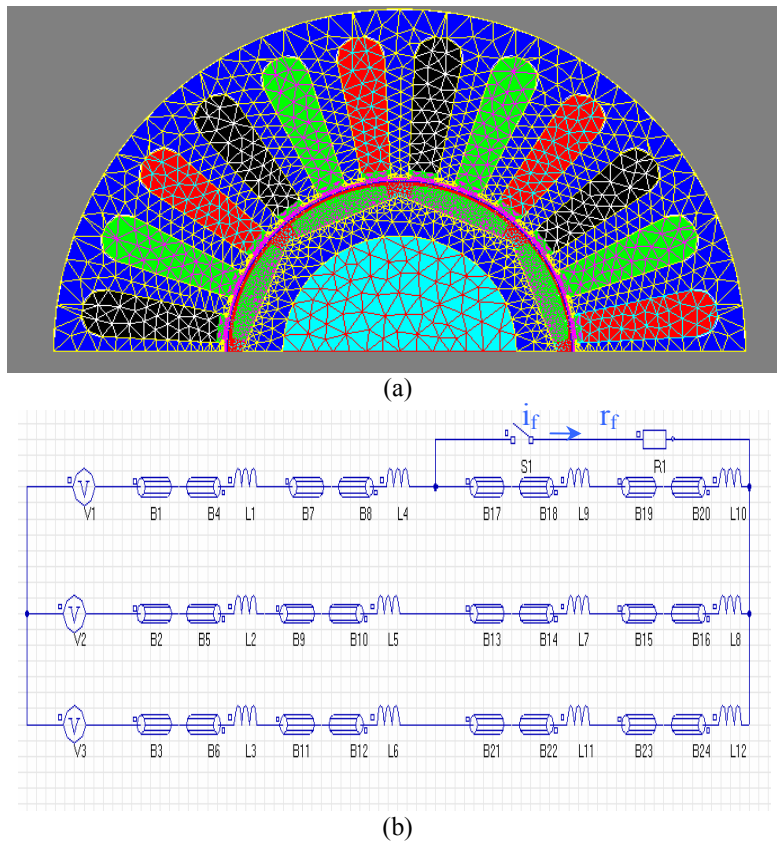


Figure II -6 : (a) La géométrie de la moitié de la machine avec le maillage généré ;  
(b) Le circuit électrique associé, couplé au problème magnétique.

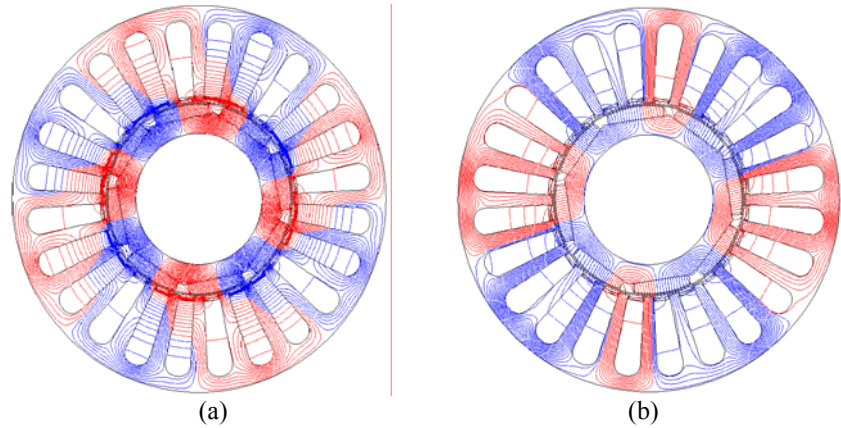


Figure II -7 : Cartes des lignes de champs ; (a) machine saine; (b) machine avec le défaut de court-circuit.

Nous avons aussi obtenu la fém à vide de la machine par le calcul de champ. La fém de la MSAP saine et la fém induite dans la partie court-circuitée de la phase  $as$  avec un rapport de défaut de  $\mu = 0.5$ . Les formes d'ondes correspondantes sont données sur la figure suivante. Le rapport des fém est bel et bien de 0.5 et alors nous avons :  $|E_f| = \mu|E_a|$ . La notion de flux d'encoche a été introduite au chapitre I et la méthode de calcul des fém est explicité nous donnons ici une formulation de la fém d'encoche basée sur le même principe :

$$E_{enc} = N_s L_z p \Omega \frac{d}{d\theta} \iint_{encoche} A.ds \quad \text{II -2}$$

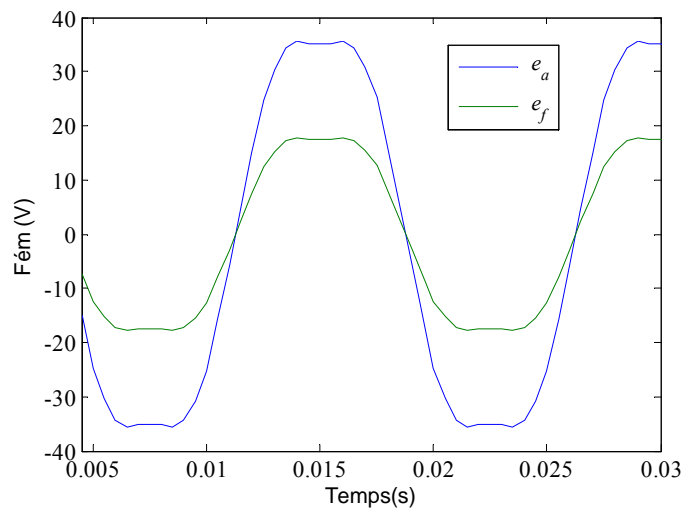


Figure II -8 : Fém de MSAP avec défaut.

Il est tout à fait naturel que la force électromotrice (fém) à vide dans les différentes bobines dépende du nombre de spires en défaut (rapport de défaut  $\mu$ ). Si la machine n'est pas saturée, la réaction de l'induit est négligeable et si l'enroulement d'une phase présente une seule bobine, les fém dans les parties saine et court-circuitée sont dans le rapport des nombres de spires en court-circuit :

$$|E_f| = |E_{a2}| = \mu |E_a|$$

$$|E_{a1}| = (1 - \mu) |E_a|$$

Tant que l'on se trouve dans le cas d'une machine à une encoche par pôle et par phase, les fém élémentaires dans chaque spire sont en phase car elle dérive du même flux. Les fém montrées sur la figure (II-8) donc naturellement en phase. Ceci ne sera pas le cas pour une machine ayant un bobinage à plusieurs encoches par pôle et par phase car les fém élémentaires sont déphasées d'un angle proportionnel au déphasage mécanique qui existe entre les bobines d'une même phase.

### II.3.3 Résultat du modèle élément finis et Validation du modèle

Dans cette section nous avons mis en œuvre des calculs par la méthode des éléments finis (2D) en pas à pas dans le temps pour simuler le fonctionnement de la machine en présence de défaut. Pour ce faire nous avons utilisé le logiciel Flux-2D [Flux 07]. Nous avons simulé les cas d'une machine alimentée sous tension triphasée d'amplitude constante 50V, à la fréquence 66.67Hz.

Tout d'abord nous montrons les résultats du modèle éléments finis et essai expérimental pour la machine saine (figure II-9). Dans le cas machine saine, les courants sont équilibrés et sinusoïdaux d'amplitude 18 ampères.

Nous avons simulé ensuite le cas où la phase « a » est le siège d'un court-circuit mettant en jeu 50% de ses spires pour deux valeurs de résistance de défaut  $r_f = 10 \Omega$  et  $r_f = 1 \Omega$ . Les formes d'ondes obtenues sont présentées sur la figure II-10 et elles concernent les courants dans les trois phases ( $i_a$ ,  $i_b$ ,  $i_c$ ) et le courant dans la maille du défaut ( $i_f$  à travers  $r_f$ ). Nous constatons que les courants de phases ne sont plus équilibrés et que les perturbations des courants dépendent de la valeur de la résistance du défaut  $r_f$ . De même, la forme d'onde du courant  $i_f$  à travers la résistance de défaut ( $r_f$ ) n'est pas parfaitement sinusoïdale. On remarque également que l'amplitude du courant dans la phase en défaut (phase  $a$ ) est plus élevée que celles des courants des autres phases (Phases  $b, c$ ).

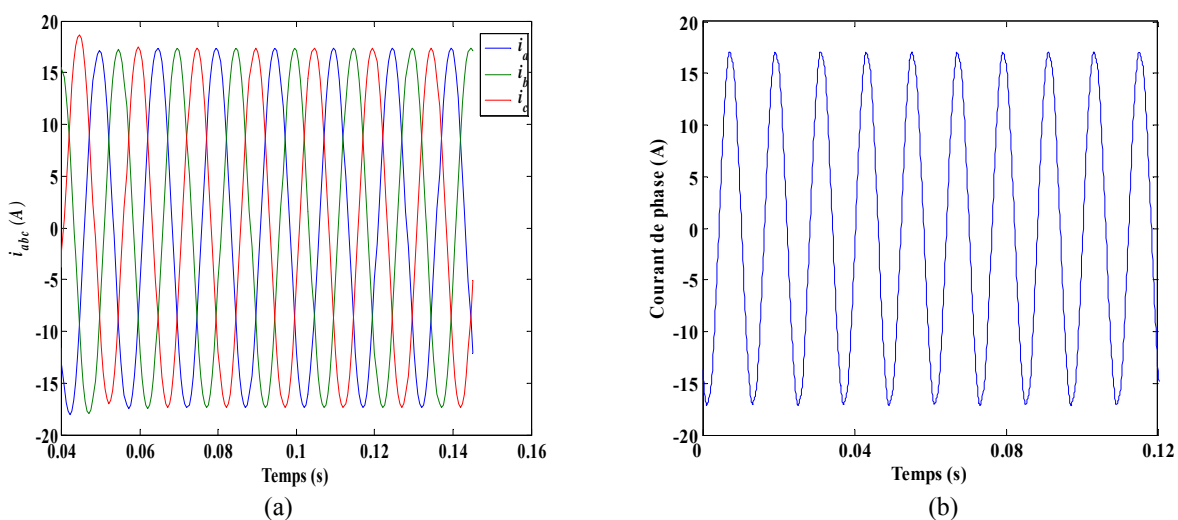


Figure II -9 : Formes d'onde des courants des phases de la MSAP saine.  
(a) simulation ; (b) expérimental.

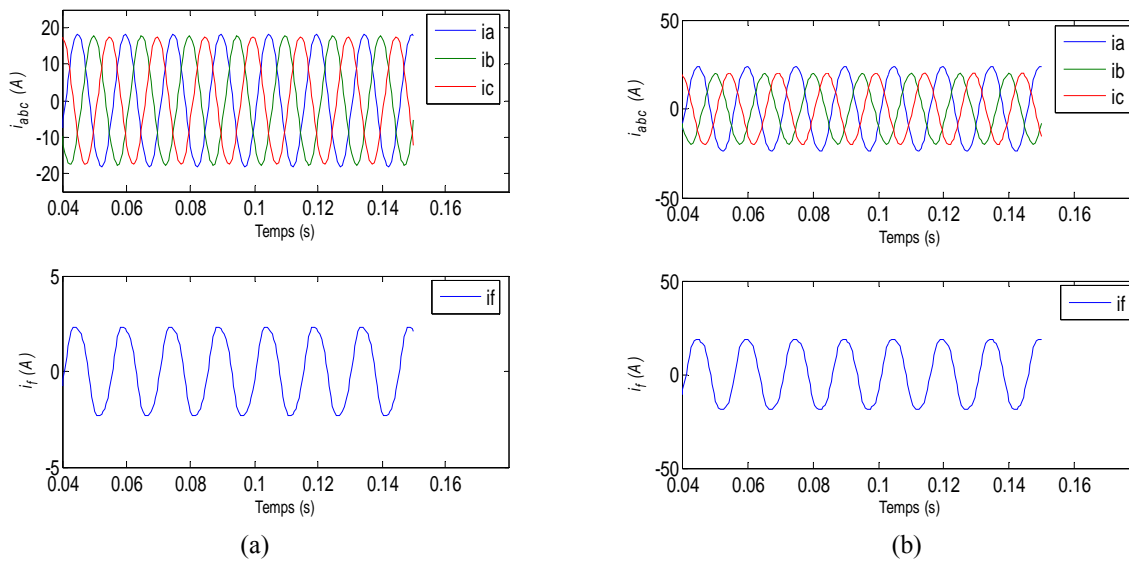


Figure II -10 : Formes d’onde des courants des phases et de défaut obtenues par méthode éléments finis. (a) résistance de défaut  $r_f=10 \Omega$  ; (b) résistance de défaut  $r_f=1 \Omega$ .

Le courant de défaut obtenu par modèle éléments finis et l’étude expérimentale sont présentés sur la figure II-11. On peut constater que les résultats obtenus par le modèle couplé et par l’expérimentation concordent à la fois qualitativement (mêmes formes d’onde) et quantitativement (mêmes amplitudes). Nous constatons que le courant de défaut croît lorsque la résistance de défaut décroît mais aussi que le déséquilibre des courants de phase devient de plus en plus important lorsque cette même résistance décroît. Les résultats expérimentaux valident le modèle couplé éléments finis - circuits électriques, ce qui nous permet de l’utiliser pour évaluer le modèle circuit électrique associé aux différentes méthodes d’identification de ses paramètres qui sera présenté dans la section II-4.

Nous effectuerons à la fin de ce chapitre une analyse plus fine de ces courants en fonction du nombre de spires en défaut et de la sévérité du défaut (différentes valeurs de  $r_f$ ). De même, afin de chercher les indications de défaut, une analyse quantitative et quantitative des courants de phases et du couple sera présentée.

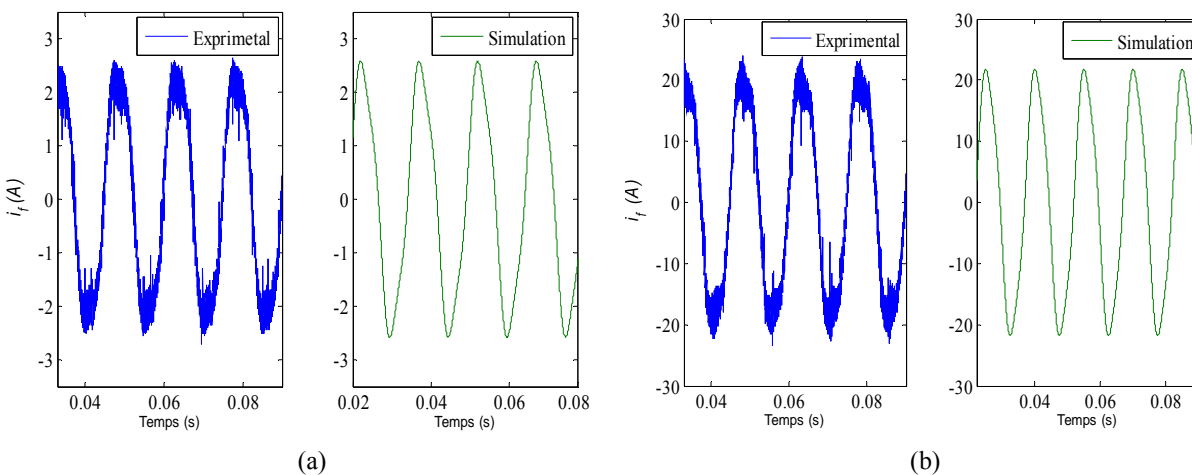


Figure II -11 : Résultats concernant la forme d’onde du courant de défaut (expérimental et simulation) (a) résistance de défaut=10 ; (b) résistance de défaut=1.



## II.4 Modèle circuit électrique de MSAP

Le modèle couplé présenté ci-dessus permet de prévoir de manière relativement précise le comportement de la machine en présence de défauts électriques, mais son utilisation est complexe et le temps de simulation est long. Dans cette partie nous présenterons un modèle de type circuit électrique pour MSAP avec défaut entre-spires qui est beaucoup plus simple à utiliser. Ce circuit fait intervenir des résistances, inductances et mutuelles dont les valeurs peuvent être déterminées de différentes manières. Dans les modèles circuits, la première étape consiste à représenter le dispositif par autant de circuits qu'il en existe physiquement. Ce modèle n'est simple d'utilisation que sous certaines hypothèses que l'on doit justifier.

D'abord, nous présentons les hypothèses de modélisation d'une MSAP, nécessaires à l'établissement d'un modèle simple de type circuit électrique. Ensuite, après un rappel du modèle de type circuit d'une MSAP saine à rotor lisse, nous présentons le modèle de la même machine en présence d'un défaut entre spires d'une phase en augmentant l'ordre du modèle de la machine saine. Finalement, les différentes méthodes d'identification des paramètres du modèle établi sont discutées. La méthode la plus précise pour l'identification des paramètres du modèle est basée sur l'utilisation de la méthode d'éléments finis. Elle permet notamment la détermination des inductances de modèle circuit-électrique. Le modèle circuit-électrique associé à la méthode d'identification par éléments-finis est validé à l'aide du modèle couplé éléments finis-circuit électrique. Par ailleurs, En dernière partie de cette section nous proposons une approche plus simple pour la détermination des paramètres du modèle circuit. Elle est basée sur l'établissement des relations analytiques simples permettant la déduction des paramètres du modèle de la machine en défaut de court-circuit à partir des paramètres de la machine saine, le nombre de ses pôles, le type de bobinage ainsi que le nombre de spires en défaut. La précision de cette approche sera vérifiée à l'aide de la méthode d'identification des paramètres par la méthode des éléments finis. Finalement, le modèle de circuit électrique est mis en oeuvre pour étudier le comportement de la MSAP en défaut de court-circuit entre spires et ce modèle est validé à l'aide du modèle couplé éléments finis- circuit électrique.

### II.4.1 Hypothèses considérée pour la modélisation

Etant donné que l'objectif est de disposer de modèles de type circuit associés aux méthodes d'identification des paramètres simples et suffisamment précise, nous devons admettre un certain nombre d'hypothèses qui ne sont pas valables pour tous les types de MSAP. Cependant, ces hypothèses sont justifiées pour un nombre important de MSAP, utilisées notamment pour les applications dans les systèmes embraqués. Les hypothèses admises et les restrictions éventuelles qu'elles entraînent sont décrites ci-après :

- Nous considérons uniquement les MSAP à stator lisse. En effet, cette hypothèse est admise dans la plupart des machines synchrones qui négligent les irrégularités introduites par les encoches statoriques logeant les conducteurs. Par cette hypothèse on néglige l'impact de l'effet de denture statoriques qui dans les machines à aimants peut conduire à un couple non nul à l'arrêt en absence de courant (couple de détente) et des ondulations de couple à pulsation relativement élevée lorsque la machine tourne. De même, la forme de la fém de la machine peut être dans certains cas affectée par la denture statorique et comporter des harmoniques de rangs élevés. Cependant, comme la forme d'épanouissement des dents, l'épaisseur d'entrefer et le niveau d'induction dans la machine sont bien choisis, l'effet de denture statoriques peut être négligé dans la plupart des MSAP ou ne pas être pris en compte au moins dans leur modèle électrique.

- Le rotor est également supposé lisse : Cette hypothèse se justifie pour un nombre important de MSAP dont les aimants sont collés sur la surface du rotor. En effet, la perméabilité des aimants est souvent très proche de celle de l'air. Pour ces machines, la matrice d'inductance de la machine, saine ou en défaut, comporte des éléments indépendants de la position du rotor, ce qui permet de les estimer ou les identifier par des méthodes relativement simples. Il existe évidemment des MSAP à rotor saillant pour lesquelles cette hypothèse n'est pas valide. Pour ces machines, en l'absence de défaut électrique, on peut établir un modèle relativement simple dans le référentiel du rotor si l'on admet une répartition sinusoïdale des courants au stator (modèle de Park). Cependant, en présence d'un défaut électrique de bobinage statorique, l'hypothèse d'une force magnétomotrice (FMM) sinusoïdale est mise en cause. Dans la suite de ce chapitre, nous considérons les MSAP pouvant être considérées à rotor lisse qui correspond à un pourcentage non négligeable des MSAP utilisées dans les systèmes embarqués et un nombre important d'applications industrielles. Pour ces machines l'hypothèse de rotor lisse est justifiée.
- Les pertes fer au stator et rotor sont négligées : Les pertes au rotor (dans les aimants et dans les parties ferromagnétiques du rotor) sont dues aux harmoniques d'espace de la FMM statorique, des harmoniques temporels du courant statorique, générés par les tensions de sortie des onduleurs qui alimentent ces machines, et l'impact de la denture statorique. Cependant, compte tenu de l'entrefer magnétique qui est relativement important comparé aux machines classiques et la résistivité élevée des aimants, le fait de considérer les pertes rotoriques négligeables est justifié dans le cadre de l'établissement d'un modèle électrique des MSAP à aimants collés sur la surface du rotor. Les pertes fer statoriques ne sont pas négligeables, notamment à vitesses élevées et surtout dans les machines à fém trapézoïdales. On peut les prendre en compte dans le modèle circuit en ajoutant en parallèle avec ce modèle une résistance par phase fonction de la fréquence de l'alimentation. Compte tenu des valeurs faibles des courants traversant ces résistances ajoutées au modèle de type circuit nous négligeons ces pertes dans le modèle électrique.
- Les phénomènes capacitifs des bobines statoriques sont négligés car les modèles établis ne considèrent pas le comportement de la machine à très haute fréquence. Leur prise en compte devient nécessaire si notamment les courants de mode commun d'alimentation par un onduleur doivent être pris en compte. Cela ne fait pas partie des objectifs de modélisation dans cette thèse.
- L'effet amortissement au rotor est négligé : Cette hypothèse se justifie par le fait que la présence d'amortisseurs au rotor des MSAP autopilotées alimentées par des onduleurs de structure tension est nuisible. En effet, dans ce cas la présence d'amortisseurs au rotor conduirait à des pertes excessives pouvant entraîner l'échauffement des aimants notamment à basse vitesse. Pour cette raison, dans la plupart des machines synchrones à aimants collés sur la surface du rotor les frettes lorsqu'elles existent sont peu ou non conductrices.
- La machine est supposée non saturée : Pour une MSAP bien dimensionnée il peut exister une saturation localisée de certaines parties telle que l'épanouissement des dents statoriques. Cependant, l'impact de cette saturation localisée reste négligeable, sachant que la composante directe du courant qui peut entraîner la machine en saturation n'est pratiquement jamais positive dans les MSAP autopilotées à rotor lisse. En effet, dans ces machines cette composante est fixée soit à zéro (courant et fém de chaque phase sont en phase) à vitesses inférieures à la vitesse nominale soit à une valeur négative (défluxant la machine) à hautes vitesses. En présence d'un défaut de court-circuit entre spires, l'apparition du courant de défaut a pour effet la diminution de l'induction dans les zones concernées par les spires court-circuitées. De ce fait, nous maintenons l'hypothèse de non saturation des parties ferromagnétiques pour les MSAP en défaut de court-

circuit entre spires.

- Le bobinage statorique des MSAP saines triphasées à rotor lisse est supposé équilibré. De ce fait, les éléments diagonaux de leur matrice d'inductance (inductances propres des bobines des phases) sont égaux ainsi que leurs éléments non diagonaux (inductances mutuelles entre les bobines des phases). Il est évident qu'en présence d'un défaut électrique entre spires dans une phase, le bobinage triphasé n'est plus équilibré et le nombre de circuits (nombre de bobines parcourues par des courants différents) augmente d'un circuit (d'une bobine). On admet uniquement que les éléments de la matrice d'inductance des machines en défaut sont indépendants de la position du rotor (rotor supposé lisse).

## II.4.2 Modèle circuit électrique de la machine saine

Dès lors que l'induction dans l'entrefer est produite grâce à la présence des aimants, la machine peut être conçue avec un grand entrefer sans pertes de performances si les aimants sont bien dimensionnés. Cependant, le coût de fabrication de la machine est plus élevé à cause de la quantité importante d'aimants utilisés. En plus, le risque de démagnétisation d'aimant et alors la température de fonctionnement limitée peuvent être restrictifs dans certaines applications. Compte tenu du fait que les machines considérées sont supposées non saturées, le flux des aimants à travers des bobines statoriques ne peut varier qu'en fonction de la position rotorique et ne dépend pas d'un quelconque courant d'excitation contrairement au cas des machines excitées. Dans notre cas, le réglage du flux d'excitation (par aimants) à travers les bobines statoriques est impossible ; ce qui peut être gênant en cas de défauts.

Dans ce chapitre, nous limiterons l'étude aux machines triphasées sans liaison de neutre mais les principes énoncés et les méthodes employées peuvent être généralisés à une machine polyphasée quelconque à rotor lisse. Compte tenu des hypothèses admises précédemment (§ II.4.1), les MSAP considérées sont à stator lisse et à rotor muni d'aimants posés en surface (Fig. II-12, rotor considéré magnétiquement lisse).

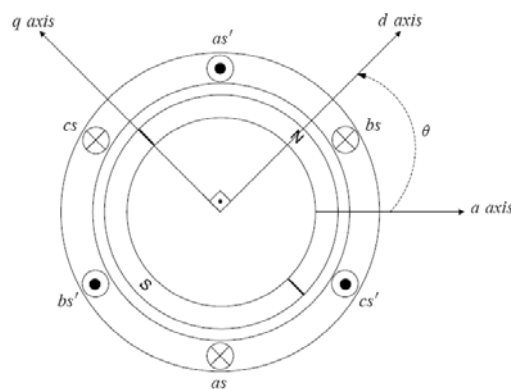


Figure II -12 : Représentation schématique d'une machine synchrone à aimants posés sur la surface du rotor ( $\theta$  est un angle électrique).

L'équation de tension dans le référentiel du stator ( $abc$ ) peut être mise sous la forme :

$$[V_s] = [R_s][I_s] + [L_{ss}] \frac{d}{dt} [I_s] + [E_s] \quad \text{II-4}$$

où:

$[V_s] = [v_{as} \ v_{bs} \ v_{cs}]^T$  est le vecteur des tensions de phases

$[I_s] = [i_{as} \ i_{bs} \ i_{cs}]^T$  est le vecteur des courants de phases.

$[E_s] = [e_a \ e_b \ e_c]^T$  est le vecteur des fém de phases.

$[R_s] = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix}$  est la matrice de résistance :  $R_s = R_a = R_b = R_c$ .

$[L_{ss}] = \begin{bmatrix} L & M & M \\ M & L & M \\ M & M & L \end{bmatrix}$  est la matrice d'inductance qui est circulante symétrique.

En général, les trios phases du stator sont connectées en étoile de sorte que :

$$i_{as} + i_{bs} + i_{cs} = 0 \quad \text{II -5}$$

Dans ces conditions, la composante homopolaire du courant est nulle et seule l'inductance cyclique de la machine ( $L_s = L - M$ ) limite les courants de phases, ce qui permet d'écrire :

$$[V_s] = R_s [I_s] + L_s \frac{d}{dt} [I_s] + [E_s] \quad \text{II -6}$$

Cependant, les équations II-4 et II-6 n'intègrent pas le fait que la composante homopolaire du courant est nulle (II-5). Pour cela, il suffit d'appliquer la transformation de Concordia (Clark) à l'équation électrique générale de la machine synchrone (II-1 ou II-4) ; la composante homopolaire du courant étant nulle, nous réduisons ainsi l'ordre du système pour prendre en compte la relation (II-6) et retrouvons les équations de la machine diphasée équivalente :

$$\begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} = R_s \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} + L_s \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_\alpha \\ e_\beta \end{bmatrix} \quad \text{II -7}$$

où:

$$\begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} = \mathbf{T}_{32}^t \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix}, \quad \mathbf{T}_{32} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ \frac{-1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{-1}{2} & \frac{-\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \quad \text{II -8}$$

La grandeur généralisée  $x$  représente ici le courant, la tension ou la fém. La composante homopolaire du courant étant nulle, le couple électromagnétique de MSAP à rotor lisse peut être exprimé comme suit :

$$T_e = \frac{e_a i_a + e_b i_b + e_c i_c}{\Omega} = \frac{e_\alpha i_\alpha + e_\beta i_\beta}{\Omega} \quad \text{II -9}$$

La dynamique de la vitesse de la machine et de sa charge, est décrite par la relation fondamentale de la dynamique appliquée aux solides en mouvement de rotation :

$$T_e - T_l = J \frac{d\Omega}{dt} \quad \text{II -10}$$

où  $J$  est le moment d'inertie des parties tournantes,  $T_l$  est le couple de charge et  $\Omega$  la vitesse de rotation. Pour une machine à  $p$  paires de pôles, cette vitesse est liée à l'angle électrique  $\theta$ , désignant la position du rotor, par la relation :

$$\frac{d}{dt} \theta = p\Omega \quad \text{II -11}$$

Pour une simulation en régime transitoire, nous mettons l'ensemble des équations régissant la machine sous forme d'état. L'équation électrique devient alors :

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \frac{1}{L_s} \left( -R_s \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} v_\alpha - e_\alpha \\ v_\beta - e_\beta \end{bmatrix} \right) \quad \text{II -12}$$

que nous exprimons de la manière suivante :

$$\dot{x} = Ax + Bu \quad \text{II -13}$$

où :  $x = \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix}$  est le vecteur des variables d'état II-14

$u = \begin{bmatrix} v_\alpha - e_\alpha \\ v_\beta - e_\beta \end{bmatrix}$  est le vecteur d'entrée II-15

Les matrices  $A$  et  $B$  ont pour expressions:

$$A = -\frac{R_s}{L_s} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}, \quad B = \frac{1}{L_s} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \quad \text{II -16}$$

La figure II-13 présente ainsi une représentation du modèle électrique (vitesse lentement variable) de la MSAP saine (diagramme fonctionnel).

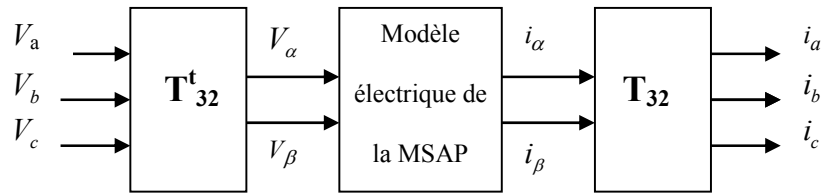


Figure II -13 : Schéma bloc représentant le modèle électrique de la machine synchrone à aimants saine.

### II.4.3 Modèles circuit électrique d'une MSAP en présence de défaut

Dans ce paragraphe, nous désignons par court-circuit entre-spires tout défaut d'isolation pouvant intervenir entre deux spires d'une même phase du stator. Le défaut n'est pas forcément franc et une résistance équivalente permet de modéliser ce qui reste de la résistance de l'isolant entre les spires court-circuitées. La valeur de la résistance indique la sévérité du défaut d'isolation. Un schéma simplifié de la situation est donné sur la figure II-14 montrant la résistance  $r_f$  du défaut. Le bobinage dans lequel survient le défaut est donc divisé en deux parties que l'on appellera ( $as_2$ ) pour la partie court-circuitée et ( $as_1$ ) pour la partie saine. En pratique la résistance  $r_f$  varie depuis une valeur infinie lorsque la machine est saine à zéro lorsque la machine est en présence d'un défaut franc de court-circuit entre-spires. Il est donc intéressant de déterminer le comportement de la machine lorsque cette résistance est suffisamment grande pour ne pas induire la destruction du bobinage et suffisamment petite pour que son effet soit perceptible sur les courants absorbés par la machine.

Nous avons défini le coefficient  $\mu$  qui décrit le nombre relatif de spires court-circuitées. Nous avons donc :

$$N_f = N_{as_2} = \mu(N_{as_1} + N_{as_2}) = \mu N_s \quad \text{II -17}$$

où  $N_s$  est le nombre de spires par phase et  $N_f$  est le nombre de spires de la partie du bobinage concernée par le défaut (sous-bobine  $as_2$ ) .

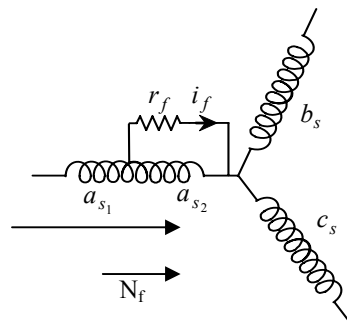


Figure II -14 . Représentation schématique d'un défaut d'isolation entre spires sur une phase de stator ( $as$ ).

#### II.4.3.1 Modèle de la MSAP en présence d'un défaut entre-spires dans le repère (abc)

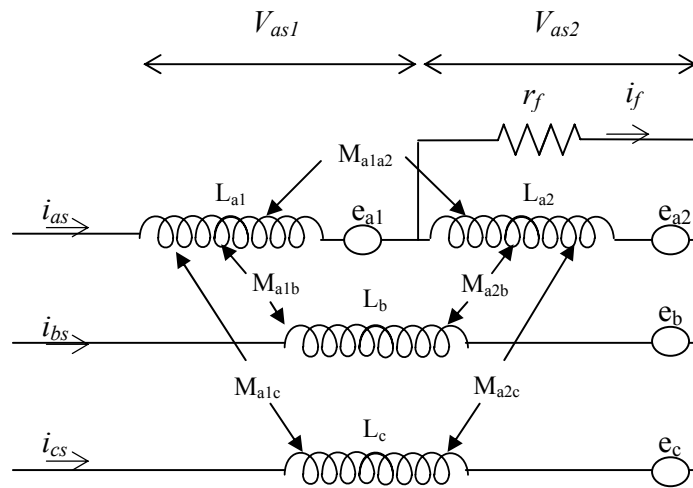
Par rapport à la nomenclature présentée ci haut, les équations électriques dans les deux parties qui composent la phase  $a_s$  (sous-bobines  $a_{s1}$  et  $a_{s2}$  sur la figure II-15) sont données par :

$$V_{as_1} = R_{a_1} i_{as} + L_{a_1} \frac{d}{dt} i_{as} + M_{a_1 a_2} \frac{d}{dt} (i_{as} - i_f) + M_{a_1 b} \frac{d}{dt} i_{bs} + M_{a_1 c} \frac{d}{dt} i_{cs} + e_{a_1}$$

II -18

$$V_{as_2} = R_{a_2} (i_{as} - i_f) + L_{a_2} \frac{d}{dt} (i_{as} - i_f) + M_{a_1 a_2} \frac{d}{dt} i_{as} + M_{a_2 b} \frac{d}{dt} i_{bs} + M_{a_2 c} \frac{d}{dt} i_{cs} + e_{a_2}$$

où  $R_{a_2}$  et  $L_{a_2}$  représentent la résistance et l'inductance de la sous-bobine en défaut ( $a_{s2}$ ). Les paramètres  $M_{a_1 a_2}$ ,  $M_{a_2 b}$  et  $M_{a_2 c}$  représentent respectivement les inductances mutuelles entre la sous-bobine  $a_{s2}$  et les bobines  $a_{s1}$ ,  $b_s$  et  $c_s$ .


 Figure II -15. Schéma équivalent de la machine à aimants avec un défaut entre-spires dans la phase  $a_s$ .

Les résistances de la sous-bobine saine  $a_{s1}$  et de la sous-bobine court-circuitée  $a_{s2}$  sont notées par  $R_{a1}$  et  $R_{a2}$  respectivement ; elles sont proportionnelles au nombre de spires des parties concernées. Par conséquent, nous pouvons les exprimer en fonction de la résistance de phase  $R_a$  et le coefficient  $\mu$ . Nous avons donc :

$$R_{a_1} = (1 - \mu) R_a$$

$$R_{a_2} = \mu R_a$$

II -19

L'étude des circuits élémentaires de la phase  $a_s$  donne les relations suivantes :

$$V_{as} = V_{as_1} + V_{as_2} \quad , \quad V_{as_2} = r_f i_f$$

$$i_{as_1} = i_{as} \quad , \quad i_{as_2} = i_{as} - i_f$$

II -20

Les équations des tensions des trois phases sont donc mises sous la forme :

$$V_{as} = (R_{a_1} + R_{a_2})i_{as} + (L_{a_1} + L_{a_2} + 2M_{a_1a_2})\frac{d}{dt}i_{as} + (M_{a_1b} + M_{a_2b})\frac{d}{dt}i_{bs} + (M_{a_1c} + M_{a_2c})\frac{d}{dt}i_{cs} + (e_{a_1} + e_{a_2}) - R_{a_2}i_f - (L_{a_2} + M_{a_1a_2})\frac{di_f}{dt} \quad \text{II -21}$$

$$V_{bs} = R_s i_{bs} + L \frac{d}{dt} i_{bs} + e_{bs} + (M_{a_1b} + M_{a_2b}) \frac{d}{dt} i_{as} + M \frac{d}{dt} i_{cs} - M_{a_2b} \frac{di_f}{dt} \quad \text{II -22}$$

$$V_{cs} = R_s i_{cs} + L \frac{d}{dt} i_{cs} + e_{cs} + (M_{a_1c} + M_{a_2c}) \frac{d}{dt} i_{as} + M \frac{d}{dt} i_{bs} - M_{a_2c} \frac{di_f}{dt} \quad \text{II-23}$$

Les relations suivantes sont normalement admises :

$$\begin{aligned} R_s &= R_a = R_{a_1} + R_{a_2} \\ L &= L_{a_1} + L_{a_2} + 2M_{a_1a_2} \\ M &= M_{a_1b} + M_{a_2b} \\ M &= M_{a_1c} + M_{a_2c} \\ e_a &= e_{a_1} + e_{a_2} = e_{a_1} + e_f \end{aligned} \quad \text{II -24}$$

En remplaçant les relations ci-dessus (II-24) dans les équations électriques II-21, II-22 et II-23, nous obtenons l'écriture matricielle suivante :

$$\begin{bmatrix} V_{as} \\ V_{bs} \\ V_{cs} \end{bmatrix} = R_s \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_s & 0 & 0 \\ 0 & L_s & 0 \\ 0 & 0 & L_s \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} R_{a_2} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} i_f - \begin{bmatrix} L_{a_2} + M_{a_1a_2} \\ M_{a_2b} \\ M_{a_2c} \end{bmatrix} \frac{di_f}{dt} \quad \text{II -25}$$

D'après l'équation que l'on vient d'établir, nous voyons que l'équation qui régit la machine en présence d'un défaut entre-spires contient les mêmes termes que l'équation électrique d'une machine saine (II-4 ou II-6) auxquels s'ajoutent des termes supplémentaires correspondant à la maille créée par le défaut. La résolution de l'équation (II-25) nécessite la connaissance du courant  $i_f$  ou alors d'ajouter une équation supplémentaire décrivant la maille du court-circuit. Nous avons alors :

$$0 = -R_{a_2} i_{as} - (L_{a_2} + M_{a_1a_2}) \frac{di_{as}}{dt} - M_{a_2b} \frac{di_{bs}}{dt} - M_{a_2c} \frac{di_{cs}}{dt} - e_{a_2} + (R_{a_2} + r_f) i_f + L_{a_2} \frac{di_f}{dt} \quad \text{II -26}$$

Suite à un défaut de court-circuit entre-spires, l'ordre du système croit. En effet, une maille supplémentaire apparaît. Alors, il est intéressant de présenter une matrice d'inductance de dimension 4 pour modéliser la MSAP en défaut. Nous rassemblons donc les équations (II-25) et (II-26) pour obtenir l'équation globale de dimension 4 régissant le comportement de la machine en présence d'un défaut de court-circuit, que l'on met sous la forme matricielle :



$$\begin{bmatrix} V_{as} \\ V_{bs} \\ V_{cs} \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 & -R_{a_2} \\ 0 & R_s & 0 & 0 \\ 0 & 0 & R_s & 0 \\ -R_{a_2} & 0 & 0 & R_{a_2} + r_f \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \\ i_f \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_s & 0 & 0 & -L_{a_2} - M_{a_1 a_2} \\ 0 & L_s & 0 & -M_{a_2 b} \\ 0 & 0 & L_s & -M_{a_2 c} \\ -L_{a_2} - M_{a_1 a_2} & -M_{a_2 b} & -M_{a_2 c} & L_{a_2} \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \\ i_f \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_{as} \\ e_{bs} \\ e_{cs} \\ -e_f \end{bmatrix} \quad \text{II -27}$$

$$\text{où :} \quad e_f = e_{as_2} \quad \text{II -28}$$

**Remarque.** Pour les machines à plus d'une encoche par pôle et par phase, les axes des sous-bobines  $a_{s1}$  et  $a_{s2}$  ne sont généralement pas alignés et sont décalés par rapport à celui de la bobine  $a_s$ ; de ce fait nous avons :  $M_{a_1 b} \neq M_{a_1 c}$  et  $M_{a_2 b} \neq M_{a_2 c}$ . Par contre pour une machine ayant une encoche par pôle et par phase, les axes des sous-bobines  $a_{s1}$  et  $a_{s2}$  sont alignés et sont non décalés par rapport à celui de la bobine  $a_s$ ; dans ce cas on peut admettre que  $M_{a_2 b} = M_{a_2 c}$  et alors on peut simplifier les équations (II-26) et (II-27) comme :

$$0 = -R_{a_2} i_{as} - (L_{a_2} + M_{a_1 a_2} - M_{a_2 b}) \frac{di_{as}}{dt} - e_{a_2} + (R_{a_2} + r_f) i_f + L_{a_2} \frac{di_f}{dt} \quad \text{II -29}$$

$$\begin{bmatrix} V_{as} \\ V_{bs} \\ V_{cs} \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 & -R_{a_2} \\ 0 & R_s & 0 & 0 \\ 0 & 0 & R_s & 0 \\ -R_{a_2} & 0 & 0 & R_{a_2} + r_f \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \\ i_f \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_s & 0 & 0 & -L_{a_2} - M_{a_1 a_2} \\ 0 & L_s & 0 & -M_{a_2 b} \\ 0 & 0 & L_s & -M_{a_2 b} \\ -(L_{a_2} + M_{a_1 a_2} - M_{a_2 b}) & 0 & 0 & L_{a_2} \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \\ i_f \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_{as} \\ e_{bs} \\ e_{cs} \\ -e_{a_2} \end{bmatrix} \quad \text{II -30}$$

On n'a pas besoin de prendre cette hypothèse dans notre étude mais on peut simplifier le modèle de la machine avec défaut entre-spires pour une MSAP à une encoche par pôle et par phase.

Nous avons ainsi établi les équations électriques régissant le comportement de la machine en régime dynamique en présence d'un défaut de court-circuit entre spires dans une phase. Nous n'avons pas encore introduit le comportement mécanique qui dépend des couples de moteur et de frein. Ces couples ont une influence sur la vitesse de rotation et par conséquent sur les valeurs des fém induites dans les différentes bobines du stator.

Si le couple de détente est négligeable, l'expression de couple électromagnétique de la MSAP en défaut électrique entre-spires est donné par :

$$T_e = \frac{e_{as} i_{as} + e_{bs} i_{bs} + e_{cs} i_{cs} - e_f i_f}{\Omega} \quad \text{II -31}$$

L'équation mécanique du système est donnée par l'équation (1-6) qui permet ainsi d'avoir un modèle électromécanique complet de la machine.

### II.4.3.2 Modèle de défaut dans le repère $\alpha\beta$

Les phases du stator étant connectées en étoile sans liaison du neutre, nous avons :

$$i_{as} + i_{bs} + i_{cs} = 0 \quad \text{II -32}$$

Dans ces conditions, la composante homopolaire du courant est nulle et seule les composantes  $\alpha\beta$  du courant interviennent dans la conversion électromécanique d'énergie. Cependant, les équations II-25 et II-26 (ainsi que II-27 ou II-30) n'intègrent pas le fait que la composante homopolaire du courant est nulle (II-32). Pour cela, il suffit d'appliquer la transformation de Concordia (Clark) à l'équation électrique II-25 ou de remplacer les composantes abc du courant par leurs expressions en fonction des composantes  $\alpha\beta$  du courant (la composante homopolaire du courant étant nulle).

$$\begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} = R_s \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} + L_s \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_\alpha \\ e_\beta \end{bmatrix} - \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} R_{a_2} \\ 0 \end{bmatrix} i_f - \begin{bmatrix} \sqrt{\frac{2}{3}} (L_{a_2} + M_{a_1 a_2} - \frac{M_{a_2 b} + M_{a_2 c}}{2}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} (M_{a_2 b} - M_{a_2 c}) \end{bmatrix} \frac{di_f}{dt} \quad \text{II -33}$$

$$0 = -\sqrt{\frac{2}{3}} R_{a_2} i_{\alpha s} - \sqrt{\frac{2}{3}} (L_{a_2} + M_{a_1 a_2} - \frac{M_{a_2 b} + M_{a_2 c}}{2}) \frac{di_{\alpha s}}{dt} - \frac{1}{\sqrt{2}} (M_{a_2 b} - M_{a_2 c}) \frac{di_{\beta s}}{dt} - e_{a_2} + (R_{a_2} + r_f) i_f + L_{a_2} \frac{di_f}{dt} \quad \text{II -34}$$

Les équations II-33 et II-34 peuvent être regroupées pour obtenir le modèle matriciel de la MSAP en défaut électrique entre-spires :

$$\begin{bmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & -R'_{a_2} \\ 0 & R_s & 0 \\ -R'_{a_2} & 0 & R'_f \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \\ i_f \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_s & 0 & M_{f\alpha} \\ 0 & L_s & M_{f\beta} \\ M_{f\alpha} & M_{f\beta} & L_{a_2} \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \\ i_f \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_\alpha \\ e_\beta \\ -e_f \end{bmatrix} \quad \text{II -35}$$

où :

$$\begin{aligned} R'_{a_2} &= \sqrt{\frac{2}{3}} R_{a_2}, \quad R'_f = R_{a_2} + r_f, \quad e_f = e_{a_2} \\ M_{f\alpha} &= -\sqrt{\frac{2}{3}} (L_{a_2} + M_{a_1 a_2} - \frac{M_{a_2 b} + M_{a_2 c}}{2}) \\ M_{f\beta} &= -\frac{1}{\sqrt{2}} (M_{a_2 b} - M_{a_2 c}) \end{aligned} \quad \text{II-36}$$

Dans cette partie, nous introduisons une transformation basée sur la transformation de Concordia à laquelle nous ajoutons une ligne et une colonne représentant le courant de défaut. Cette grandeur ne subit pas de projection spéciale sur un autre système de coordonnées. Nous appellerons cette transformation : transformation de Concordia étendue définie comme suit :

$$[x_{h\alpha\beta f}] = [T][x_{abc f}] \quad \text{II-37}$$

$$[T]^t = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & 0 \\ 1 & \frac{-1}{2} & \frac{-1}{2} & 0 \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{-\sqrt{3}}{2} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \sqrt{\frac{3}{2}} \end{bmatrix} \quad \text{avec : } [T]^t = [T]^{-1} \quad \text{II -38}$$

Pour un couplage en étoile des trois phases statoriques, la composante homopolaire du courant est nulle. La composante homopolaire des autres grandeurs statoriques ne participe donc pas dans l'échange électromécanique d'énergie. L'application de cette transformation aux équations de la machine avec défaut (II-27), en éliminant la ligne homopolaire, conduit évidemment à l'équation matricielle (II-35).

**Remarque :** Pour les MSAP à une encoche par pôle et par phase ( $M_{a_2b} = M_{a_2c}$ ), l'équation (II-35) se simplifie et devient :

$$\begin{bmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & -R'_{a_2} \\ 0 & R_s & 0 \\ -R'_{a_2} & 0 & R'_f \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \\ i_f \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_s & 0 & M_{f\alpha} \\ 0 & L_s & 0 \\ M_{f\alpha} & 0 & L_{a_2} \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \\ i_f \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_\alpha \\ e_\beta \\ -e_f \end{bmatrix} \quad \text{II -39}$$

où :

$$\begin{aligned} R'_{a_2} &= \sqrt{\frac{2}{3}} R_{a_2} \quad , \quad R'_f = R_{a_2} + r_f \quad , \quad e_f = e_{a_2} \\ M_{f\alpha} &= -\sqrt{\frac{2}{3}} (L_{a_2} + M_{a_1a_2} - M_{a_2b}) \\ M_{f\beta} &= 0 \end{aligned} \quad \text{II -40}$$

Nous signalons que dans ce cas d'après l'équation (II-39), le courant  $i_f$  est indépendant du courant  $i_\beta$  ; il dépend uniquement du courant  $i_\alpha$ . Ceci est dû au fait que le défaut est supposé survenir sur la phase  $as$  et que les mutuelles avec les deux autres phases sont identiques. Autrement dit, la phase en défaut de court-circuit entre-spires est considérée comme la première phase ( $a$ ) et  $\theta$  est donc l'angle électrique désignant la position de l'axe d'excitation (axe de symétrie d'un aimant) et l'axe de symétrie de la phase  $a$ .

Suivant le modèle présentée, le couple électromagnétique peut être donné par :

$$T_e = \frac{e_\alpha i_\alpha + e_\beta i_\beta - e_{a_2} i_f}{\Omega} \quad \text{II -41}$$

### II.4.3.3 Mise sous forme d'état

Pour l'étude de la machine en régime dynamique nous mettons l'ensemble des équations de la machine dans le référentiel ( $\alpha\beta f$ ) sous forme d'état afin de pouvoir simuler tel ou tel régime transitoire. Nous avons donc :

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \\ i_f \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & 0 & M_{f\alpha} \\ 0 & L_s & M_{f\beta} \\ M_{f\alpha} & M_{f\beta} & L_{a2} \end{bmatrix}^{-1} \left( - \begin{bmatrix} R_s & 0 & -R'_{a2} \\ 0 & R_s & 0 \\ -R'_{a2} & 0 & R'_f \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \\ i_f \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} V_\alpha - e_\alpha \\ V_\beta - e_\beta \\ e_f \end{bmatrix} \right) \quad \text{II -42}$$

Nous définissons le vecteur des variables d'état ( $x$ ) et le vecteur des tensions d'entrée ( $u$ ) de la manière suivante:

$$x = \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \\ i_f \end{bmatrix}, \quad u = \begin{bmatrix} V_\alpha - e_\alpha \\ V_\beta - e_\beta \\ e_f \end{bmatrix} \quad \text{II -43}$$

De sorte que l'équation de la machine soit écrite sous la forme de l'état ( $\dot{x} = A.x + B.u$ ), nous avons :

$$A = - \begin{bmatrix} L_s & 0 & M_{f\alpha} \\ 0 & L_s & M_{f\beta} \\ M_{f\alpha} & M_{f\beta} & L_{a2} \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} R_s & 0 & -R'_{a2} \\ 0 & R_s & 0 \\ -R'_{a2} & 0 & R'_f \end{bmatrix} \quad \text{II -44}$$

$$B = \begin{bmatrix} L_s & 0 & M_{f\alpha} \\ 0 & L_s & M_{f\beta} \\ M_{f\alpha} & M_{f\beta} & L_{a2} \end{bmatrix}^{-1} \quad \text{II -45}$$

Les équations d'état que nous venons d'établir peuvent être schématisées sous une forme en bloc introduisant la transformation de Concordia afin d'avoir les grandeurs de phases comme grandeurs d'entrée et sortie. Cette modélisation sous schéma bloc, présentés sur la figure II-16, se prête bien à une résolution numérique sous un environnement Matlab Simulink.

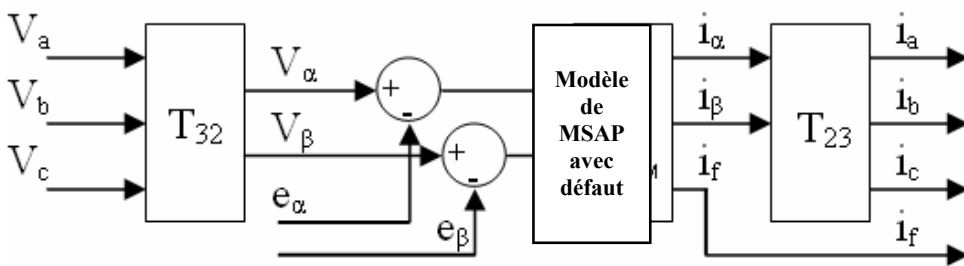


Figure II -16 : Schéma bloc du modèle de la machine en régime dynamique.

#### II.4.4 Méthodes d'identification des paramètres du modèle circuit électrique

Dans le modèle circuit électrique, les inductances de la machine prennent une place importante car elles contiennent la signature des différents phénomènes pouvant apparaître au sein de la machine. Une identification précise de ces inductances mènera à un apport d'informations supplémentaires sur les signaux tels que les courants statoriques. Cette approche offre un bon compromis en termes de précision du modèle et de temps de calcul. De plus, ce type de modélisation permet de prendre en

compte le défaut court-circuit entre-spires, même pour les MSAP à rotor lisse à plus d'une encoche par pôle et par phase. Cependant, nous nous limitons au cas des machines à une encoche par pôle et par phase pour lesquelles les fêm des sous-bobines  $a_{s1}$  et  $a_{s2}$  (figures II-14 et II-15) ont la même forme que celle de la bobine  $a_s$  et leurs amplitudes sont proportionnelles aux nombres de leurs spires.

Nous allons calculer tout d'abord les inductances du modèle circuit en utilisant la méthode d'éléments finis. Il donne les informations précises pour l'étude de la MSAP en présence de défaut entre-spires. Il faut identifier les inductances pour chaque configuration de défaut. Afin de valider le modèle circuit associé à la méthode d'identification par éléments finis, nous l'utilisons dans l'étude du comportement de la MSAP en présence du défaut court-circuit entre-spires dont le comportement est déjà étudié à l'aide du premier modèle (modèle éléments finis pas à pas dans le temps couplé avec un circuit), déjà validé par l'expérimentation.

Nous présentons ensuite la méthode d'estimation des paramètres du modèle circuit électrique, en proposant des expressions analytiques qui tiennent compte du nombre de pôles de bobinage statorique ainsi que le nombre de spires en défaut. Cette méthode permet simplement et rapidement de déduire pour chaque situation de défaut, les paramètres du modèle de MSAP en défaut entre-spires à partir de ceux de la MSAP saine.

L'approche analytique proposée donne de bons résultats pour les MSAP considérées à rotor lisse. La validité des résultats obtenus par cette méthode d'identification est vérifiée en comparant ces résultats avec ceux obtenus par la méthode d'identification par éléments finis. De toute façon, cette méthode reste bien plus précise que celles de même nature, utilisant les expressions analytiques ne prenant pas en compte le nombre de pôles et le nombre de spires en défaut.

#### II.4.4.1 Identification par la méthode des éléments finis

Pour chaque MSAP et pour chaque configuration de défaut électrique entre-spire, les inductances propres et les mutuelles inductances des quatre bobines ou sous-bobines sont déterminées par calcul de champs magnétique par la méthode d'éléments finis en appliquant une procédure très simple. Tout d'abord, on « désactive les aimants » et on calcule les inductances propres et mutuelles par la méthode basée sur leurs définitions à partir des flux totaux les traversant, en admettant que la MSAP est à rotor lisse et elle est non saturée. Dans ces conditions, les éléments de sa matrice d'inductance peuvent être simplement identifiés en imposant un courant non nul dans une seule bobine et annulant les courants des autres. Ainsi, un seul enroulement est alimentée par un courant proche du courant nominal ; on calcul les flux totaux dans toutes les bobines et on en déduit les inductances propre et mutuelles par les relations suivantes :

$$\begin{aligned}
 L_{a_1} &= \frac{\psi_{a_1}}{i_{a_1}} \Big|_{i_{a_2,b,c}=0} , M_{a_1 a_2} = \frac{\psi_{a_2}}{i_{a_1}} \Big|_{i_{a_2,b,c}=0} , M_{a_1 b} = \frac{\psi_b}{i_{a_1}} \Big|_{i_{a_2,b,c}=0} , M_{a_1 c} = \frac{\psi_c}{i_{a_1}} \Big|_{i_{a_2,b,c}=0} \\
 L_{a_2} &= \frac{\psi_{a_2}}{i_{a_2}} \Big|_{i_{a_1,b,c}=0} , M_{a_1 a_2} = \frac{\psi_{a_1}}{i_{a_2}} \Big|_{i_{a_1,b,c}=0} , M_{a_2 b} = \frac{\psi_b}{i_{a_2}} \Big|_{i_{a_1,b,c}=0} , M_{a_2 c} = \frac{\psi_c}{i_{a_2}} \Big|_{i_{a_1,b,c}=0} \\
 L_b &= \frac{\psi_b}{i_b} \Big|_{i_{a_1,a_2,c}=0} , M_{bc} = \frac{\psi_c}{i_b} \Big|_{i_{a_1,a_2,c}=0} , L_c = \frac{\psi_c}{i_c} \Big|_{i_{a_1,a_2,b}=0} , M_{bc} = \frac{\psi_b}{i_c} \Big|_{i_{a_1,a_2,b}=0}
 \end{aligned}
 \tag{II-46}$$

Dans les équations ci-dessus,  $i_x$  et  $\psi_x$  sont le courant et le flux total de la bobine  $x$  (l'indice  $x$  indique l'une des bobines  $a_1, a_2, b, \text{ ou } c$ ).

Nous considérons un défaut entre spire sur 50% de la bobine de la phase  $a$  ( $\mu = 0.5$  ou 50%) de la MSAP à 4 paires de pôles, déjà étudiée pour la validation du modèle éléments finis (§II.3.2, Fig. II-3). La figure II-17 montre le schéma de ce défaut. Pour cette configuration de défaut entre-spores, nous avons donc déterminé par la méthode d'éléments finis les valeurs des inductances et des mutuelles de la machine considérée.

Le tableau II-1 donne les valeurs des inductances et des mutuelles de la machine saine et en présence d'un défaut de court-circuit. Les inductances propres et mutuelles inductance de la machine saine ( $L_a$ ,  $M_{ab}$  et  $M_{ac}$ ) sont données en tableau II-1-a ; le tableau II-1-b donne les inductances propres  $L_{a1}$  et  $L_{a2}$  des sous-bobines  $a1$  et  $a2$  de la phase  $a$  en défaut, les inductances mutuelles entre ces deux sous-bobines  $M_{a1a2}$  ainsi que les inductances mutuelles entre ces deux sous-bobines et les deux autres phases :  $M_{a1b}$ ,  $M_{a2b}$ ,  $M_{a1c}$ ,  $M_{a2c}$  (Figure II-14). Ces paramètres sont utilisés dans le modèle circuit électrique développé précédemment.

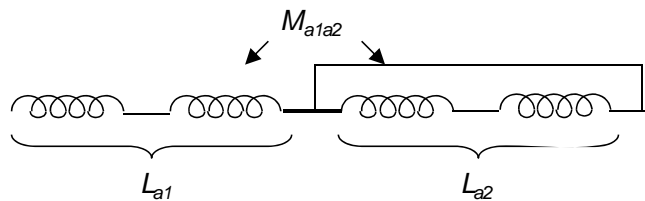


Figure II -17 : Schéma d'un défaut de court-circuit entre-spores avec  $\mu = 0.5$  d'une phase ( $a$ ) de la MSAP à 4 paires de pôles (bobinage est déjà présenté sur la Fig. II -3).

Table II -1. Inductances propres et mutuelles de la MSAP étudiée ( $p=4$ ) en ( $mH$ )

(a) Machine saine (b) Avec défaut  $\mu = 0.5$

$L_a$	$M_{ab}$	$M_{ac}$
2.82	-0.28	-0.28

(a)

$L_{a_1} = L_{a_2}$	$M_{a_1a_2}$	$M_{a_1b} = M_{a_2b}$	$M_{a_1c} = M_{a_2c}$
1.6	-0.19	-0.14	-0.14

(b)

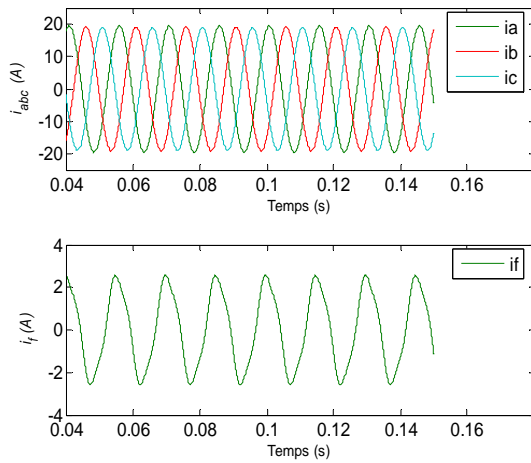
A fin d'utiliser le modèle circuit électrique de la MSAP en présence de défaut entre-spores dont les paramètres sont identifiés par la méthode éléments finis, nous mettons en œuvre ce modèle l'environnement Matlab-Simulink<sup>®</sup>. A fin de valider ce modèle circuit et la méthode d'identification des paramètres sont identifiés par la méthode éléments finis, les résultats obtenus par ce modèle sont confrontés avec ceux obtenus par le modèle éléments finis pas à pas dans le temps, présenté en section II.3 pour la même MSAP avec le même type de défaut entre-spores.

Pour ce faire, nous considérons la MSAP à 4 paires de pôles précédemment présentée pour effectuer les études. La vitesse de référence que nous allons considérer dans notre étude est de 1000  $tr/min$  qui correspond à une fréquence de 66.67  $Hz$ . La machine est alimentée par une source de tension à 50V. Nous considérons que la moitié des spires de la phase  $a$  est concernée par le défaut ( $\mu = 50\%$ ). C'est-à-dire 80 spires sur 160 spires de la bobine de phase  $a$  est en défaut (Figure II-15).

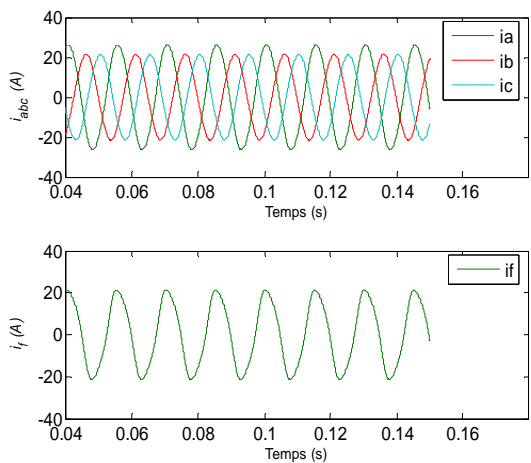
Afin d'étudier le défaut entre-spires, la simulation est effectuée pour des différentes valeurs de la résistance de défaut :  $r_f = 10\Omega$ ,  $r_f = 1\Omega$  et  $r_f = 0.1\Omega$ . Cette dernière valeur de résistance de défaut tend vers le cas d'un court-circuit franc. Nous calculons les courants des trois phases ainsi que le courant de défaut pour chaque valeur de résistance de défaut. Les inductances de modèle circuit sont identifiées par la méthode des éléments finis (tableau II-1). Les résultats des différentes simulations sont donnés sur la figure II-18 pour le modèle circuit électrique et la figure II-19 pour le modèle éléments finis pas à pas dans le temps.

Lorsque la résistance de défaut ( $r_f$ ) décroît, le courant de défaut ( $i_f$ ) augmente et le déséquilibre des courants de phase devient de plus en plus important. De même, l'amplitude du courant dans la phase en défaut ( $a$ ) est plus élevée que celles des autres phases saines ( $b, c$ ).

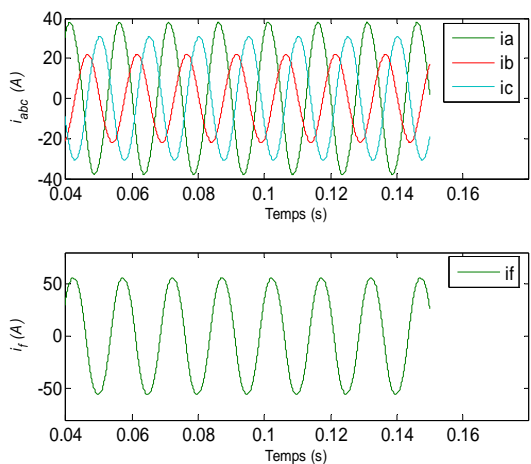
D'un autre côté, nous constatons que le modèle circuit que nous avons développé donne des résultats très similaires à ceux données par le calcul par éléments finis pas à pas dans le temps. Ceci valide aussi bien le modèle circuit électrique que l'identification des paramètres par la méthode d'éléments finis. L'avantage du modèle circuit réside dans le fait qu'il est nettement plus rapide en temps de calcul ; son inconvénient est qu'il ne permet que d'étudier le comportement des MSAP pour lesquelles les hypothèses effectuées pour l'établissement du modèle circuit sont justifiées.



(a)

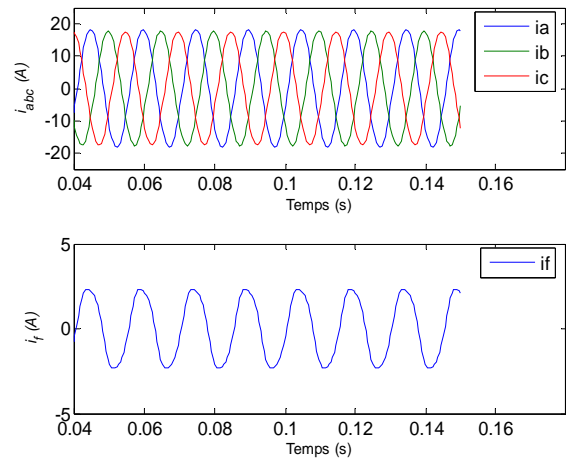


(b)

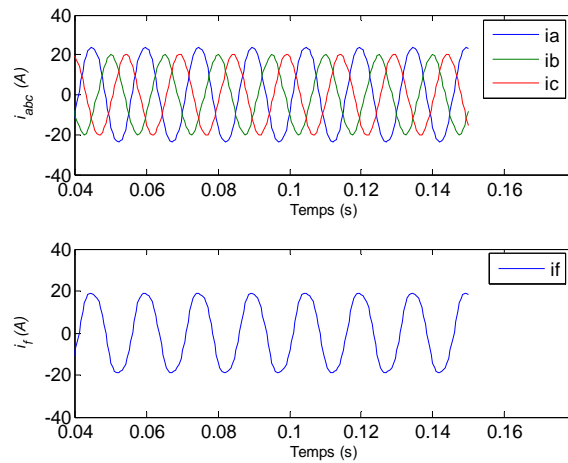


(c)

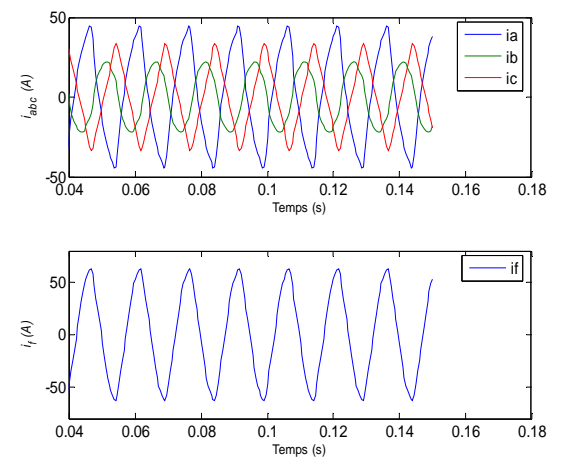
Figure II -18 Courants des phases et courant de défaut simulés par modèle circuit électrique :  
(a)  $r_f=10\Omega$  ; (b)  $r_f=1\Omega$  ; (c)  $r_f=0.1\Omega$



(a)



(b)



(c)

Figure II-19 Courants des phases et courant de défaut obtenus par le modèle éléments finis (Flux-2D) :  
(a)  $r_f=10\Omega$  ; (b)  $r_f=1\Omega$  ; (c)  $r_f=0.1\Omega$



#### II.4.4.2 Identification par des expressions analytiques

Dans cette partie, nous établissons les expressions analytiques permettant de déterminer les inductances d'une MSAP en défaut entre-spores en fonction des paramètres du modèle de la même MSAP lorsqu'elle est saine. Ces expressions dépendent des inductances de la machine saine, et tiennent compte du nombre de paires de pôles de la machine et du nombre de spores en défaut. Cette approche est plus rapide que l'identification par méthode d'éléments finis (§ II.4.4.1) et n'exige pas de faire des calculs lourds et longs pour chaque configuration de défaut. Par contre, il est évident que l'identification des inductances par la méthode d'éléments finis est plus précise, car elle tient compte de la répartition réelle des courants totaux dans les encoches statoriques. Pour que la méthode d'identification des paramètres du modèle en défaut par les expressions analytiques reste suffisamment précise nous devons considérer le type de bobinage et le nombre de paires de pôles ( $p$ ). En effet, à la suite d'un défaut court-circuit entre-spores dans une phase (par exemple la phase  $a$ ), les axes des sous-bobines qui en résultent (sous-bobines  $a_{s1}$  et  $a_{s2}$  sur la figure II-15) peuvent être décalés par rapport à celui de la phase (phase  $a$  ici) avant l'apparition de défaut. De ce fait, l'établissement des expressions analytiques, pour déterminer les paramètres de la MSAP en défaut de court-circuit entre-spores à partir des paramètres de la même MSAP lorsqu'elle est saine, devient relativement compliqué ; pour cela nous devons admettre certaines hypothèses supplémentaires sur le bobinage de MSAP saines pour que l'établissement de ces expressions soit plus facile et qu'elles soient assez précises.

La première hypothèse supplémentaire sur le bobinage de MSAP saines est qu'à la suite d'un défaut entre-spores d'une phase, les axes des sous-bobines qui en résultent restent confondus. Cette hypothèse est justifiée au moins dans les machines à une encoche par pôle et par phase.

En effet, chaque phase des MSAP comporte une ou plusieurs bobines élémentaires de sorte que chacune d'elles soit réalisée dans deux encoches statoriques, l'une logeant les conducteurs aller et l'autre ceux de retour. Ces bobines élémentaires pouvant être connectées en série ou en parallèle. Nous considérons ici seules les machines pour lesquelles les axes des deux bobines élémentaires d'une phase ont un décalage correspondant à  $2k\pi$  électrique. Dans ce cas, à la suite d'un défaut entre-spores d'une phase, les axes des sous-bobines qui en résultent restent confondus. Cette condition est évidemment le cas des MSAP à une encoche par pôle et par phase, mais également un nombre important des MSAP à bobinage concentrique autour des plots statoriques (Machine 12 dents bobinées/10 pôles d'aimant au rotor par exemple).

Dans le cas des machines à une encoche par pôle et par phase, le nombre de bobines élémentaires par phase est égal au nombre de paires de pôle ( $p$ ). Nous considérons uniquement la connexion en série de ces bobines dans la suite de l'étude.

La seconde hypothèse supplémentaire sur le bobinage de MSAP saines est que les mutuelles inductances des bobines élémentaires des phases sont égales ( $M_{bob}$ ). Cette hypothèse se justifie dans les MSAP à rotor lisse non saturées considérées ici (§ II.4.4.2).

Pour une machine à  $p$  paires de pôles, la bobine de chaque phase comporte généralement  $p$  bobines élémentaires (une par paires de pôles). Pour les MSAP à rotor lisse non saturées, les inductances de ces bobines élémentaires sont évidemment identiques ( $L_{bob} > 0$ ) et les mutuelles inductances entre elles sont supposées identiques ( $M_{bob} < 0$ ) et nous les appelons respectivement  $L_{bob}$  et  $M_{bob}$  (Fig. II-20).

### II.4.4.2.1 Expressions analytiques des inductances de MSAP saines à rotor lisse non saturées

La matrice d'inductance du bobinage triphasé des MSAP à rotor lisse est donnée par :

$$[L_{ss}] = \begin{bmatrix} L & M & M \\ M & L & M \\ M & M & L \end{bmatrix} \quad \text{II-47}$$

où  $L$  est l'inductance propre de chaque phase et  $M$  la mutuelle inductance entre les phases que nous considérons égales entre toutes les bobines de la même phase. Pour une machine à  $p$  paires de pôles, à une encoche par pôle et par phase, chaque phase comporte  $p$  bobines élémentaires (Fig. II-20) que nous supposons en série. L'expression de l'inductance propre  $L$  en fonction de  $L_{bob}$  et  $M_{bob}$  des bobines élémentaires (Fig. II-20) et le nombre de paires de pôles ( $p$ ) peut se mettre sous la forme suivante :

$$L = p[L_{bob} + (p-1)M_{bob}] \quad \text{II-48}$$

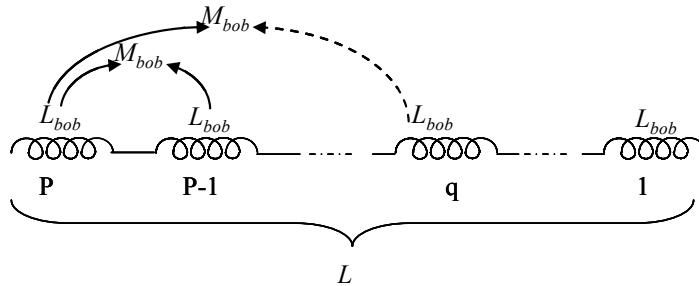


Figure II-18 : Schéma d'une bobine de phase d'une MSAP à rotor lisse, à une encoche par pôle et par phase et à  $p$  paires de pôles. Elle comporte  $p$  bobines élémentaires.

### II.4.4.2.2 Expressions analytiques pour des inductances des MSAP en défaut entre-spires

#### Cas.1.

Dans le premier cas, on étudie un défaut de court circuit entre spires dans une partie d'une bobine élémentaire d'une phase (la 1<sup>ère</sup> bobine élémentaire de la phase  $a$  par exemple) d'une MSAP à  $p$  paires de pôles (Fig. II-19). A la suite de ce défaut dans cette bobine élémentaire, elle se divise en deux parties d'inductances propres  $L_{bob1}$  et  $L_{bob2}$ , supposées parfaitement couplées d'inductance mutuelle  $M_{bob12}$ , nous avons :

$$L_{bob1} = (1 - \mu_{bob})^2 L_{bob} \quad , \quad L_{bob2} = \mu_{bob}^2 L_{bob} \quad \text{II-49}$$

$$M_{bob12} = \mu_{bob} (1 - \mu_{bob}) L_{bob}$$

où  $\mu_{bob}$  est le rapport du nombre de spires court-circuitées de la partie en défaut sur le nombre de spires de chaque bobine élémentaire :  $\mu_{bob} = \frac{N_f}{N_{bob}} = \frac{N_f}{N_s / p} = p\mu$ .

Ces relations se justifient compte tenu du fait que les spires de chaque bobine élémentaire sont supposées parfaitement couplées magnétiquement.

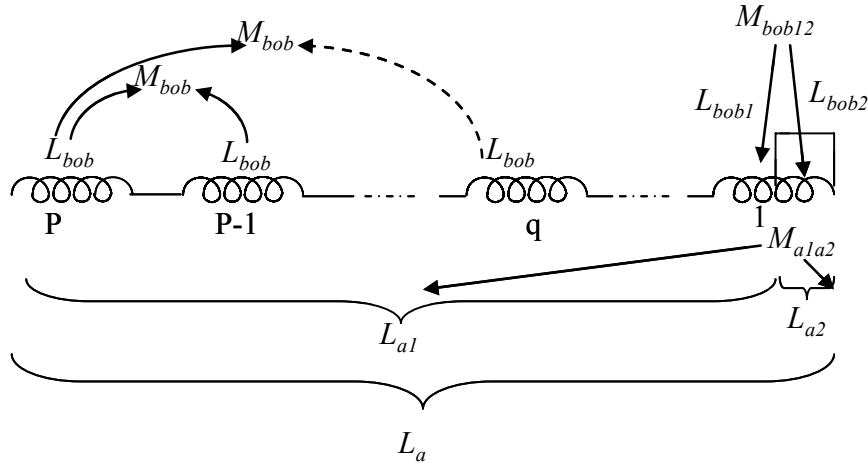


Figure II-19 : Schéma d'un défaut de court-circuit entre-spires d'une bobine élémentaire (la 1<sup>ère</sup> par exemple).

Dans ces conditions, les inductances propres  $L_{a1}$  et  $L_{a2}$  des sous bobines  $a_1$  (partie saine) et  $a_2$  (partie défectueuse) de la phase  $a$  (Fig. II- 21) ainsi que la mutuelle inductance entre-elles ( $M_{a1a2}$ ) peuvent s'écrire sous la forme suivante (relations II-48 et II-49):

$$\begin{aligned} L_{a1} &= (p-1)[L_{bob} + (p-2)M_{bob}] + (1-\mu_{bob})^2 L_{bob} + 2(1-\mu_{bob})(p-1)M_{bob} \\ L_{a2} &= L_{bob2} = \mu_{bob}^2 L_{bob} \\ M_{a1a2} &= \mu_{bob}(1-\mu_{bob})L_{bob} + \mu_{bob}(p-1)M_{bob} \end{aligned} \quad \text{II-50}$$

De même, les mutuelles inductances entre les sous bobines ( $a_1$  et  $a_2$ ) et les autres phases ( $b$  et  $c$ ) sont estimées par :

$$\begin{aligned} M_{a1b} &= M_{a1c} = [(p-1) + (1-\mu_{bob})] \frac{M_{ab}}{p} \\ M_{a2b} &= M_{a2c} = \mu_{bob} \frac{M_{ab}}{p} \end{aligned} \quad \text{II-51}$$

Afin de vérifier la cohérence des relations analytiques II-50 avec la relation exprimant l'inductance équivalente de deux bobines en série couplées magnétiquement ( $L_a = L_{a1} + L_{a2} + 2M_{a1a2}$ ), nous retrouvons l'inductance propre  $L_a$  de la bobine  $a$  (relation II-48) à partir des inductances propres des sous bobines  $a_1$  et  $a_2$  ( $L_{a1}$  et  $L_{a2}$ ) et la mutuelle inductance entre-elles ( $M_{a1a2}$ ) :

$$\begin{aligned}
 L_a &= L_{a_1} + L_{a_2} + 2M_{a_1a_2} = (p-1)[L_{bob} + (p-2)M_{bob}] + (1-\mu_{bob})^2 L_{bob} + 2\mu_{bob}(p-1)M_{bob} \\
 &\quad + \mu_{bob}^2 L_{bob} \\
 &\quad + 2(p-1)M_{bob} + 2\mu_{bob}(1-\mu_{bob})L_{bob} - 2\mu_{bob}(p-1)M_{bob} \\
 &= (p-1)L_{bob} + (p-1)(p-2)M_{bob} + L_{bob} + 2(p-1)M_{bob} \\
 &= p[L_{bob} + (p-1)M_{bob}]
 \end{aligned}$$

II-52

Par conséquent dans une MSAP saine à rotor lisse à  $p$  paires de pôles, si l'on connaît l'inductance propre d'une bobine élémentaire ( $L_{bob}$ ) et la mutuelle inductance entre deux bobines élémentaires d'une phase ( $M_{bob}$ ), on peut déduire les expressions des inductances propre des sous bobines  $a_1$  et  $a_2$  (issues d'un défaut de court-circuit dans une bobine élémentaire) et la mutuelle inductance entre elles (relation II-50).

Pour vérifier la validité des relations II-50, nous avons déterminé par la méthode éléments finis (§ II.2.2.1) les inductances de la MSAP à 4 paires de pôles avec 50% des spires d'une bobine élémentaire en défaut de court-circuit entre spires de la phase  $a$  ( $\mu = 12.5\%$ ,  $\mu_{bob} = 50\%$ ). C'est-à-dire que 20 spires d'une bobine élémentaire sur les 160 spires de la phase  $a$  sont en défaut. Les valeurs des inductances propres et mutuelles obtenues sont données (en mH) dans le tableau II-2 (ci-dessous) :

Tableau II -2. Les valeurs des inductances propres et mutuelles inductances de la MSAP saine et en défaut court-circuit entre-spires, obtenues par la méthode des éléments finis en (mH)  
( $\mu = 12.5\%$ ,  $\mu_{bob} = 50\%$ )

$L_a$	$L_{bob}$	$M_{bob}$	$L_{a_1}$	$L_{a_2}$	$M_{a_1a_2}$
2,82	0,85	-0,05	2,37	0,20	0,137

Connaissant les inductances propre et mutuelles des bobines élémentaires ( $L_{bob}$  et  $M_{bob}$ ) d'une MSAP saine à 4 paires de pôles à rotor lisse (tableau II-2), nous calculons des inductances des sous bobines  $a_1$  et  $a_2$  ( $L_{a_1}$  et  $L_{a_2}$ ) et la mutuelle inductance entre-elles ( $M_{a_1a_2}$ ), en utilisant les expressions analytiques II-50, sachant que  $\mu_{bob} = 50\% = 0,5$  :

$$L_{a_1} = 2,31 \quad , \quad L_{a_2} = 0,21 \quad , \quad M_{a_1a_2} = 0,13 \quad \text{II-53}$$

L'erreur relative de chacune des inductances obtenues à l'aide des expressions analytiques II-50 par rapport à celles déterminées par la méthode éléments finis sont :

$$\frac{\Delta L_{a_1}}{L_{a_1}} = \frac{0,06}{2,37} = 2.5\% \quad , \quad \frac{\Delta L_{a_2}}{L_{a_2}} = \frac{0,01}{0,2} = 5\% \quad , \quad \frac{\Delta M_{a_1a_2}}{M_{a_1a_2}} = \frac{0,007}{0,137} = 5\%$$

Il n'y a qu'environ 2.5% d'erreur sur  $L_{a_1}$ , 5% sur  $L_{a_2}$  et 5% sur  $M_{a_1a_2}$ , ce qui est acceptable pour étudier le défaut par le modèle circuit électrique.

**Cas.2.**

Nous allons considérer le cas où le défaut de court-circuit entre-spires survient entre plusieurs bobines élémentaires ( $q-1$  bobines élémentaires entières de la phase  $a$  par exemple) et une fraction d'une bobine élémentaire de la même phase ( $\mu_{bob}$  % de la  $q^{\text{ème}}$  bobine élémentaire par exemple). La figure II-22 donne le schéma d'un tel défaut qui peut être considéré comme le cas général car en posant  $q=1$  on retrouve la même configuration de défaut que nous avons étudié dans le premier cas (Fig II-21).

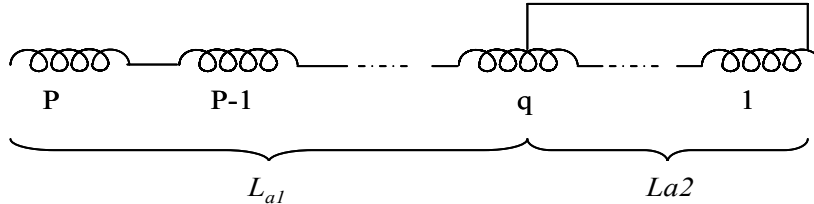


Figure II-20 : Schéma d'un défaut de court circuit entre-spires comprenant  $q-1$  bobines élémentaires complètes et une fraction d'une bobine élémentaire ( $\mu_{bob}$  % de la  $q^{\text{ème}}$  bobine élémentaire par exemple).

En suivant la même approche qu'au premier cas nous pouvons établir les expressions analytiques des inductances propres et mutuelles des sous bobines  $a_1$  et  $a_2$  qui résulte d'un défaut court-circuit entre spires de la phase  $a$  :

$$\begin{aligned}
 L_{a1} &= (p-q)[L_{bob} + (p-q-1)M_{bob}] + (1-\mu_{bob})^2 L_{bob} + 2(1-\mu_{bob})(p-q)M_{bob} \\
 L_{a2} &= (q-1)[L_{bob} + (q-2)M_{bob}] + \mu_{bob}^2 L_{bob} + 2\mu_{bob}(q-1)M_{bob} \\
 M_{a1a2} &= (q-1)(p-q)M_{bob} + \mu_{bob}(p-q)M_{bob} + (1-\mu_{bob})(q-1)M_{bob} + \mu_{bob}(1-\mu_{bob})L_{bob}
 \end{aligned}
 \tag{II-54}$$

Les inductances mutuelles entre les sous-bobines  $a_1$  et  $a_2$ , et, les autres phases ( $b$  et  $c$ ) peuvent être simplement déterminées par :

$$\begin{aligned}
 M_{a1b} = M_{a1c} &= [(p-q) + (1-\mu_{bob})] \frac{M_{ab}}{p} \\
 M_{a2b} = M_{a2c} &= [(q-1) + \mu_{bob}] \frac{M_{ab}}{p}
 \end{aligned}
 \tag{II-55}$$

Les inductances de la MSAP à 4 paires de pôles, avec un défaut de court-circuit entre spires de 50% de bobinage de la phase  $a$  ( $\mu = 50\%$ ,  $p = 4$ ,  $q = 2$ ,  $\mu_{bob} = 100\%$ ), sont calculées par les expressions analytiques II-52 et II-53, sachant que l'on connaît les paramètres de la machine saine notamment les inductances propres et mutuelles des bobines élémentaires ( $L_{bob}$  et  $M_{bob}$ , voir tableau II-2) et la valeur de  $M_{ab}$  (voir tableau II-1-a). Les résultats sont donnés en (mH) ci-après :

$$L_{a1} = 1.6 \quad , \quad L_{a2} = 1.6 \quad , \quad M_{a1a2} = -0.2 \quad , \quad M_{a1b} = -0.14 \quad , \quad M_{a2b} = -0.14
 \tag{II-56}$$

De même, on peut retrouver l'inductance de phase  $a$  ( $L_a$ ) à partir des inductances propres des sous-bobines  $a_1$  et  $a_2$  ( $L_{a1}$  et  $L_{a2}$ ) et la mutuelle entre-elles  $M_{a1a2}$  ( $L_{a1} + L_{a2} + 2M_{a1a2} = L_a = 2.82$ ).

En comparant ces résultats (II-56) avec ceux obtenus par la méthode d'éléments finis (tableau II-1), on constate que l'erreur commise dans la détermination par les expressions analytiques proposées des paramètres du modèle de la MSAP en défaut reste relativement faible.

Afin de valider le modèle circuit électrique associé à la méthode d'identification par des expressions analytiques proposées, pour la même MSAP à 4 paires de pôles, nous avons identifié les inductances du modèle circuit électrique en présence de défaut (§ II.4.3.1) aussi par les équations analytiques II-54 et II-55.

La figure II-23 montre les courants de phase et le courant de défaut obtenus par le modèle circuit et par le modèle élément finis pour  $\mu = 50\%$  et  $r_f = 1\Omega$ . Nous constatons que les résultats obtenus à l'aide du modèle circuit dont les paramètres sont calculés par les expressions analytiques sont assez ressemblant à ceux du modèle éléments finis. La structure du modèle circuit est également validée pour la deuxième fois dans ce cas.

Cela met en évidence l'intérêt et la simplicité d'utilisation du modèle circuit électrique lorsqu'il est associé à la méthode d'identification de ses paramètres par des expressions analytiques proposées (expressions II-54 et II-55), au moins pour l'étude de comportement des MSAP non saturées à rotor lisse à une encoche par pôle et par phase en présence d'un défaut de court-circuit entre-spires. De même, ce modèle associé à la méthode proposée d'identification de ses paramètres peut être utilisé dans les systèmes de diagnostic et de surveillance, nécessitant la connaissance d'un modèle simple et suffisamment précis de la machine.

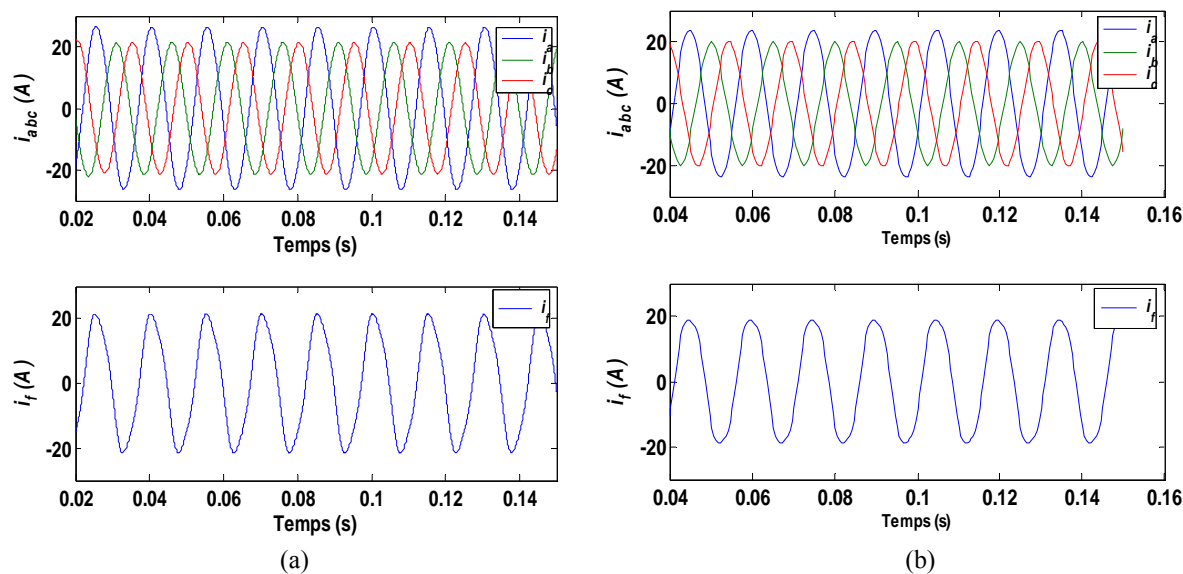


Figure II -21 : Les courants de phase et de défaut d'une MSAP 4 paires de pôles pour  $\mu = 50\%$  et  $r_f = 1\Omega$ .

(a) modèle circuit ; (b) modèle élément finis.

**Remarque 1 :** Lors de l'établissement du modèle circuit, nous avons admis que la machine est non-saturée. Il faut signaler qu'il existe des approches de modélisation suffisamment simple pour tenir compte de la saturation dans les modèles de type circuit des machines saines en introduisant des inductances statiques et différentielles [Tou 07]. Ces approches devraient pouvoir être étendues à la

modélisation des machines en présence de défaut en régime saturé et constituer une perspective pour l'amélioration des modèles de type circuit.

**Remarque 2 :** Dans certains travaux [Tal 04, Ark 07, Jok 00], les inductances propres et mutuelles de la machine en défaut de court-circuit déterminées par des expressions très simples prennent uniquement en compte le pourcentage du nombre de spires en court-circuit ( $\mu$  en %) et non pas le nombre de paires de pôles. A titre d'exemple les inductances des sous bobines résultant d'un court-circuit entre spires d'une phase sont déterminées par les expressions suivantes à partir des paramètres de la machine saine supposée à rotor lisse :

$$L_{a_1} = (1 - \mu)^2 L_a \quad , \quad L_{a_2} = \mu^2 L_a \quad , \quad M_{a_1 a_2} = \mu(1 - \mu)L_a \quad \text{II-57}$$

Malgré la simplicité de ces expressions, elles ne prennent pas en compte la polarité de la machine ainsi que la configuration réelle du bobinage et celle du défaut entre spires. Pour montrer leur manque de précision, nous comparons les résultats obtenus par ces expressions avec ceux obtenus en utilisant la méthode d'éléments finis dans le cas de la MSAP à 4 paires de pôles, avec un défaut de court-circuit entre spires de 50% de bobinage de la phase  $a$  ( $\mu = 50\%$  ,  $p = 4$  ,  $q = 2$  ,  $\mu_{bob} = 100\%$  , voir Fig. II-22). De même, nous donnons les paramètres du modèle circuit de la même MSAP, calculées par les expressions analytiques proposées (II-54 et II-55). Les résultats sont donnés en (mH) dans le tableau II-3 ci-après :

Table II -3 : Inductances propres et mutuelles des sous bobines résultants d'un défaut entre spires de la MSAP étudiée  $\mu = 50\%$ ,  $p = 4$ ,  $q = 2$ ,  $\mu_{bob} = 100\%$  ; obtenues par : la méthode d'éléments finis, les expressions analytiques (II-57) et les expressions analytiques proposée (II-54).

	$L_{a_1}$	$L_{a_2}$	$M_{a_1 a_2}$
Elément finis	1.6	1.6	- 0.19
Expressions II-57	0.705	0.705	0.705
Expressions II-54	1.6	1.6	- 0.2

Cet exemple permet de montrer que les expressions très simples ci-dessus (II-57), utilisées dans un certain nombre d'étude ne sont pas valables pour ce cas. Cependant, les expressions II-57 et II-54 deviennent identiques que pour les machines à une paire de pôle ( $p=1$ ) à une encoche par pôle et par phase, ayant une seule bobine élémentaire par phase. En effet, en cas d'un défaut entre spires d'une phase nous avons en plus :  $q = 1$  et  $\mu = \mu_{bob}$  . Par conséquent les expressions II-57 ne sont valables que dans le cas d'un enroulement avec une seule bobine par phase ( $p=1$ ). Le cas d'une machine à une paire de pôles est peut être traité par ces relations.

Nous avons étudié le cas d'une machine avec une paire de pôles pour laquelle 50% des spires d'une phase sont en court-circuit. Nous avons d'abord calculé par la méthode d'éléments finis les inductances propres et mutuelles de la machine saine et de la même machine en présence d'un défaut de court-circuit entre spires d'une phase ; les résultats sont rassemblés dans le tableau II-4.

Table II -4 : Inductances propres et mutuelles inductances (en  $mH$ ) d'une MSAP à une paire de pôles ( $p=1$ ), obtenues par la méthode d'éléments finis

(a) Machine saine      (b) Avec défaut  $\mu = \mu_{bob} = 0.5$

$L_a$	$M_{ab}$	$M_{ac}$
2.14	-0.27	-0.27

(a)

$L_{a_1} = L_{a_2}$	$M_{a_1a_2}$	$M_{a_1b} = M_{a_2b}$	$M_{a_1c} = M_{a_2c}$
0.54	0.54	-0.13	-0.13

(b)

En utilisant les paramètres de la machine saine (tableau II-4-a) et les expressions II-57 qui sont les mêmes que les expressions II-54, nous déterminons les paramètres de la machine en défaut ; nous avons :

$$\begin{aligned}
 L_{a_1} &\cong (1 - \mu)^2 L_a = (1 - 0.5)^2 * 2.14 = 0.535 \text{ (mH)} \\
 L_{a_2} &\cong \mu^2 L_a = (0.5)^2 * 2.14 = 0.535 \text{ (mH)} \\
 M_{a_1a_2} &= \mu(1 - \mu)L_a = 0.5 * (1 - 0.5) * 2.14 = 0.535 \text{ (mH)}
 \end{aligned}
 \tag{II-58}$$

Ces résultats montrent la bonne précision des expressions analytique II-57 qui deviennent identiques à celles proposées (II-54) dans le cas des MSAP à une paire de pôles à une encoche par pôle et par phase.

## II.5 Etude de comportement de la MSAP en présence de défaut

Dans cette section nous allons mettre en œuvre le modèle circuit électrique ainsi que le modèle basé sur la méthode des éléments finis pas à pas dans le temps pour étudier la MSAP en présence du défaut de court-circuit entre spires. Nous allons effectuer une analyse de comportement de la machine sous différentes conditions et gravité de défaut. Nous allons aussi chercher certain signateur de défaut comportant les informations sur la gravité de ce type de défaut. Il est à signaler que la forme d'onde de la fém de la machine saine comport des harmonique de rangs impaires [rangs multiples de trois (3, 9,...) d'une part et rangs  $6k \pm 1$  (5, 7, 11, 13,...) d'autre part].

Pour ce faire, nous considérons la MSAP à rotor lisse à 4 paires de pôles précédemment présentée pour effectuer les études. Afin d'étudier le comportement de la machine avec défaut entre spires, la résistance de défaut ( $r_f$ ) et aussi le nombre de spires en défaut ( $\mu$ ) sont modifiés et les résultats de ces études sont analysés. Nous montrons sur la figure II-22 une représentation schématique de la méthode d'étude pour la phase concernée par le défaut. Nous allons analyser les courants statoriques ainsi que le courant de défaut en fonction de la résistance du défaut.

$$r_f$$



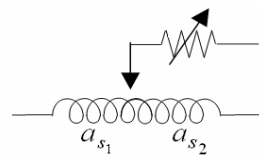


Figure II -22 : Schéma d'étude d'un défaut entre-spires

Pour étudier le gravité de défaut, on a varié la résistance de défaut de  $r_f = 100 \Omega$  à  $r_f = 0.1 \Omega$ . Dans un premier temps, nous traçons l'amplitude du courant de défaut (simulation et expérimental) en fonction de la résistance de défaut en supposant que la machine est alimentée par une source de tension sinusoïdale triphasée équilibrée et la machine est entraînée à vitesse constante (1000 tr/min). Nous avons pris une échelle logarithmique pour la résistance pour une meilleure clarté des résultats. La figure II-23 montre la courbe obtenue théoriquement comparée à celle représentant les valeurs mesurées expérimentalement ( $\mu=50\%$ ). Une bonne concordance entre les deux courbes est observée. L'allure générale est hyperbolique ce qui est tout à fait naturel pour un circuit dont la fém induite est d'amplitude constante et d'impédance décroissante.

Dans les parties suivantes, on va présenter les harmoniques et les composantes symétriques des courants de phase pour différentes résistances de défaut, en supposant que la machine est alimentée toujours par une source de tension sinusoïdale triphasée équilibrée. Ensuite, l'effet du nombre de spires en défaut est étudié. A la fin, une analyse du couple électromagnétique de la MSAP en présence de défaut est présentée.

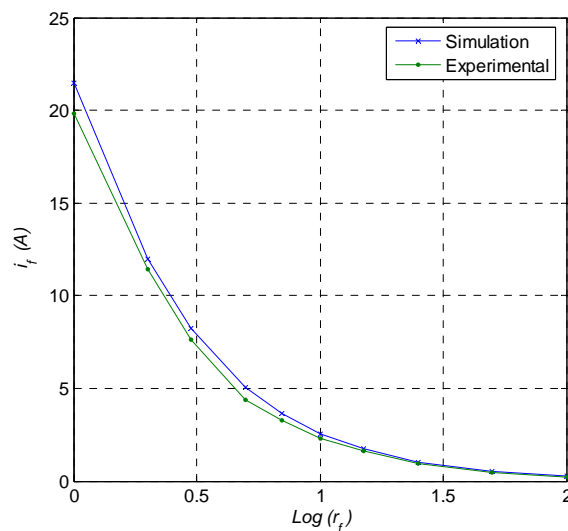


Figure II -23 : Le courant de défaut (simulation et expérimental) pour différente valeur de résistance de défaut ( $\mu = 50\%$ ).

### II.5.1 Analyse des composantes harmoniques des courants

Dans cette partie, nous proposons de faire une étude spectrale des courants statoriques afin de mettre en évidence l'effet du défaut sur les composantes harmoniques des courants statoriques. Nous calculons donc les composantes harmoniques par la formule :

$$I_{abc,h} = \frac{1}{T} \int_T i_{abc,h}(t) e^{-j\frac{2\pi ht}{T}} dt \quad \text{II -59}$$

où  $h$  est le rang d'harmonique du courant.

Nous traçons les spectres harmoniques des courants de phase pour différentes valeurs de la résistance de défaut allant de  $r_f = 100\Omega$  à  $r_f = 0.1\Omega$  et nous traçons l'évolution des harmoniques 1, 3 et 5 en fonction de la résistance de défaut sur une échelle logarithmique (Figure II-24). Nous constatons que les amplitudes des harmoniques des courants, et notamment celle de l'harmonique de rang 3, augmentent avec la baisse de la résistance de défaut, et que ces harmoniques décroissent lorsque la résistance de défaut devient importante.

Théoriquement, on se retrouve dans le cas d'une machine saine dès que la résistance de défaut devient très grande devant l'impédance de la bobine concernée par le défaut. Par ailleurs, nous constatons que c'est le courant de la phase  $a$  (phase en défaut) qui est le plus perturbé. Les deux autres phases ne sont influencées que par l'effet mutuel entre phases. En effet, pour une machine saine les courants sont équilibrés et à somme nulle.

Dans ce cas, les courants des phases ne comportent pas d'harmoniques de rangs multiples de trois, même si la forme d'onde de la fém en contient. En présence d'un défaut de court-circuit entre spires, les courants des phases ne forment plus un système équilibré, même si la machine est alimentée par un système de tension sinusoïdale triphasée équilibrée et les courants sont à somme nulle. Dans ces conditions, les spectres harmoniques des courants des phases contiennent des harmoniques de rangs multiples de trois car les fém des phases en contiennent.

La détection d'harmoniques de rangs multiples de trois dans les formes d'ondes des courants de phases peut être utilisée comme une signature d'un défaut électrique, notamment celui de court-circuit entre spires.

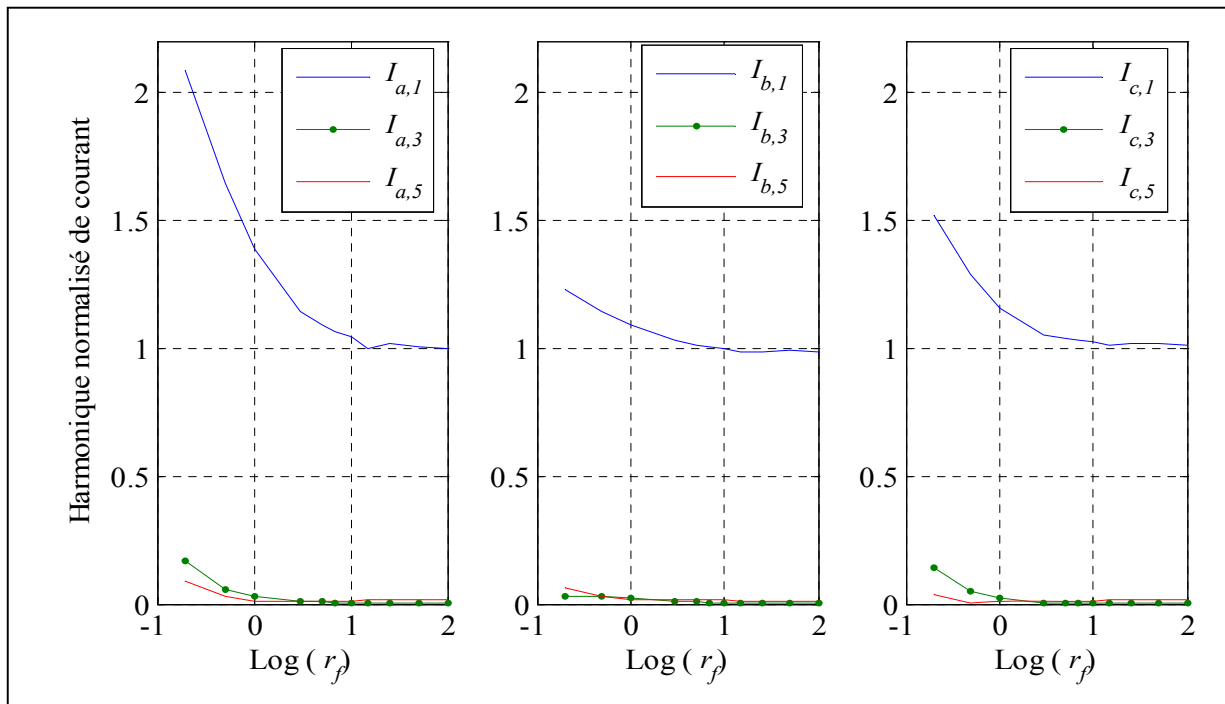


Figure II-24 : Les amplitudes des harmoniques de rangs 1, 3 et 5 des courants des phases en fonction de la résistance de défaut.

### II.5.2 Analyse des composantes symétriques des courants

Le déséquilibre des courants de phases laisse penser au calcul des composantes symétriques des courants, permettant peut être de caractériser un défaut. Dans cette idée, nous avons calculé les composantes directe et inverse des courants statoriques en fonction de la résistance du défaut. Nous utilisons évidemment la matrice de Fortescue donnant les composantes symétriques en fonctions des courants de phases.

$$\begin{bmatrix} I_p \\ I_n \\ I_o \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 1 & a^2 & a \\ 1 & a & a^2 \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{as} \\ I_{bs} \\ I_{cs} \end{bmatrix} \quad \text{avec : } a = e^{j2\pi/3} \quad \text{II -60}$$

où  $I_p$ ,  $I_n$ ,  $I_o$  sont les composantes directe, inverse et homopolaire respectivement.

La figure II-25 montre l'évolution des composantes directe et inverse des courants des phases en fonction de la résistance du défaut, sachant que la composante homopolaire des courants des phases est nulle car le bobinage statorique est monté en étoile sans liaison du neutre. On constate que pour les faibles valeurs de la résistance de défaut ( $r_f < 1\Omega$  donc  $\log(r_f) < 0$ ) la composante inverse devient importante.

Elle vaut environ 30% de la valeur de la composante directe ; ce qui rend facile la détection d'un défaut électrique par la détection d'une composante inverse non nulle du courant ; la sévérité de défaut

peut être évaluée en fonction de l'importance de l'amplitude de la composante inverse du courant. En pratique, avec les moyens de mesure et de détection actuelle, nous pouvons détecter une composante inverse dès qu'elle vaut environ 1% de la composante directe.

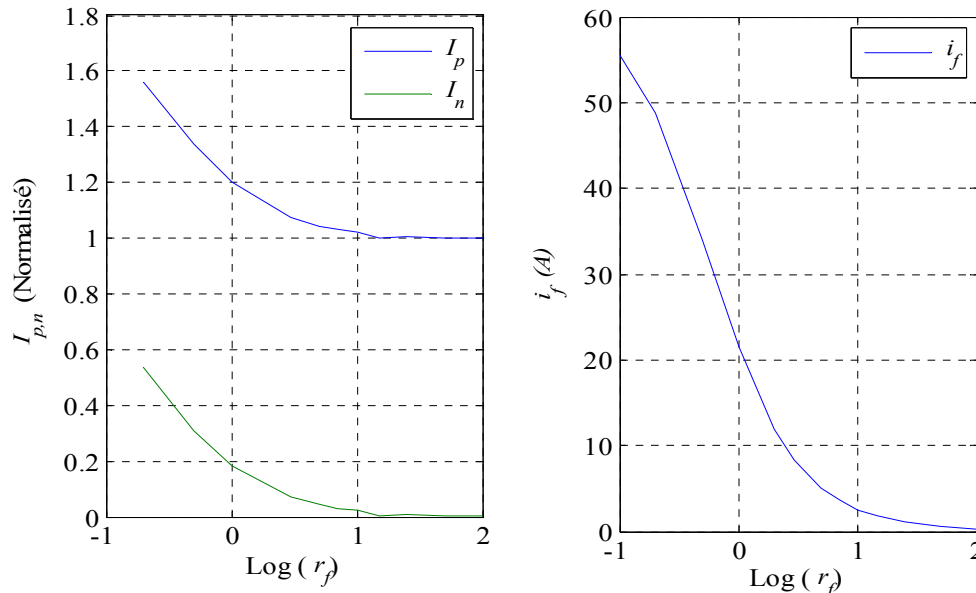


Figure II-25 : Les composantes directes ( $I_p$ ) et inverse ( $I_n$ ) du courant (à gauche) et l'amplitude du courant de défaut en fonction de la résistance de défaut (à droite).

### II.5.3 Influence du nombre de spires en défaut

Nous allons à présent étudier l'influence du taux de spires en défaut sur le comportement externe de la machine. Pour ce faire, nous effectuons un court-circuit de 12,5% des spires d'une phase (phase  $a$  ici et  $\mu = 0.125$ ) et nous traçons les courants de phase ainsi que le courant de défaut sur la figure II-26, sachant que la résistance de défaut vaut  $r_f = 1\Omega$ . Nous constatons que le courant de défaut diminue comparé au le cas de  $\mu = 0.50$  (voir la figure II-19-b).

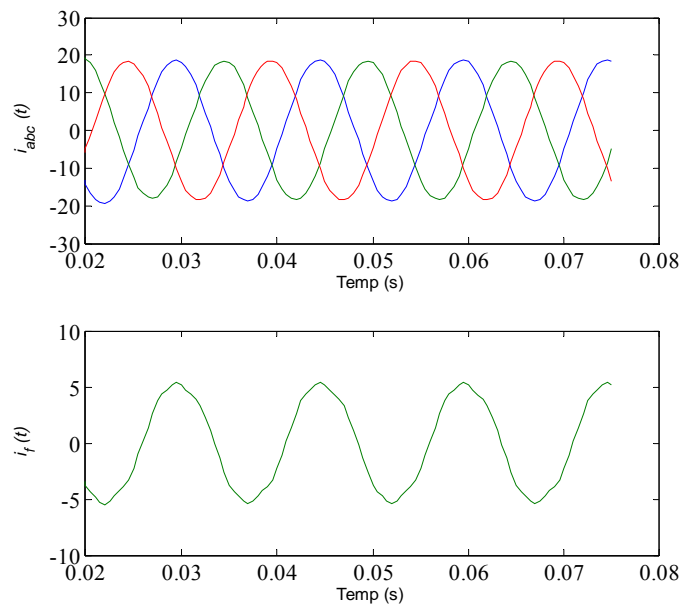


Figure II-26 : Les courants de phase et de défaut pour  $\mu=0.125$ ,  $r_f = 1\Omega$ .

Nous étudions ensuite le comportement de la machine en présence d'un défaut pour différentes valeurs du taux de nombre de spires en défaut  $\mu = [25\%, 18.75\%, 12.5\% \text{ et } 6.25\%]$ . Etant donné que le nombre de spires par bobine élémentaire (par paire de pôles) est de 40 et le nombre total de spires par phase 160 ( $p=4$ ), les valeurs de  $\mu$  choisies correspondent aux cas où 40, 30, 20 ou 10 spires sont respectivement en défaut de court-circuité (Figure II-18).

Nous avons considéré le cas d'une résistance de défaut valant  $r_f = 1\Omega$  et nous calculons les courants dans les trois phases et le courant de défaut. Dans ces conditions, nous avons rassemblé les valeurs des amplitudes de courants  $i_a$  et  $i_f$  pour ces différents cas et nous les avons représentés sur la figure II-27. Nous constatons une allure monotone croissante en fonction du taux de défaut. Dans ces conditions, la valeur de la résistance est relativement importante comparée à l'impédance de la sous bobine en défaut ; le courant de défaut est pratiquement proportionnel au nombre de spires de sous bobine en défaut de court-circuit.

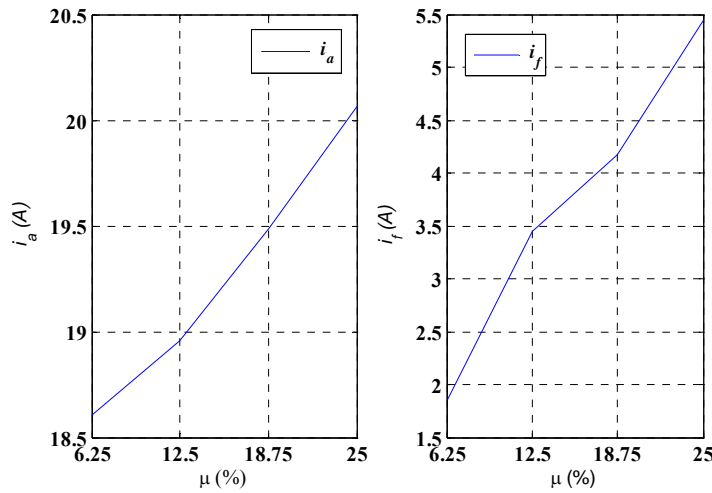


Figure II -27 : Les amplitudes du courant de la phase en défaut ( $i_a$ ) et du courant de défaut en fonction du taux de spires en défaut de court-circuit ( $r_f=1 \Omega$ ).

Dans le cas où la résistance de défaut est très faible et devient comparable à l'impédance de la sous bobine en défaut, nous pouvons constater un comportement non monotone selon la valeur de  $r_f$ . La figure II-30 montre les résultats concernant trois valeurs de la résistance de défaut  $r_f = 0.1 \Omega$ ,  $r_f = 0.05 \Omega$  et  $r_f = 0.01 \Omega$ . On constate que l'amplitude du courant de défaut est croissante avec l'augmentation du nombre de spires en défaut ( $\mu$ ) pour les valeurs de  $r_f$  supérieures à un certain seuil (par exemple pour  $r_f \geq 0.1 \Omega$  sur la figure II-28) et décroissante pour les très faibles valeurs (par exemple pour  $r_f \leq 0.01 \Omega$  sur la figure II-28). Il existe donc une plage de valeurs de la résistance  $r_f$  pour laquelle la courbe présente un maximum (par exemple pour  $r_f = 0.05 \Omega$  sur la figure II-28).

Il est à signaler que pour les petites résistances de défaut  $r_f$ , en négligeant les harmoniques de la fém et sachant qu'elle est proportionnelle à la vitesse électrique ( $\omega = p\Omega$ ), le courant de défaut peut être simplifié comme suit :

$$|i_f| \cong \left| \frac{e_{a2}}{L_{a2}\omega} \right| \propto \frac{1}{\mu} \quad \text{II -61}$$

En effet, l'amplitude de la fém de la sous-bobine en défaut ( $a_2$  sur la figure II-15) est proportionnelle au nombre de spires en défaut ( $\mu$ ) et l'inductance de la sous-bobine défectueuse est proportionnelle au carré du nombre de spires en défaut ( $\mu^2$ ). Lorsque la résistance de défaut est petite devant l'impédance de la sous bobine en défaut, le courant de défaut, qui n'est limité au-delà d'une certaine vitesse que par l'inductance de la sous bobine en défaut, devient inversement proportionnel au nombre de spires en défaut. Dans ce cas, l'amplitude du courant de défaut, avec un défaut très sévère ( $r_f \approx 0$ ), augmente très vite avec la diminution du nombre de spires en défaut. Ce résultat montre que après un court-circuit franc d'un faible nombre de spires d'une phase des MSAP, un courant de défaut d'amplitude importante peut s'établir, ce qui risque d'entraîner un échauffement excessif des spires court-circuitées. Pour éviter ce problème, nous présentons au 4<sup>ème</sup> chapitre des solutions pour limiter le courant de court-circuit des MSAP.

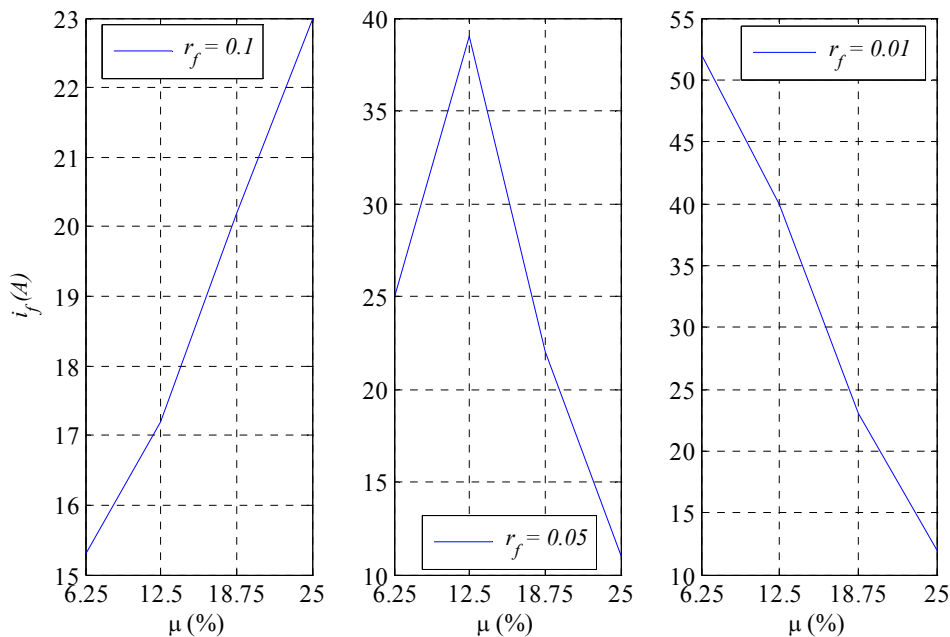


Figure II-28 : Le courant de défaut en fonction du taux de spires en défaut de court-circuit, pour différentes valeurs de la résistance de défaut :  $r_f = 0.1$  (à gauche),  $0.05$  (au milieu) et  $0.01 \Omega$  (à droite).

### II.5.4 Analyses des ondulations de couple

Dans cette partie, nous étudions les formes d'onde du couple magnétique pour les machines en présence de défaut entre spires. La figure II-29 montre ces formes d'onde de couple et son contenu harmonique pour deux valeurs de la résistance de défaut ( $r_f = 10\Omega$  et  $r_f = 0.1\Omega$ ). Le déséquilibre des courants et la présence des harmoniques supplémentaires dus au défaut ont aussi une influence sur le couple généré par la machine. En effet, lors d'un fonctionnement normal (machine saine), les harmoniques 5 et 7 du bobinage sont la source d'un couple pulsatoire dont la fréquence est 6 fois la fréquence électrique. Cependant, et à cause du déséquilibre, d'autres harmoniques peuvent apparaître dans la forme d'onde de couple et peuvent ainsi servir de critère de détection de défaut. On peut constater sur la figure II-29, le couple de la machine sur une période électrique ainsi que son analyse spectrale dans deux cas :

- Le cas d'une machine avec un défaut peu perturbant le couple ( $r_f = 10\Omega, \mu_a = 50\%$ ) : le couple moyen vaut environ 10 N.m et seul l'harmonique de rang 6 est prépondérant avec une amplitude de l'ordre de 0.5 N.m. (5% du couple moyen). Un faible harmonique de rang 2 du couple est constaté à cause du défaut introduisant un faible déséquilibre des fém.
- Le cas d'une machine en présence d'un défaut sévère ( $r_f = 0.1\Omega$  et  $\mu_a = 50\%$ ). Dans ce cas, le couple moyen reste presque inchangé mais il apparaît des ondulations de couple importantes ; l'analyse spectrale révèle la présence d'harmoniques supplémentaires de rangs pairs et notamment celui de rang 2 d'amplitude avoisinant 5% du couple moyen.

L'apparition des harmoniques de rangs pairs, notamment celui de rang 2, peut également être considérée comme une signature d'un défaut électrique ; son amplitude est d'autant plus importante que la valeur de la résistance de défaut est plus faible.

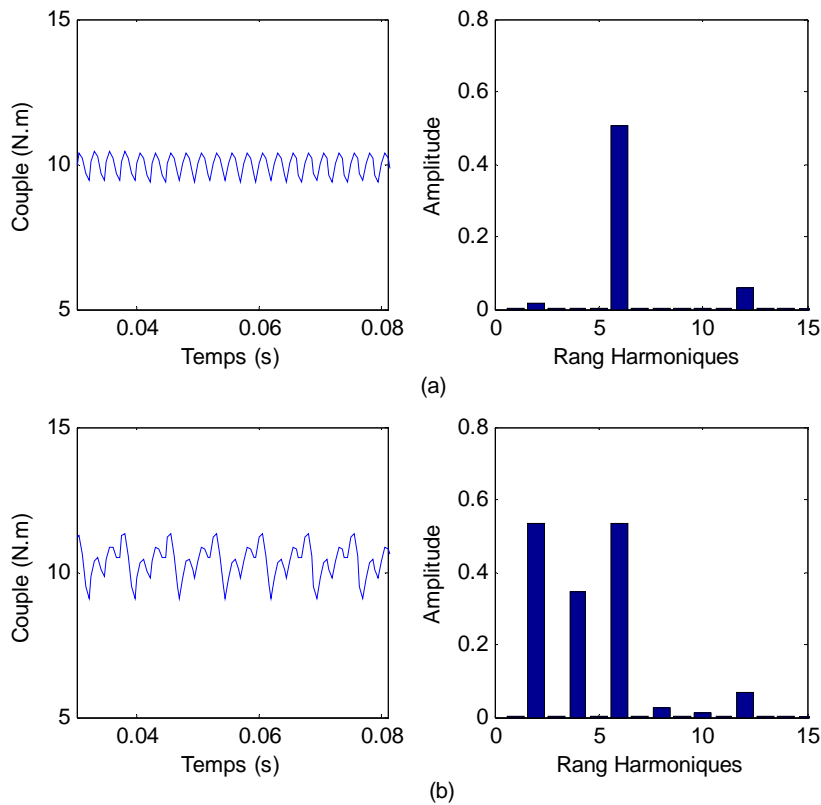


Figure II -29: Couple instantané et son analyse spectrale  
 (a)  $r_f = 10\Omega$  ; (b)  $r_f = 0.1\Omega$

## II.6 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons étudié deux approches de modélisation. La première consiste à effectuer une étude complète du problème en utilisant une modélisation par éléments finis couplée avec un modèle circuit, en effectuant la résolution des équations dynamiques en pas à pas dans le temps. Cette approche qui nécessite un nombre réduit d'hypothèses simplificatrices est très précise et donne d'excellents résultats pour l'étude de comportement des MSAP saines ou en présence de défauts électriques. En effet, cette méthode de modélisation dont la mise en œuvre est très longue, a pu être validée par des résultats expérimentaux. C'est effectivement ce modèle qui a été utilisée pour valider le modèle "circuit électrique" présenté ensuite dans ce chapitre.

La seconde approche a consisté à mettre au point un modèle "circuit électrique" dont la complexité dépend du type de structure magnétique et du type de bobinage de la MSAP étudiée. La difficulté de l'utilisation de ce modèle réside dans l'identification de ses paramètres avec suffisamment de



précision. Nous avons proposé deux méthodes de détermination des paramètres du modèle et pour chacune nous avons admis certaines hypothèses :

- La première méthode consiste à identifier les paramètres du modèle, pour chaque type de MSAP et pour chaque configuration de défaut électrique, en utilisant des calculs de champs utilisant des méthodes numériques (éléments finis). Le modèle "circuit électrique", associé à cette approche d'identification numérique, est validé à l'aide du modèle éléments finis couplé avec un modèle circuit (premier modèle). Evidemment, le modèle "circuit électrique" dont les paramètres sont identifiés numériquement est beaucoup plus simple et rapide. Par contre, pour que son utilisation soit suffisamment simple il n'est appliqué que pour l'étude des MSAP à rotor lisse non saturée.

- Dans la seconde méthode, nous avons établi des expressions analytiques permettant de déterminer les inductances d'une MSAP en défaut entre spires en fonction des paramètres du modèle de la même MSAP lorsqu'elle est saine. Pour les MSAP à rotor lisse non saturée, ces expressions sont simples et conduisent à une détermination suffisamment précise des paramètres du modèle en défaut. La raison de cette précision est liée au fait que dans l'établissement des expressions proposées, nous avons pris en compte la configuration du bobinage et le nombre de paires de pôles de la machine ainsi que la configuration du défaut entre spires. L'intérêt de l'approche analytique proposée pour la détermination des paramètres du modèle circuit est sa rapidité car elle n'exige pas de faire des calculs lourds et longs pour chaque configuration de défaut, contrairement aux méthodes numériques. Les expressions proposées peuvent être utilisées pour les MSAP à une encoche par pôle et par phase, mais également un nombre important des MSAP à bobinage concentrique autour des plots statoriques.

En dernière partie de ce chapitre, ces modèles de comportement de MSAP sont utilisés à la recherche des signatures des défauts et à l'analyse de fonctionnement en présence de défaut. Nous avons montré que l'apparition des harmoniques de courant de rangs multiples de trois, la détection d'une composante inverse du courant ainsi que la présence d'un harmonique de couple de rang 2 peuvent être utilisées comme signature d'un défaut entre spires.

## **III . Chapitre 3**

# **Modélisation des machines asynchrones en présence de défaut entre-spires**

### III.1 Introduction

La machine asynchrone occupe une grande place dans les applications industrielles. La croissance d'utilisation de cette machine électrique est essentiellement due à sa simplicité de construction, son faible coût, et robustesse mécanique. Cependant, ces machines sont utilisées de plus en plus dans les applications à vitesse variable nécessitant une alimentation par onduleurs de tension dont les composants commutent de plus en plus rapidement. De ce fait, on assiste à un vieillissement prématuré de leur isolant entraînant des défauts électriques entre spires ou phase bâti. Par conséquent, pour des applications pour lesquelles la continuité de service est primordiale, le diagnostic de défauts électriques et la surveillance préventive de ces machines se développent afin d'améliorer la fiabilité du system [Cru 01, Aki 08, Hou 02, Bel 00, Jun 06, Sal 97]. L'établissement des modèles en présence de chaque défaut est essentiel pour l'étude du comportement de la machine en présence de ce défaut et d'en déduire les méthodes adaptées de diagnostic dans une première étape ou de proposer des méthodes de diagnostic dans une seconde étape [Tal 07, Lee 03, Zid 08, Car 99].

Comme nous l'avons déjà signalé au chapitre précédent, le défaut de court-circuit entre spires du bobinage statorique est l'un des défauts fréquents dans les machines électriques. L'objectif des travaux menés dans ce chapitre est l'établissement de modèles représentatifs des défauts entre spires d'une phase dans la machine asynchrone à cage et l'identification des paramètres de ces modèles de manière suffisamment précise. Dans ces conditions, ces modèles permettent d'étudier le comportement de différentes variables de la machine en présence d'un défaut de court-circuit entre spires d'une phase de la machine asynchrone et d'en déduire des signatures pertinentes pour le diagnostic de ce type de défaut.

Les méthodes actuelles de modélisation de défaut court-circuit entres spires sont basés soit sur l'établissement de circuits électriques équivalents [Tal 02, Ark 05, Kal 04, Sah 06], soit le circuit électrique couplé avec circuit magnétique [Jok 00, Vas 08b] soit méthode élément fini [Dai 05, Moh 07, Spr 07, Vas 09b, Vas 09c] soit par réseaux de permeance [Mah 09].

Dans ce chapitre, nous présentons d'abord la méthode d'éléments finis couplés avec le circuit électrique, permettant de déterminer le comportement des différentes variables internes et externes de la machine asynchrone saine ou en présence d'un défaut électriques entre spires. Ensuite, nous établissons un modèle circuit électrique pour MAS avec défaut entre spires dont les paramètres sont déterminés à l'aide d'un code de calcul éléments finis [Flux 07]. Le modèle "dynamique circuit électrique" est validé à l'aide du modèle d'éléments finis couplé pas à pas dans le temps et des essais expérimentaux. Finalement, les models de le MAS en présence d'un défaut de court-circuit entre spires sont utilisés pour analyser l'impact de ce type de défaut en fonction de sa sévérité et rechercher ses signatures pertinentes.

### III.2 Construction du moteur asynchrone à cage

Dans ce chapitre, nous allons considérer le cas d'une machine asynchrone à cage d'écureuil. Toutefois, nous admettons classiquement que sa structure est électriquement équivalente à celle d'un rotor bobiné dont les enroulements sont en court-circuit. En effet, le défaut considéré est celui du

court-circuit entre spires d'une phase statorique et l'étude des défauts de barres rotoriques ne sont pas considérés ici.

### III.2.1 Le stator

Le circuit magnétique est un empilement de tôles fines d'acier découpées, faisant apparaître les différentes encoches statoriques. On utilise des tôles minces dont l'épaisseur varie entre 0.35 et 0.50mm pour minimiser les pertes dans le circuit magnétique. De plus, afin de limiter l'effet des courants de Foucault, on isole les tôles d'une mince couche de vernis ou de silicate de soude. Le bobinage statoriques est constitué de deux parties (Fig. III-1) : la partie des conducteurs logés dans les encoches statoriques et les têtes de bobines. Les conducteurs d'encoches permettent de créer dans l'entrefer le champ magnétique à l'origine de la conversion électromagnétique d'énergie. Les têtes de bobines permettent, quant à elles, la fermeture des courants en organisant leur circulation, l'objectif étant d'obtenir une répartition des forces magnétomotrices et du flux la plus sinusoïdal possible dans l'entrefer, pour limiter les pertes Joule notamment au rotor et réduire le taux d'ondulation du couple électromagnétique.

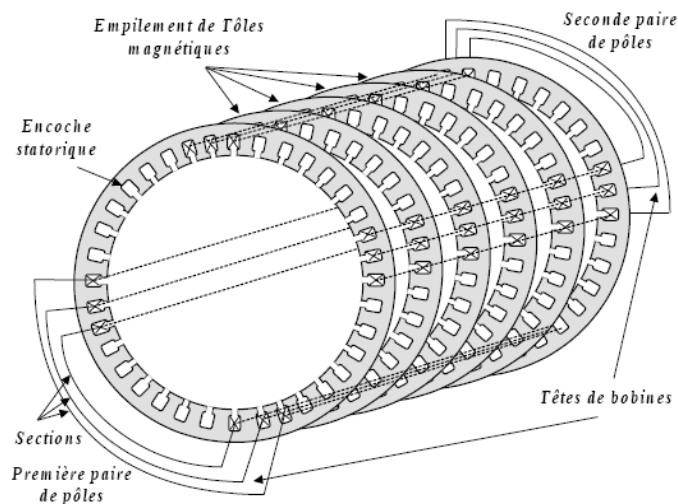


Figure III-1 : Enroulements statoriques d'une phase d'une machine à 4 pôles à 3 encoches par pôle et par phase [Bac 02].

Afin d'établir un modèle pertinent, nous devons avoir une information suffisante sur la constitution du bobinage de la machine. Physiquement, on peut réaliser le bobinage statorique de plusieurs façons, mais on utilise habituellement trois types d'enroulements : l'enroulement imbriqué, l'enroulement concentrique et l'enroulement ondulé. Chaque type présente des avantages dans certaines applications. Pour les petits moteurs, et particulièrement lorsque la réalisation du bobinage est mécanisée, on utilise généralement l'enroulement concentrique [Bou 97]. De toute façon, les harmoniques d'espace du bobinage statorique, autrement dit les harmoniques de la répartition des courants totaux dans les encoches statoriques, doivent avoir de faibles amplitudes pour limiter notamment les pertes rotoriques. De ce fait, le nombre d'encoches par pôle et par phase des machines asynchrones est souvent supérieur à deux et le bobinage statorique est souvent réalisé en double couche.

### III.2.2 Le rotor

Le rotor est constitué de tôles empilées et habituellement du même matériau. Dans les petits moteurs, les tôles sont découpées dans une seule pièce et assemblées sur un arbre. Dans les plus gros moteurs, chaque tôle est constituée de plusieurs sections montées sur un moyeu.

Dans le cas des rotors à cage d'écureuil, les encoches peuvent être semi-ouvertes ou fermées. Les enroulements sont constitués de barres court-circuitées par un anneau placé à chaque extrémité du rotor. Les conducteurs sont généralement réalisés par coulage d'un alliage d'aluminium, ou par des barres massives de cuivre ou, à l'occasion, en laiton pré-formés et frettés dans les tôles du rotor. Il n'y a généralement pas, ou très peu, d'isolation entre les barres rotorique et les tôles magnétiques. Leur résistance est suffisamment faible pour que les courants ne circulent pas dans les tôles, sauf lorsqu'il y a une rupture de barre [Wal 94].

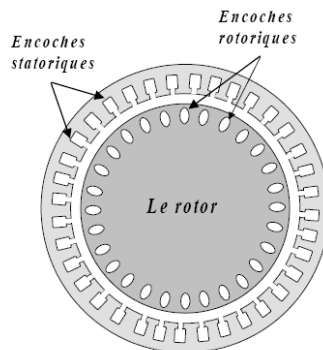


Figure III- 2. Rotor à cage d'écureuil [Bac 02].

### III.3 Modèle couplé élément finis - circuit électrique pour la machine asynchrone

Dans cette partie, on va appliquer la méthode d'éléments finis pas à pas dans le temps pour la modélisation et l'étude de la machine asynchrone saine et en présence de défaut. Une modélisation interne utilisant le calcul de champ par éléments finis liés à un modèle circuit couplé (externe) pour effectuer un couplage avec les sources ou charges extérieures. Cette opération est effectuée à l'aide d'un module spécialement dédié où chaque composant du circuit est associé à un domaine conducteur de la machine. Nous avons présenté une introduction des équations Maxwell et méthode élément finis dans chapitre 1.

Nous allons mettre en oeuvre la modélisation de la MAS par la méthode d'éléments finis couplé circuit électrique en utilisant le logiciel Flux\_2D [Flux 07]. Dans la phase préparatoire (pre-processing), il est nécessaire de définir les domaines géométriques, les matériaux et le mode de maillage. Le modèle interne est associé à des conditions de frontières (de type *Dirichlet*, par exemple). La mise sous forme discrète de cette équation de diffusion du champ électromagnétique est effectuée sur un support issu du maillage associé au logiciel Flux. Nous définissons ensuite le circuit électrique couplé et nous effectuons le lien entre les deux modèles via une interface dédiée à cette opération.

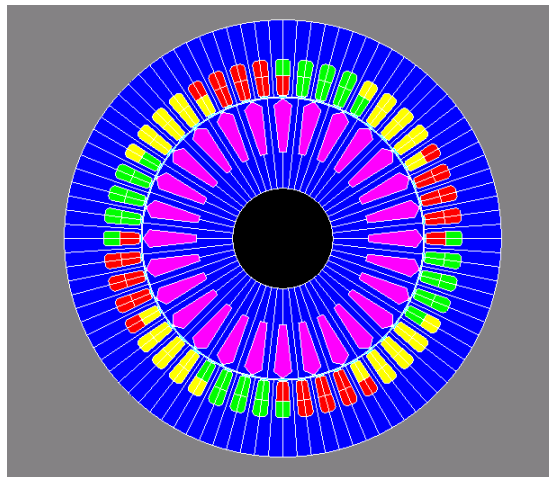
Nous avons effectué une analyse en deux dimensions (2D), permettant la réduction du temps de calcul. Les machines à flux radial sont caractérisées par un champ dans le plan perpendiculaire à la direction des courants statoriques. Une formulation 2D en potentiel vecteur est adéquate à ce type de situations. Les effets tridimensionnels (3D) sont particulièrement importants pour les performances en régime transitoire et sont considérés en incluant les éléments appropriés dans le circuit électrique couplé. Ces effets 3D sont principalement caractérisés par les paramètres (résistances et inductances) de têtes de bobines et anneau de rotor qui sont ajoutées à un modèle circuit couplé avec le modèle champ (interne) dans l'analyse 2D [Bia 02].

Les hypothèses de départ pour la modélisation de la machine par le modèle couplé (éléments finis – circuit électrique) sont :

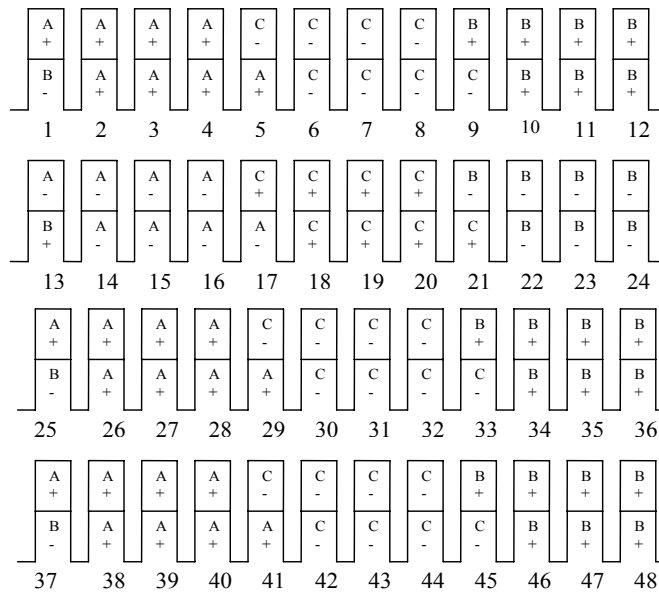
- Les pertes fer sont négligées : ces pertes sont négligeables au rotor car la fréquence des courants induits au rotor est très faible (inférieure à quelques Hertz ou dixième de Hertz selon la puissance de la machine et son application). Les pertes fer au stator dépendent de la fréquence du fondamental des courants statoriques et le niveau d'induction dans les tôles. Ces pertes peuvent être estimées connaissant la valeur efficace de la tension appliquée et la fréquence du fondamental. Par conséquent, même si nous négligeons les pertes fer dans le cadre de cette étude, elles peuvent être estimées facilement. Le fait de les négliger dans le cadre de la modélisation des MAS par approche "éléments finis" n'a pas de conséquence notable dans l'étude du comportement des MAS en présence de défaut. Si la prise en compte des pertes fer statoriques semble nécessaire, nous pouvons les modéliser en ajoutant des résistances en parallèle avec le circuit électrique associé fonction de la fréquence du courant statorique [Lat 07].
- Les inductances des têtes de bobines sont incluses dans le circuit électrique couplé au modèle éléments fini pour effectuer l'analyse 2D.
- Les fréquences de fonctionnement étant suffisamment basses pour que les courants de déplacement soient raisonnablement négligés.

La figure III-3 montre la structure et le bobinage de la machine asynchrone étudiée. Une description complète de la machine est donnée en annexe B. Le choix de cette machine n'est pas innocent dans le sens où nous disposons d'un banc d'essai complet sur lequel est montée la machine avec son alimentation et sa charge. Il s'agit d'un banc comprenant une machine asynchrone à cage d'une puissance de 5kW couplée avec une machine à courant continu servant de charge. Le stator de la machine asynchrone est bobiné de sorte que toutes les bobines élémentaires soient accessibles. Cette accessibilité de toutes les bobines séparément permet d'envisager différents taux de spires en court-circuit. La machine est spécialement conçue pour étudier différents phénomènes dans les machines asynchrones telle que l'influence des harmoniques de bobinage [Oua 09] ou le comportement thermique [Mez 04].

Le stator est muni d'un enroulement triphasé à deux paires de pôles réparties sur 48 encoches. Le choix du bobinage s'est porté sur une structure à deux couches avec un raccourcissement de  $11/12^{\text{ème}}$  pour des raisons indépendantes de notre travail. Ainsi les bornes des 48 bobines sont ramenées sur un bornier permettant de faire tous les modes de branchements imaginables. Dans notre cas, nous réalisons le bobinage normal puis nous effectuons un court-circuit à travers une résistance réglable comme résistance de défaut entre deux points quelconques de l'une des trois phases. La figure III-3 donne une coupe transversale de la machine ainsi que le schéma de bobinage. La figure III-4 montre une vue globale du banc d'essai ainsi qu'une vue détaillée du bornier circulaire à 96 bornes.



(a)



(b)

Figure III- 29 : (a) Structure de la MAS 4 pôle étudiée ; (b) Schéma de bobinage.

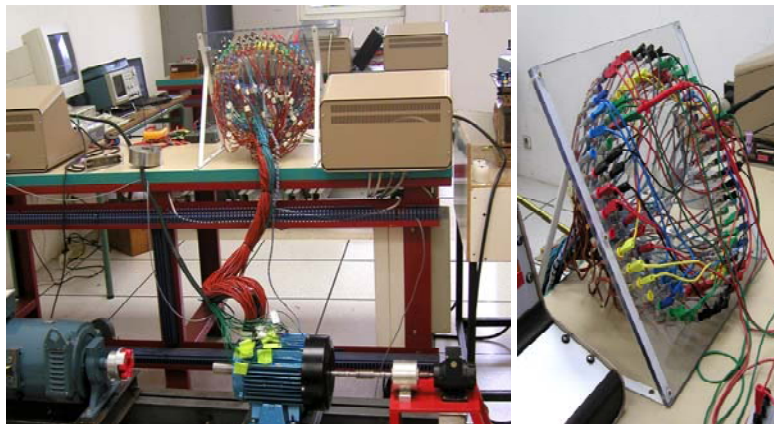


Figure III- 4 : Banc d'essai expérimental de la machine asynchrone.

Dans la phase préparatoire (pre-processing), nous définissons évidemment les domaines, les matériaux et le mode de bobinage. Les conditions de périodicités sont aussi à définir pour tenir compte des parties manquantes permettant ainsi de réduire le temps de calcul et l'espace mémoire alloué à ce problème. Nous introduisons ensuite le circuit électrique couplé considérant les paramètres liés aux effets tridimensionnels, ne pouvant être pris en compte en 2D. Le circuit électrique couplé nous permet d'étudier la machine saine ou en présence de défaut entre spires en régime transitoire ou établi. La figure III-5-a montre le dessin interne de la machine sur une période ainsi que le maillage généré. Le circuit électrique couplé est illustré dans la figure II-5-b dans lequel nous avons introduit un circuit supplémentaire représentant la maille du court-circuit à travers la résistance de défaut ( $r_f$ ).

Il est évident que pour l'étude de la machine en présence d'un défaut, l'utilisation des conditions de périodicité dans le calcul numérique n'est pas envisageable. Nous devons donc considérer la machine entière.

Le maillage généré comporte 25420 nœuds, ce qui est un compromis raisonnable entre la précision et la rapidité de calcul. Le modèle couplé ainsi établi peut être combiné avec les équations mécaniques du système pour avoir une modélisation plus complète du comportement de la machine. Ce type de modélisation est coûteux en temps de calculs mais permet d'avoir une bonne idée de la dynamique de la machine lors de l'apparition d'un défaut.

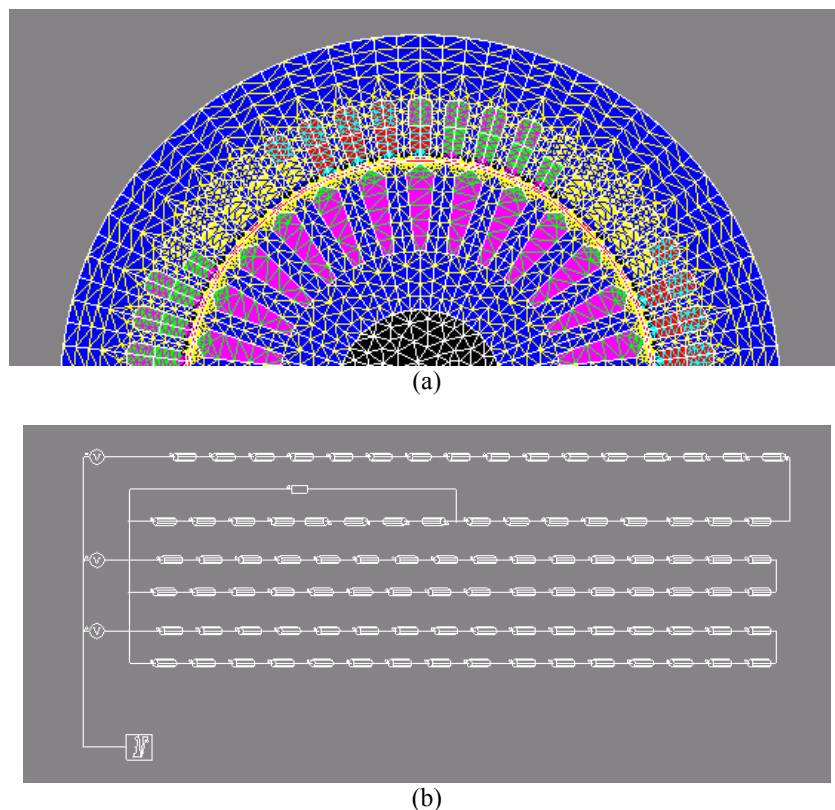


Figure III- 5 : Modélisation couplée sous Flux2D de la machine asynchrone en défaut  
(a) maillage (b) circuit équivalent.



### III.3.1 Analyse du champ

Dans cette section, nous mettons en évidence l'effet d'un court-circuit entre spires d'une phase de la machine asynchrone étudiée sur la carte des lignes de champ magnétique en utilisant la méthode d'éléments finis. Pour cela, nous effectuons deux calculs sur la même machine. Le premier calcul simule le fonctionnement normal de la machine saine alors que dans le second, nous considérons un court-circuit de 25% des spires d'une phase à travers une résistance de défaut  $r_f$  égale à  $1\Omega$ .

La figure III-6 montre la répartition des lignes de champ dans la machine pour les deux cas étudiés au même instant  $t=0.4s$  en démarrant les calculs avec les mêmes conditions initiales. Dans le cas où la machine est saine, les quatre pôles de la machine sont parfaitement équilibrés à la denture rotorique près alors que la présence d'un défaut de court-circuit dans la bobine élémentaire d'un pôle provoque une distorsion locale du champ dans les régions concernées par le défaut. Cette distorsion est d'autant plus visible que la résistance de défaut est plus faible et que le courant dans les spires court-circuitées (sous bobine en défaut) est différent du courant de phase (à la fois en terme d'amplitude qu'en terme de phase).

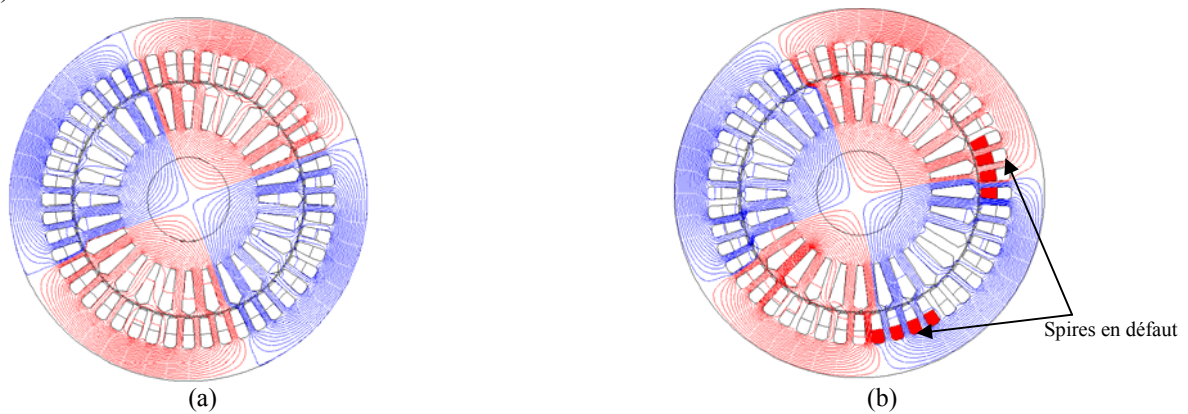
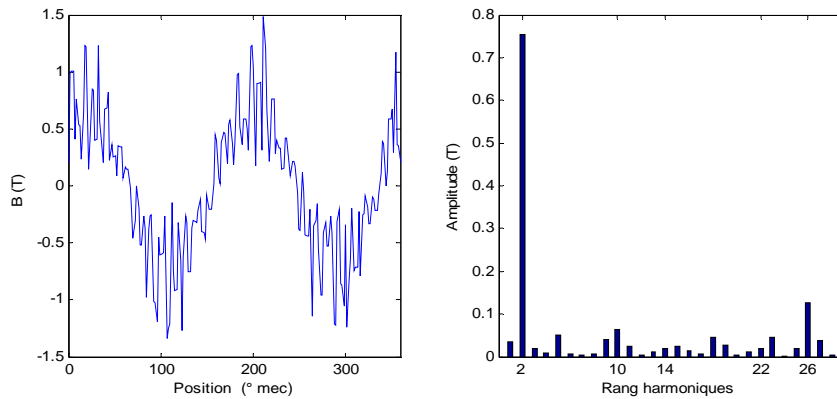


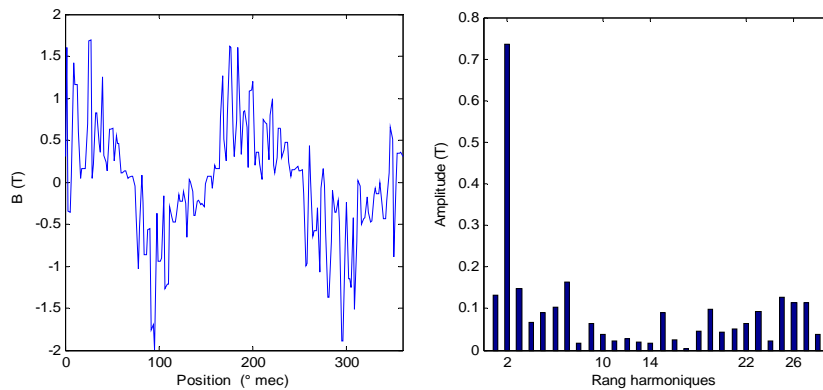
Figure III -630 : Répartition des lignes de champs  
(a) machine saine ; (b) machine avec défaut.

D'un autre côté, nous avons relevé l'induction radiale dans l'entrefer de la machine à laquelle nous avons fait une analyse spectrale. Nous présentons sur la figure III-7 la fonction  $B_r(\theta_{s_{mec}})$  (induction normale au milieu de l'entrefer en fonction de la position en degrés mécaniques) dans les deux cas ainsi que leurs spectres respectifs. Chaque point du milieu de l'entrefer est repéré par  $\theta_{s_{mec}}$ . Étant donné que nous avons donné l'induction en fonction de la position  $\theta_{s_{mec}}$  en degrés mécaniques, il est à signaler que le fondamental de l'induction de l'entrefer est repéré par le rang 2. La machine saine présente une induction radiale équilibrée sous les différents pôles de la machine ; il y a évidemment des harmoniques de rang élevés dus à la denture et à la discrétisation numérique (éléments du maillage). Il est visible que le taux des harmoniques est relativement bas pour la machine saine. Dans le cas de machine avec défaut, l'allure de l'induction est perturbée et on constate un accroissement des harmoniques dans le spectre. L'induction radiale est visiblement moins sinusoïdale dans le cas de défaut. A priori, il n'y a pas un harmonique particulier qui est prépondérant mais on remarque la présence d'harmoniques pairs comme impairs dans le même spectre ce qui traduit un déséquilibre entre les deux paires de pôles. Par ailleurs, on remarque la présence d'un harmonique de rang noté 1 pour une machine à 2 paires de pôles en défaut qui est en fait un sous harmonique. Il est dû au fait qu'il n'y plus les symétries qui existent dans la machine saine et la périodicité de la machine en défaut est une période mécanique.

L'induction radiale étant perturbée à cause de la denture et la discrétisation, nous avons jugé intéressant de visualiser le potentiel vecteur qui représente l'intégrale de l'induction et de ce fait, filtre certains harmoniques. Sur la figure III-8, nous visualisons la fonction  $A_z(\theta)$  et son analyse spectrale dans les mêmes conditions que précédemment.



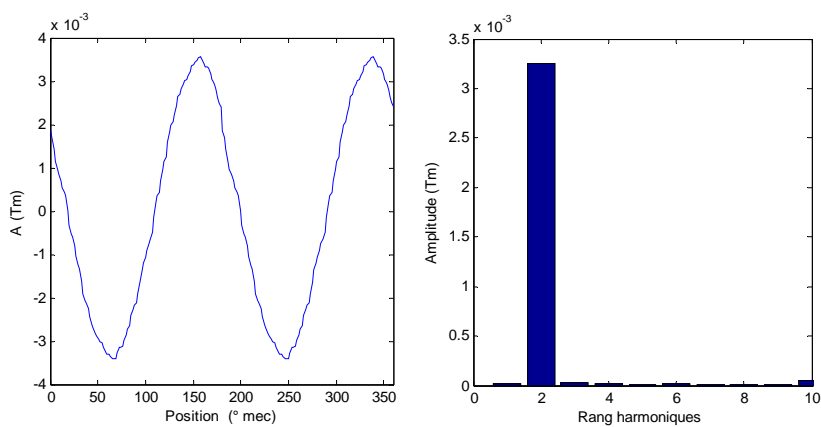
(a)



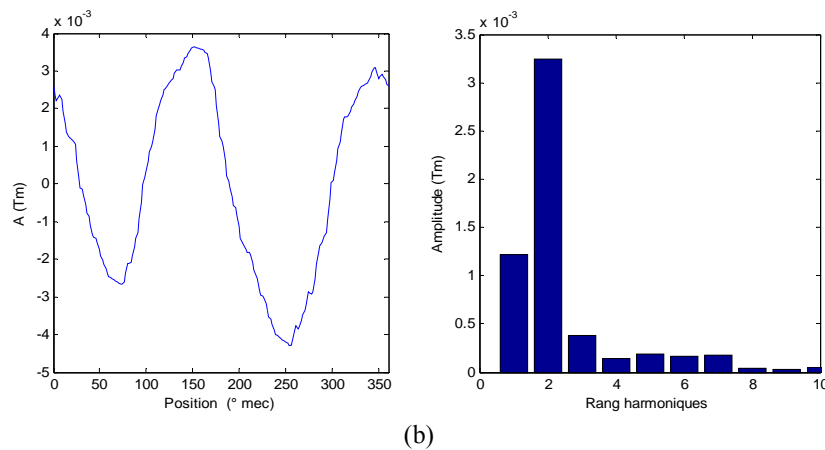
(b)

Figure III -7 : Induction radiale dans l'entrefer et son spectre

(a) machine saine (b) machine avec défaut



(a)



(b)  
Figure III -8 : Potentiel vecteur dans l'entrefer et son spectre  
(a) machine saine (b) machine avec défaut

On constate bien que dans la machine saine, il n'y a pratiquement que le fondamental indiqué par le rang 2 ; ce qui est normale pour une machine à 2 paires de pôles. Cependant, la présence d'un défaut génère un sous harmonique ainsi que d'autres harmoniques de rangs pairs et impairs.

### III.3.2 Résultats du Modèle élément finis et validation expérimentale

Dans cette section nous avons mis en œuvre des calculs par éléments finis en (2D) pas à pas dans le temps pour simuler le fonctionnement de la machine en présence du défaut entre spires d'une phase. La simulation a été mise en place pour le temps de 150 ms (à pas de temps égale à 0,5 ms). Nous avons simulé les cas d'une machine alimentée sous tension triphasée sinusoïdale équilibrée d'amplitude constante  $220\sqrt{2}$  V et de fréquence 50Hz.

Tout d'abord nous montrons les courants des phases obtenus par le model couplé "éléments finis - circuit électrique" pour la machine saine (Figure III-9). Dans le cas où la machine est saine, les courants sont équilibrés et sinusoïdaux d'amplitude d'environ 16 ampères.

Afin d'étudier la MAS en présence du défaut entre-spires, nous considérons un défaut entre spires sur 25% des spires de la phase *a* ( $\mu = 0.25$ ) pour deux différentes valeurs de résistance de défaut ( $r_f = 20 \Omega$  et  $r_f = 5\Omega$ ). Nous présentons sur la figure III-10 les résultats concernant l'évolution des courants des trois phases et le courant de défaut. Nous constatons d'une part, que les courants de phases ne sont plus équilibrés et que l'amplitude du courant de la phase en défaut (phase *a*) est plus élevée que les deux autres phases (*b* et *c*). Lorsque la résistance de défaut décroît, nous constatons que le courant de défaut croît et que le déséquilibre des courants de phases devient de plus en plus important.

Afin de valider le modèle éléments finis 2D couplé circuit électrique et la prise en compte des phénomènes 3D, nous avons effectué des essais dans les mêmes conditions de défaut que celles considérées lors de la simulation ( $\mu = 0.25$ , pour deux différentes valeurs de résistance de défaut  $r_f = 20 \Omega$  et  $r_f = 5\Omega$ ). La forme d'onde du courant de défaut obtenu par l'étude expérimentale est présentée sur la figure III-11. On peut constater que les résultats du model élément finis et ceux obtenus expérimentalement sont similaires en termes de forme et d'amplitude. Ces constats valident le model couplé éléments finis 2D pour l'étude de la MAS saine et en présence de défaut de court-circuit entre spires, quel que soit le type de son bobinage ou le nombre de paires de pôles.

Nous effectuerons à la fin de ce chapitre une analyse plus fine de ces courants en fonction de la sévérité du défaut. Nous présenterons une étude de défaut pour différents résistances de défaut et aussi différent nombre de spire en défaut. Afin de chercher les signatures de défaut, les formes d'onde des courants de phases et du couple seront analysées en présence du défaut entre spires, de différents niveaux de sévérité.

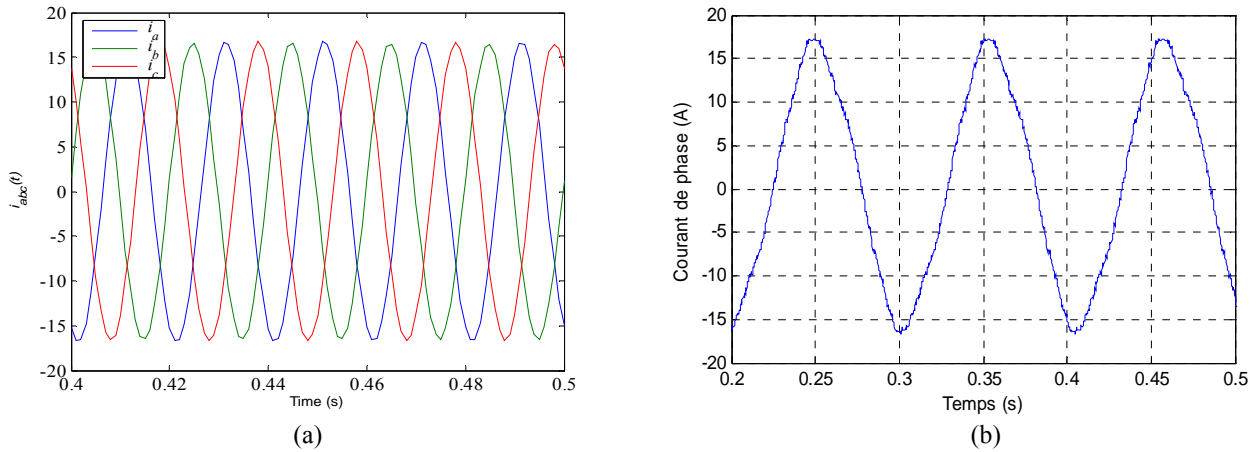


Figure III -9 : Formes d'onde des courants de phases de la machine saine.  
(a) simulation ; (b) expérimental.

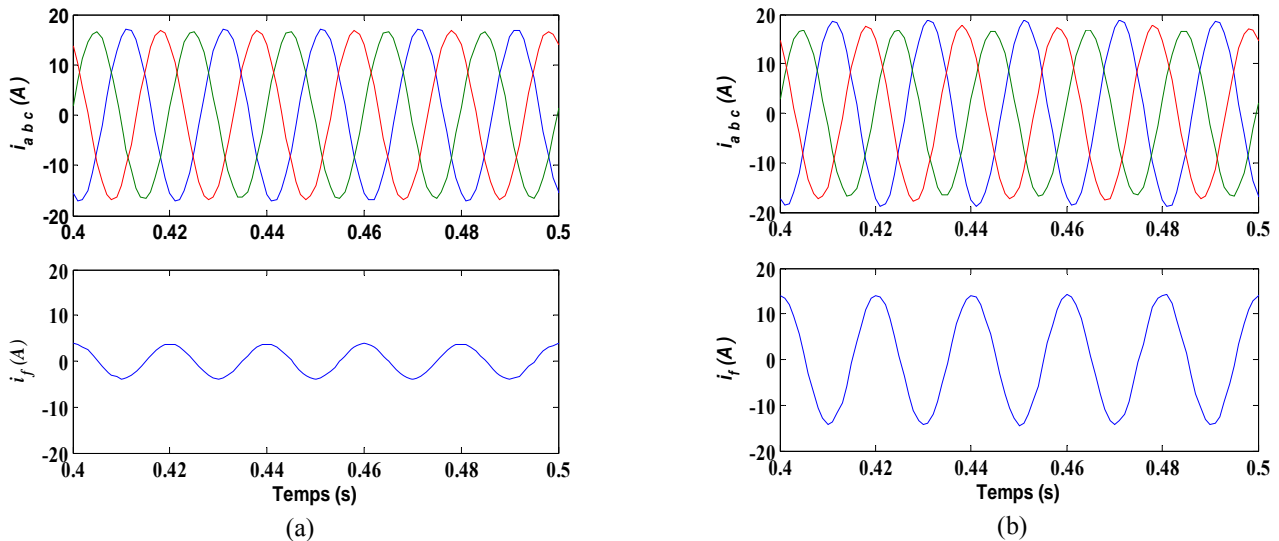


Figure III -10 : Formes d'onde des courants des phases et du courant de défaut  
(résultats de simulation par le modèle couplé)  
(a) résistance de défaut  $r_f=20 \Omega$  ; (b) résistance de défaut  $r_f=5 \Omega$ .

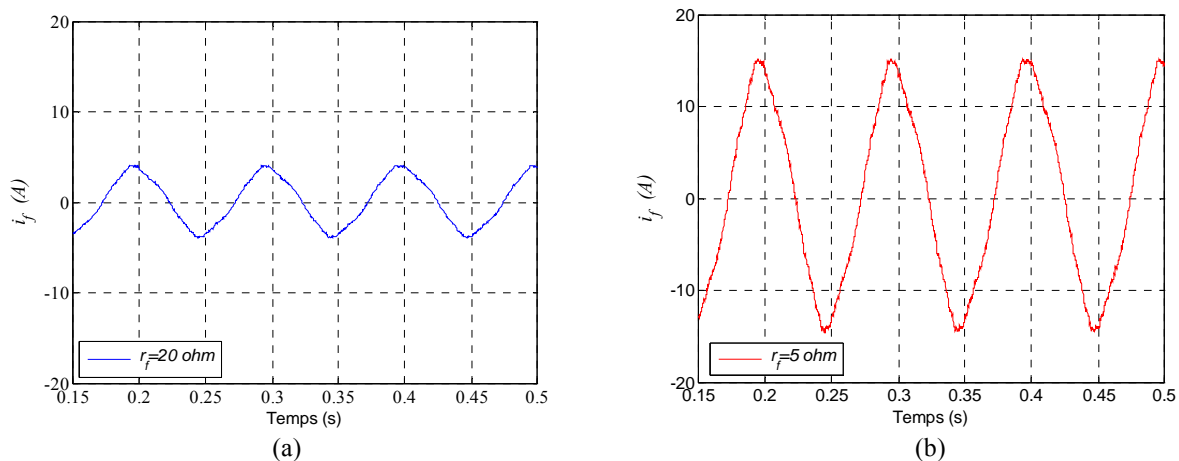


Figure III -11 : Courant de défaut (résultats expérimentaux)  
 (a) résistance de défaut=20 ; (b) résistance de défaut=5.

### III.4 Modèle circuit électrique

Dans cette partie nous présentons un modèle circuit électrique pour la machine asynchrone avec défaut entre-spores. La machine est modélisée par un circuit électrique équivalent. Ce circuit fait intervenir les résistances, les inductances et les mutuelles inductances dont les valeurs peuvent être déterminées de différentes manières. Dans les modèles circuits, la première étape consiste à représenter le dispositif par autant de circuits couplés qu’il en existe physiquement. L’application de la transformation de Concordia (trispasée - diphasée) nous permet de réduire l’ordre du système sachant que les courants des phases sont à somme nulle.

Dans la première partie, on va présenter les hypothèses de la modélisation par circuit électrique de la MAS. Dans la deuxième partie, on fait un rappel du model circuit de la machine asynchrone saine. Le model de la machine en présence de défaut entre spores sera ensuite établi en troisième partie. Dans la quatrième partie, nous présentons une discussion sur l’identification des paramètres du model présenté.

#### III.4.1 Hypothèses considérées pour le modèle circuit électrique de la MAS

Afin de modéliser la machine asynchrone par un model de type circuit électrique, certaines hypothèses simplificatrices, ne mettant pas en cause les phénomènes principaux, sont admises :

- La machine est symétrique à entrefer constant.
- Le bobinage statorique et la cage d’écureuil de la machine saine sont considérés équilibrés.
- Le rotor est muni d’une cage d’écureuil qui ne génère pas d’harmoniques supplémentaires. Il est modélisé classiquement par trois bobines montées en étoile et court-circuitées.
- La machine est considérée non saturée et la répartition de la force magnétomotrice dans l’entrefer est supposée sinusoïdale (suffisamment d’encoches par pôle et phase).
- L’effet de la denture et les harmoniques qu’il génère sont négligés (stator et rotor sont supposés lisses).
- Les effets d’extrémités sont négligés.

### III.4.2 Modèle circuit électrique de la machine saine

Le comportement dynamique de la machine asynchrone est complexe à cause du phénomène d'induction qui est le principe fondamental sur lequel fonctionne cette machine. L'ensemble des hypothèses admises permet d'écrire :

$$\begin{aligned}
 R_s &= R_{as} = R_{bs} = R_{cs} & , & & R_r &= R_{ar} = R_{br} = R_{cr} \\
 L_s &= L_{as} = L_{bs} = L_{cs} & , & & L_r &= L_{ar} = L_{br} = L_{cr} \\
 M_s &= M_{ab}^s = M_{ac}^s = M_{bc}^s & , & & M_r &= M_{ab}^r = M_{ac}^r = M_{bc}^r
 \end{aligned}$$

III-1

où :

- $R_s$  et  $R_r$  sont les résistances des bobines statoriques et des bobines équivalentes rotoriques.
- $(L_s, M_s)$  et  $(L_r, M_r)$  sont les inductances propres et mutuelles inductances entre phases des bobines statoriques et des bobines équivalentes rotoriques.

La figure III-12 montre une schématisation simplifiée d'une machine asynchrone avec une représentation simplifiée des bobinages statoriques et rotoriques. Sur ce schéma,  $\theta$  est un angle électrique désignant le décalage angulaire entre l'axe de symétrie de la première phase rotorique (l'axe  $a_r$ ) et l'axe de symétrie de la première phase statorique (l'axe  $a_s$ ).

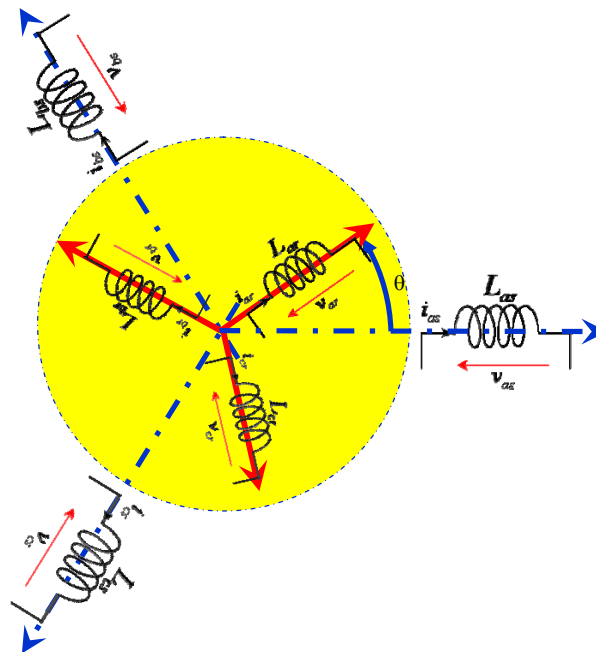


Figure III -12: Représentation schématique des bobinages rotorique et statorique ( $\theta$  est un angle électrique désignant la position du rotor).

Les équations électriques concernant les bobinages statorique et rotorique sont écrites dans leur repère respectif de la manière suivante :

$$V_{abc}^s = R_s \cdot i_{abc}^s + L_{abc}^{ss} \cdot \frac{d}{dt} i_{abc}^s + \frac{d}{dt} (M_{abc}^{sr} \cdot i_{abc}^r)$$

III- 2

$$V_{abc}^r = R_r \cdot i_{abc}^r + L_{abc}^{rr} \cdot \frac{d}{dt} i_{abc}^r + \frac{d}{dt} (M_{abc}^{sr T} \cdot i_{abc}^s) = [0]$$

où :

$V_{abc}^s = [V_{as} \ V_{bs} \ V_{cs}]^T$  et  $i_{abc}^s = [i_{as} \ i_{bs} \ i_{cs}]^T$  sont respectivement le vecteur tension et le vecteur courant statoriques.

$V_{abc}^r = [V_{ar} \ V_{br} \ V_{cr}]^T$  et  $i_{abc}^r = [i_{ar} \ i_{br} \ i_{cr}]^T$  sont respectivement le vecteur tension et le vecteur courant rotoriques.

$$L_{abc}^{ss} = \begin{bmatrix} L_s & M_s & M_s \\ M_s & L_s & M_s \\ M_s & M_s & L_s \end{bmatrix} \quad \text{et} \quad L_{abc}^{rr} = \begin{bmatrix} L_r & M_r & M_r \\ M_r & L_r & M_r \\ M_r & M_r & L_r \end{bmatrix} \quad \text{sont les matrices d'inductance}$$

statorique et rotorique.

$$M_{abc}^{sr} = M_{sr} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta+2\pi/3) & \cos(\theta-2\pi/3) \\ \cos(\theta-2\pi/3) & \cos(\theta) & \cos(\theta+2\pi/3) \\ \cos(\theta+2\pi/3) & \cos(\theta-2\pi/3) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \quad \text{est la matrice des mutuelles inductance stator-rotor qui est une matrice circulante.}$$

Les courants statoriques et rotorique étant à somme nulle, leurs composantes homopolaires sont nulles ; même si les composantes homopolaires des autres grandeurs (tensions, flux totaux) ne sont pas nulles, elles n'interviennent pas dans la conversion électromécanique d'énergie. De ce fait nous ne considérons que leurs composantes  $\alpha\beta$  exprimées dans leurs repères respectifs.

La transformation de Concordia (triphasee - diphasée) aboutit à une famille de modèles de la machine asynchrone, où les grandeurs statoriques et rotoriques sont projetées sur deux axes en quadrature. L'idée de cette transformation repose sur le fait qu'un champ tournant créé par un système triphasé équilibré peut l'être aussi, à l'identique, par un système biphasé de deux bobines décalées de  $\pi/2$  (radian électrique) dans l'espace, alimentées par des courants déphasés de  $\pi/2$  (radian électrique) dans le temps. Dans notre étude et pour plus de simplicité, l'enroulement équivalent aux trois phases du stator est formé de deux bobinages d'axes direct  $\alpha_s$  et en quadrature  $\beta_s$ . L'axe direct  $\alpha_s$  est confondu avec l'axe de la première phase  $\alpha_s$  statorique. De même, au rotor, on substitue deux bobinages  $\alpha_r$  et  $\beta_r$  aux enroulements triphasés équivalents.

Lors du passage à la machine diphasée équivalente via la transformation de Concordia, la composante homopolaire est inexistante et les équation des la machine sont sous la forme :

$$V_{\alpha\beta}^s = R_{\alpha\beta}^s i_{\alpha\beta}^s + L_{\alpha\beta}^{ss} \frac{d}{dt} i_{\alpha\beta}^s + \frac{d}{dt} \left( M_{\alpha\beta}^{sr} i_{\alpha\beta}^r \right) \quad \text{III- 3}$$

$$V_{\alpha\beta}^r = R_{\alpha\beta}^r i_{\alpha\beta}^r + L_{\alpha\beta}^{rr} \frac{d}{dt} i_{\alpha\beta}^r + \frac{d}{dt} \left( M_{\alpha\beta}^{sr T} i_{\alpha\beta}^s \right) = 0$$

$$\text{avec : } \begin{bmatrix} x_{\alpha} \\ x_{\beta} \end{bmatrix} = \mathbf{T}_{32}^t \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix}, \quad \mathbf{T}_{32} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \quad \text{III- 4}$$

$$L_{\alpha\beta}^{ss} = L'_s \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}, \quad M_{\alpha\beta}^{sr} = \frac{3}{2} M_{sr} \cdot P(\theta), \quad L_{\alpha\beta}^{rr} = L'_r \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}$$

$$\text{avec : } P(\theta) = \begin{bmatrix} \cos \theta & -\sin \theta \\ \sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix}, \quad L'_s = L_s - M_s, \quad L'_r = L_r - M_r$$

III- 5

La grandeur  $x$  représente la tension ou le courant.  $P(\theta)$  est la transformation de Park imposant la rotation d'un angle électrique  $\theta$ .  $L'_s$  et  $L'_r$  sont les inductances cycliques statorique et rotorique.

L'expression du couple électromagnétique ainsi que l'équation mécanique sont données par :

$$T_e = i_{\alpha\beta}^s T \frac{\partial M_{\alpha\beta}^{sr}}{\partial \theta} i_{\alpha\beta}^r$$

III- 6

$$T_e - T_l = J \frac{d\Omega}{dt}$$

où  $J$  est le moment d'inertie des parties tournantes et  $T_l$  est le couple de charge. Le symbole  $\Omega$  représente la vitesse de rotation mécanique. Pour une machine à  $p$  paires de pôles, l'angle électrique du rotor est donc donné par :

$$\frac{d}{dt} \theta = p\Omega \quad \text{III-7}$$

Pour une simulation en régime transitoire, nous mettons l'ensemble des équations régissant la machine sous forme d'état. L'équation (III-3) peut être réécrite comme :

$$\begin{bmatrix} V_{\alpha\beta}^s \\ V_{\alpha\beta}^r = 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_{\alpha\beta}^s & 0 \\ 0 & R_{\alpha\beta}^r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{\alpha\beta}^s \\ i_{\alpha\beta}^r \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_{\alpha\beta}^{ss} & 0 \\ 0 & L_{\alpha\beta}^{rr} \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{\alpha\beta}^s \\ i_{\alpha\beta}^r \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & M_{\alpha\beta}^{sr} \\ M_{\alpha\beta}^{sr T} & 0 \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{\alpha\beta}^s \\ i_{\alpha\beta}^r \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & \dot{\theta} \frac{dM_{\alpha\beta}^{sr}}{d\theta} \\ \dot{\theta} \frac{dM_{\alpha\beta}^{sr T}}{d\theta} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{\alpha\beta}^s \\ i_{\alpha\beta}^r \end{bmatrix} \quad \text{III-8}$$

On peut également réécrire l'équation (III-8) sous la forme :



$$\begin{bmatrix} V_{\alpha\beta}^s \\ V_{\alpha\beta}^r = 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_{\alpha\beta}^s & \dot{\theta} \cdot \frac{dM_{\alpha\beta}^{sr}}{d\theta} \\ \dot{\theta} \cdot \frac{dM_{\alpha\beta}^{srT}}{d\theta} & R_{\alpha\beta}^r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{\alpha\beta}^s \\ i_{\alpha\beta}^r \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_{\alpha\beta}^{ss} & M_{\alpha\beta}^{sr} \\ M_{\alpha\beta}^{srT} & L_{\alpha\beta}^{rr} \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{\alpha\beta}^s \\ i_{\alpha\beta}^r \end{bmatrix} \quad \text{III-9}$$

Ces équations se mettent sous forme d'état ( $\dot{x} = Ax + Bu$ ), nous avons :

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{\alpha\beta}^s \\ i_{\alpha\beta}^r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{\alpha\beta}^{ss} & M_{\alpha\beta}^{sr} \\ M_{\alpha\beta}^{srT} & L_{\alpha\beta}^{rr} \end{bmatrix}^{-1} \left( - \begin{bmatrix} R_{\alpha\beta}^s & \dot{\theta} \cdot \frac{dM_{\alpha\beta}^{sr}}{d\theta} \\ \dot{\theta} \cdot \frac{dM_{\alpha\beta}^{srT}}{d\theta} & R_{\alpha\beta}^r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{\alpha\beta}^s \\ i_{\alpha\beta}^r \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} V_{\alpha\beta}^s \\ V_{\alpha\beta}^r = 0 \end{bmatrix} \right) \quad \text{III-10}$$

où:  $x = \begin{bmatrix} i_{\alpha\beta}^s \\ i_{\alpha\beta}^r \end{bmatrix}$ ,  $u = \begin{bmatrix} V_{\alpha\beta}^s \\ V_{\alpha\beta}^r = 0 \end{bmatrix}$  sont le vecteur des variables d'état et le vecteur d'entrée, respectivement. Les matrices  $A$  et  $B$  ont pour expressions :

$$A = - \begin{bmatrix} L_{\alpha\beta}^{ss} & M_{\alpha\beta}^{sr} \\ M_{\alpha\beta}^{srT} & L_{\alpha\beta}^{rr} \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} R_{\alpha\beta}^s & \dot{\theta} \cdot \frac{dM_{\alpha\beta}^{sr}}{d\theta} \\ \dot{\theta} \cdot \frac{dM_{\alpha\beta}^{srT}}{d\theta} & R_{\alpha\beta}^r \end{bmatrix}, \quad B = \begin{bmatrix} L_{\alpha\beta}^{ss} & M_{\alpha\beta}^{sr} \\ M_{\alpha\beta}^{srT} & L_{\alpha\beta}^{rr} \end{bmatrix}^{-1} \quad \text{III-11}$$

Le diagramme fonctionnel de la machine asynchrone peut être représenté de la manière suivante :

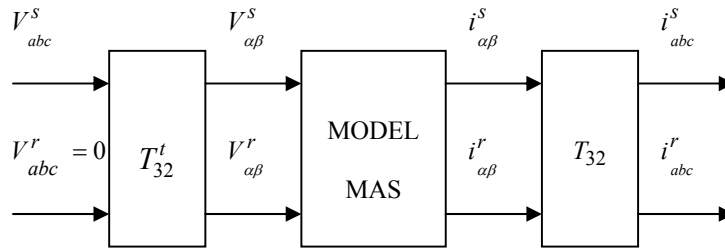


Figure III -13 : Schéma bloc d'une machine asynchrone saine.

L'inconvénient du modèle d'état développé ci-dessus réside dans le fait qu'à chaque pas de calcul, il est nécessaire d'inverser la matrice d'inductance de la machine dont les éléments évoluent dans le temps avec la vitesse et la position du rotor.

**Remarque :** Concernant le modèle de la machine asynchrone saine, il est plus facile d'exprimer les grandeurs statoriques et rotoriques dans un même référentiel. En exprimant toutes les grandeurs statoriques et rotoriques dans le référentiel statorique par exemple, nous avons :

$$\begin{bmatrix} x_{\alpha\beta}^s \\ x_{\alpha\beta}^r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} x_{\alpha s} \\ x_{\beta s} \\ x_{\alpha r} \\ x_{\beta r} \end{bmatrix} = \mathbf{T}_{32}^t \begin{bmatrix} x_{as} \\ x_{bs} \\ x_{cs} \end{bmatrix} \quad \text{et} \quad \begin{bmatrix} x_{\alpha\beta}^r \\ x_{\alpha\beta}^s \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} x_{\alpha r} \\ x_{\beta r} \end{bmatrix} = P(-\theta) \cdot \mathbf{T}_{32}^t \cdot \begin{bmatrix} x_{ar} \\ x_{br} \\ x_{cr} \end{bmatrix} \quad \text{III-12}$$

Les relations III-3 deviennent alors :

$$V_{\alpha\beta}^s = R_s i_{\alpha\beta}^s + L'_s \frac{d}{dt} i_{\alpha\beta}^s + \frac{3}{2} M_{sr} \frac{d}{dt} (i_{\alpha\beta}^r) \quad \text{III-13}$$

$$V_{\alpha\beta}^r = R_r i_{\alpha\beta}^r + \frac{3}{2} M_{sr} \frac{d}{dt} (i_{\alpha\beta}^s) + L'_r \frac{d}{dt} i_{\alpha\beta}^r - \dot{\theta} P\left(\frac{\pi}{2}\right) \left[ \frac{3}{2} M_{sr} i_{\alpha\beta}^s + L'_r i_{\alpha\beta}^r \right] = 0$$

avec :

$$P\left(\frac{\pi}{2}\right) = \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}, \quad L'_s = L_s - M_s, \quad L'_r = L_r - M_r \quad \text{III-14}$$

L'équation (III-13) peut réécrit comme :

$$\begin{bmatrix} v_{\alpha s} \\ v_{\beta s} \\ v_{\alpha r=0} \\ v_{\beta r=0} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 & 0 \\ 0 & \frac{3}{2} M_{sr} \cdot \dot{\theta} & R_r & L'_r \cdot \dot{\theta} \\ -\frac{3}{2} M_{sr} \cdot \dot{\theta} & 0 & -L'_r \cdot \dot{\theta} & R_r \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{\alpha s} \\ i_{\beta s} \\ i_{\alpha r} \\ i_{\beta r} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L'_s & 0 & \frac{3}{2} M_{sr} & 0 \\ 0 & L'_s & 0 & \frac{3}{2} M_{sr} \\ \frac{3}{2} M_{sr} & 0 & L'_r & 0 \\ 0 & \frac{3}{2} M_{sr} & 0 & L'_r \end{bmatrix} \cdot \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{\alpha s} \\ i_{\beta s} \\ i_{\alpha r} \\ i_{\beta r} \end{bmatrix} \quad \text{III-15}$$

Ces équations peuvent se mettre sous forme d'état :

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{\alpha s} \\ i_{\beta s} \\ i_{\alpha r} \\ i_{\beta r} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L'_s & 0 & \frac{3}{2} M_{sr} & 0 \\ 0 & L'_s & 0 & \frac{3}{2} M_{sr} \\ \frac{3}{2} M_{sr} & 0 & L'_r & 0 \\ 0 & \frac{3}{2} M_{sr} & 0 & L'_r \end{bmatrix}^{-1} \cdot \left( \begin{bmatrix} v_{\alpha s} \\ v_{\beta s} \\ v_{\alpha r=0} \\ v_{\beta r=0} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 & 0 \\ 0 & \frac{3}{2} M_{sr} \cdot \dot{\theta} & R_r & L'_r \cdot \dot{\theta} \\ -\frac{3}{2} M_{sr} \cdot \dot{\theta} & 0 & -L'_r \cdot \dot{\theta} & R_r \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{\alpha s} \\ i_{\beta s} \\ i_{\alpha r} \\ i_{\beta r} \end{bmatrix} \right) \quad \text{III-16}$$

Dans ce cas, il faut inverser la matrice d'inductance une seule fois car les éléments de cette matrice sont constants et ne varient pas avec la vitesse ou la position du rotor.

### III.4.3 Modèle circuit électrique avec défaut

Comme dans le cas de la machine synchrone, nous définissons un défaut entre-spires comme étant un court-circuit entre les spires d'une même phase via une résistance dont la valeur définit la sévérité du défaut. En pratique, ce défaut peut être dû à une altération des isolants (vernis ou email) sur les fils du cuivre. Nous représentons une telle situation par un circuit supplémentaire

liant une partie de la phase en défaut vers le point neutre comme indiqué sur la figure III-14. Dans cette figure le bobinage de la phase  $as$  est subdivisé en deux parties : la partie saine ( $as_1$ ) et la partie court-circuitée ( $as_2$ ). La résistance de défaut ( $r_f$ ) dont la valeur varie entre l'infini pour une machine saine et zéro pour un court-circuit franc, n'est qu'une représentation globale de phénomènes locaux qui peuvent être dispersés tout le long des bobines.

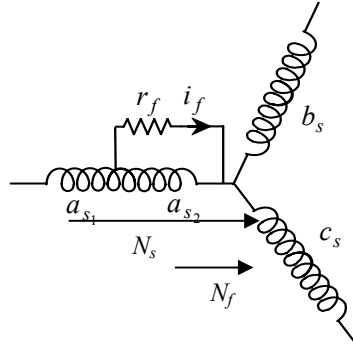


Figure III - 14 : Schéma de principe d'un défaut entre spires sur une phase statoriques  $as$ .

### Modèle de défaut dans le repère abc

Conformément au schéma de la figure III-14, l'équation du circuit de la phase  $as$  peut être écrite de la manière suivante :

$$\begin{aligned} V_{as} &= V_{as_1} + V_{as_2} \\ 0 &= V_{as_2} - r_f i_f \end{aligned} \quad \text{III- 16}$$

Dans le cadre des hypothèses émises au début de ce chapitre et en considérant la présence du défaut, les équations électriques des circuits statoriques et rotoriques peuvent être écrites sous la forme :

$$\begin{cases} V_{abc}^s = R_{abc}^s i_{abc}^s + L_{abc}^{ss} \frac{d}{dt} i_{abc}^s + \frac{d}{dt} (M_{abc}^{sr} i_{abc}^r) \\ V_{abc}^r = R_{abc}^r i_{abc}^r + L_{abc}^{rr} \frac{d}{dt} i_{abc}^r + \frac{d}{dt} (M_{abc}^{sr T} i_{abc}^s) = [0] \end{cases} \quad \text{III- 17}$$

avec :

$$\begin{cases} V_{abc}^s = [v_{as} \quad v_{bs} \quad v_{cs} \quad 0]^T \\ i_{abc}^s = [i_{as} \quad i_{bs} \quad i_{cs} \quad i_f]^T \end{cases} \quad \text{III- 18}$$

$$R_{abc}^s = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 & -R_{a2} \\ 0 & R_s & 0 & 0 \\ 0 & 0 & R_s & 0 \\ -R_{a2} & 0 & 0 & (R_{a2} + r_f) \end{bmatrix} \quad \text{III- 19}$$

$$L_{abc}^{ss} = \begin{bmatrix} L_s & M_{a1b} + M_{a2b} & M_{a1c} + M_{a2c} & -(L_{a2} + M_{a1a2}) \\ M_{a1b} + M_{a2b} & L_s & M_s & -M_{a2b} \\ M_{a1c} + M_{a2c} & M_s & L_s & -M_{a2c} \\ -(L_{a2} + M_{a1a2}) & -M_{a2b} & -M_{a2c} & L_{a2} \end{bmatrix} \quad \text{III- 20}$$

$$M_{abc}^{sr} = \begin{bmatrix} M_{sr} \cos(\theta) & M_{sr} \cos(\theta + 2\pi/3) & M_{sr} \cos(\theta - 2\pi/3) \\ M_{sr} \cos(\theta - 2\pi/3) & M_{sr} \cos(\theta) & M_{sr} \cos(\theta + 2\pi/3) \\ M_{sr} \cos(\theta + 2\pi/3) & M_{sr} \cos(\theta - 2\pi/3) & M_{sr} \cos(\theta) \\ -M_{sr2} \cos(\theta + \gamma_f) & -M_{sr2} \cos(\theta + \gamma_f + 2\pi/3) & -M_{sr2} \cos(\theta + \gamma_f - 2\pi/3) \end{bmatrix} \quad \text{III- 21}$$

Dans ces expressions,  $R_s$ ,  $L_s$  et  $M_s$  représentent respectivement la résistance de phase, l'inductance propre de phase et l'inductance mutuelle entre deux phases statoriques lorsque la machine est saine.  $M_{a1b}$  et  $M_{a1c}$  sont les inductances mutuelles entre la partie saine ( $as_1$ ) de la phase  $a_s$  et les phases ( $bs$ ) et ( $cs$ ). De la même manière,  $M_{a1a2}$ ,  $M_{a2b}$  et  $M_{a2c}$  représentent les inductances mutuelles entre la partie en défaut de la phase  $a_s$  et les autres bobines statoriques ( $as_1$ ,  $bs$  et  $cs$ ). Par rapport au bobinage rotorique,  $M_{sr1}$  et  $M_{sr2}$  sont donc les inductances mutuelles des deux parties de la phase  $as$  et rotor. La figure III-15 donne une représentation schématique des différentes inductances et mutuelles des deux circuits.

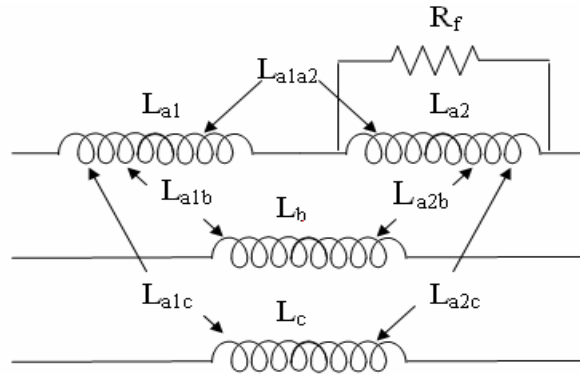


Figure III - 15 : Circuit du stator avec une schématisation d'un défaut dans la phase  $as$ .

L'angle  $\gamma_f$  représente le décalage entre l'axe de la sous bobine  $as_2$  et l'axe initial de la phase  $as$  lorsqu'elle est saine (Fig. III-16). Sa valeur dépend de la localisation physique du défaut mais aussi de la proportion de spires court-circuitées.

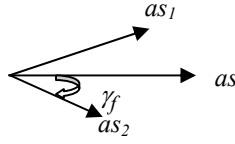


Figure III - 16 : Définition du déphasage  $\gamma_f$  induit par la présence du défaut dans la phase as.

Dans les conditions d'un défaut, le couple électromagnétique s'exprime aussi par la dérivation de la co-énergie magnétique. Nous avons donc :

$$T_e = i_{abcf}^s T \frac{\partial M_{abcf}^{sr}}{\partial \theta} i_{abc}^r \quad \text{III- 22}$$

L'équation mécanique qui régit le système reste évidemment la même équation donnée au début de ce chapitre (équation III-6).

### III.4.3.2 Modèle de défaut dans le repère $\alpha\beta$

Dans le cas où les phases statoriques sont connectées en étoile, les composantes homopolaires sont nulles si bien que la machine peut être représentée uniquement dans le repère diphasé  $\alpha\beta$ . La présence d'un circuit supplémentaire correspondant au défaut conduit à l'introduction d'une variable supplémentaire pour décrire le système après projection sur les axes  $\alpha\beta$  statorique et rotorique. Dans ces conditions, les équations des circuits statorique et rotorique d'une machine asynchrone dans leur repères respectifs  $\alpha\beta_s$  et  $\alpha\beta_r$  en présence de défaut au stator sont de la forme :

$$V_{\alpha\beta}^s = R_{\alpha\beta}^s i_{\alpha\beta}^s + M_{\alpha\beta}^{ss} \frac{d}{dt} i_{\alpha\beta}^s + \frac{d}{dt} (M_{\alpha\beta}^{sr} i_{\alpha\beta}^r) \quad \text{III- 23}$$

$$V_{\alpha\beta}^r = R_{\alpha\beta}^r i_{\alpha\beta}^r + L_{\alpha\beta}^{rr} \frac{d}{dt} i_{\alpha\beta}^r + \frac{d}{dt} (M_{\alpha\beta}^{rs} i_{\alpha\beta}^s) = [0]$$

où:  $[x_{\alpha\beta f}] = [T][x_{abcf}]$

$$[T] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & \frac{-1}{2} & \frac{-1}{2} & 0 \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{-\sqrt{3}}{2} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \quad \text{III- 24}$$

La matrice  $[T]$  est appelée la matrice de Concordia étendue. On y ajoute une ligne pour représenter la phase en défaut. Il est à noter que la transformation triphasé-diphasé est effectuée uniquement sur les grandeurs du régime sain (axes triphasés équilibrés de la machine).

Dans ces conditions, les équations de la machine asynchrone en présence d'un défaut de court-circuit entre spires peuvent être écrites sous la forme suivante :

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} V_{\alpha\beta f}^s \\ V_{\alpha\beta}^r = 0 \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} R_{\alpha\beta f}^s & 0 \\ 0 & R_{\alpha\beta}^r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{\alpha\beta f}^s \\ i_{\alpha\beta}^r \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_{\alpha\beta f}^{ss} & 0 \\ 0 & L_{\alpha\beta}^{rr} \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{\alpha\beta f}^s \\ i_{\alpha\beta}^r \end{bmatrix} \\ &+ \begin{bmatrix} 0 & M_{\alpha\beta f}^{sr} \\ M_{\alpha\beta f}^{sr T} & 0 \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{\alpha\beta f}^s \\ i_{\alpha\beta}^r \end{bmatrix} + \dot{\theta} \cdot \left( \begin{bmatrix} 0 & \frac{d}{d\theta} M_{\alpha\beta f}^{sr} \\ \frac{d}{d\theta} M_{\alpha\beta f}^{sr T} & 0 \end{bmatrix} \right) \begin{bmatrix} i_{\alpha\beta f}^s \\ i_{\alpha\beta}^r \end{bmatrix} \end{aligned} \quad \text{III- 25}$$

Comme la composante homopolaire des courants est nulle, l'expression du couple est :

$$T_e = i_{\alpha\beta f}^s T \frac{\partial M_{\alpha\beta f}^{sr}}{\partial \theta} i_{\alpha\beta}^r \quad \text{III- 26}$$

### III.4.3.3 Mise sous forme d'état

La simulation numérique de la machine nécessite la mise sous forme d'état des équations différentielles qui la régissent indépendamment du repère choisi. Dans le cas du repère de Concordia augmenté, nous avons :

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{\alpha\beta f}^s \\ i_{\alpha\beta}^r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{\alpha\beta f}^{ss} & M_{\alpha\beta f}^{sr} \\ M_{\alpha\beta f}^{sr T} & L_{\alpha\beta}^{rr} \end{bmatrix}^{-1} \left( - \begin{bmatrix} R_{\alpha\beta f}^s & \dot{\theta} \cdot \frac{dM_{\alpha\beta f}^{sr}}{d\theta} \\ \dot{\theta} \cdot \frac{dM_{\alpha\beta f}^{sr T}}{d\theta} & R_{\alpha\beta}^r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{\alpha\beta f}^s \\ i_{\alpha\beta}^r \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} V_{\alpha\beta f}^s \\ V_{\alpha\beta}^r = 0 \end{bmatrix} \right) \quad \text{III- 27}$$

Nous regroupons les vecteurs tensions et courants dans des notations standard telles que :

$$x = \begin{bmatrix} i_{\alpha\beta f}^s \\ i_{\alpha\beta}^r \end{bmatrix}, \quad u = \begin{bmatrix} V_{\alpha\beta f}^s \\ V_{\alpha\beta}^r = 0 \end{bmatrix} \quad \text{III- 28}$$

Pour retrouver une forme classique d'équation d'état d'un système physique ( $\dot{x} = Ax + Bu$ ), nous avons :

$$A = - \begin{bmatrix} L_{\alpha\beta f}^{ss} & M_{\alpha\beta f}^{sr} \\ M_{\alpha\beta f}^{sr T} & L_{\alpha\beta}^{rr} \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} R_{\alpha\beta f}^s & \dot{\theta} \cdot \frac{dM_{\alpha\beta f}^{sr}}{d\theta} \\ \dot{\theta} \cdot \frac{dM_{\alpha\beta f}^{sr T}}{d\theta} & R_{\alpha\beta}^r \end{bmatrix}, \quad B = \begin{bmatrix} L_{\alpha\beta f}^{ss} & M_{\alpha\beta f}^{sr} \\ M_{\alpha\beta f}^{sr T} & L_{\alpha\beta}^{rr} \end{bmatrix}^{-1} \quad \text{III- 29}$$

La simulation d'un tel système peut aisément être faite avec un logiciel spécifique tel que Matlab- Simulink<sup>®</sup>. La figure III-17 donne une représentation en schéma bloc du modèle.

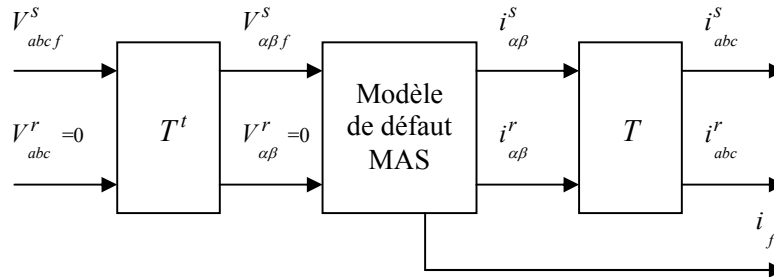


Figure III - 17: Schéma bloc du modèle pour MAS en présence de défaut.

### III.4.3.4 Identification des paramètres par la méthode d'éléments finis

Le modèle circuit électrique que nous avons établi au début de ce chapitre nécessite la connaissance de ses paramètres pour pouvoir le mettre en œuvre. L'identification des paramètres peut être faite expérimentalement sur un banc d'essai avec un protocole bien précis ou alors numériquement par un calcul basé sur les éléments finis en suivant toujours un protocole bien précis. L'idéal étant bien sûr de faire les deux méthodes et de les confronter. En ce qui concerne la machine saine, les méthodes d'identification expérimentales permettent de déterminer ses paramètres.

La résistance et l'inductance cyclique des bobines statoriques sont facilement mesurables. N'ayant pas accès au rotor, pour déterminer les paramètres rotoriques (résistance  $R_r$  et inductance  $L'_r$ ) ainsi que la mutuelle rotor-stator  $M_{sr}$ , on détermine le coefficient de dispersion ( $\sigma = 1 - \frac{M^2}{L'_s \cdot L'_r}$ ) et la constante de temps rotorique ( $\tau_r = \frac{L'_r}{R_r}$ ) de la machine. Ayant un degré de liberté (deux données pour trois inconnues), on choisit classiquement  $L'_r$  presque égale à  $L'_s$ . Par contre, les méthodes expérimentales ne permettent pas d'identifier facilement les paramètres de la sous bobine  $a_{s2}$  en défaut car il n'y a souvent pas accès à ses bornes. Par contre, en utilisant les méthodes d'identification basées sur le calcul de champ par la méthode d'éléments finis, il est possible d'identifier tous les paramètres de la machine saine ou en défaut en suivant des procédures spécifiques.

A titre d'exemple, les inductances du circuit statorique peuvent être déduites par des calculs successifs de flux en magnétostatique. Le principe de base étant bien évidemment d'alimenter une bobine et de calculer les flux à travers toutes les autres bobines statoriques pour déterminer à la fois l'inductance propre de la bobine alimentée et ses mutuelles avec les autres bobines statoriques. Afin de supprimer le risque de la présence de courant au rotor par induction, chaque bobine est alimentée avec une source de courant continu et le rotor est maintenu à l'arrêt. Les expressions ci-dessous rappellent les différentes définitions des différentes inductances et mutuelles du circuit statorique (Fig. III-15).

$$\begin{aligned}
 L_{a_1} &= \frac{\Psi_{a_1}}{i_{a_1}} \Big|_{i_{a_2,b,c}=0} , & M_{a_1a_2} &= \frac{\Psi_{a_2}}{i_{a_1}} \Big|_{i_{a_2,b,c}=0} , & M_{a_1b} &= \frac{\Psi_b}{i_{a_1}} \Big|_{i_{a_2,b,c}=0} , & M_{a_1c} &= \frac{\Psi_c}{i_{a_1}} \Big|_{i_{a_2,b,c}=0} \\
 L_{a_2} &= \frac{\Psi_{a_2}}{i_{a_2}} \Big|_{i_{a_1,b,c}=0} , & M_{a_1a_2} &= \frac{\Psi_{a_1}}{i_{a_2}} \Big|_{i_{a_1,b,c}=0} , & M_{a_2b} &= \frac{\Psi_b}{i_{a_2}} \Big|_{i_{a_1,b,c}=0} , & M_{a_2c} &= \frac{\Psi_c}{i_{a_2}} \Big|_{i_{a_1,b,c}=0} \\
 L_b &= \frac{\Psi_b}{i_b} \Big|_{i_{a_1,a_2,c}=0} , & M_{bc} &= \frac{\Psi_c}{i_b} \Big|_{i_{a_1,a_2,c}=0} , & L_c &= \frac{\Psi_c}{i_c} \Big|_{i_{a_1,a_2,b}=0} , & M_{bc} &= \frac{\Psi_b}{i_c} \Big|_{i_{a_1,a_2,b}=0}
 \end{aligned}
 \tag{III- 30}$$

Nous regroupons dans les tableaux suivants les différentes valeurs calculées des inductances et mutuelles du circuit.

Table III-1 : Inductances et mutuelles statoriques en  $mH$ , calculées par la méthode d'éléments finis

(a) machine saine (b) machine avec défaut

$L_a$	$M_{ab}$	$M_{ac}$
104	-52	-52

(a)

$L_{a_1}$	$L_{a_2}$	$M_{a_1a_2}$	$M_{a_1b} = M_{a_1c}$	$M_{a_2b} = M_{a_2c}$
69	15	10	-38.5	-15.6

(b)

**Remarque :** Les expressions analytiques habituellement utilisées [Tal 04, Ark 07, Jok 00, Far 09] donnant les inductances et mutuelles en fonction du  $\mu$  sont rappelées ci-après :

$$\begin{cases}
 L_{a_1} = (1 - \mu)^2 L_a \\
 L_{a_2} = \mu^2 L_a \\
 M_{a_1a_2} = \mu(1 - \mu)L_a
 \end{cases}
 \tag{III- 31}$$

où  $\mu$  représente le taux de spires concernées par le défaut (dans notre cas  $\mu = 0.25$ ). En appliquant les relations III-33, nous calculons les valeurs de  $L_{a_1}$ ,  $L_{a_2}$  et  $M_{a_1a_2}$  :

$$\begin{aligned}
 L_{a_1} &\neq (1 - 0.25)^2 * 104 = 58.5 \text{ mH}, \\
 L_{a_2} &\neq (0.25)^2 * 104 = 6.5 \text{ mH}, \\
 M_{a_1a_2} &\neq 0.25 * (1 - 0.25) * 104 = 19.5 \text{ mH}
 \end{aligned}
 \tag{III- 32}$$

En comparant les valeurs des paramètres de la sous-bobine en défaut calculés par la méthode d'éléments finis (voir tableau III-1-b) et ceux obtenus par les expressions analytiques (voir III-32), nous mettons en évidence que ces expressions ne sont pas applicables pour des machines asynchrones à  $p$  paires de pôles avec  $p > 1$  (la machine étudiée est à 2 paires de pôles et à 4 encoches par pôle et par phase). Pour établir des expressions analytiques, permettant de



déterminer les paramètres d'une machine asynchrone en présence de défaut entre spires, il est nécessaire de tenir compte de la configuration exacte du bobinage, la connaissance du nombre de spires de la sous bobine en défaut et sa localisation, notamment dans les machines à plus d'une encoche par pôle et par phase. Dans la suite, nous utilisons des paramètres identifiés par la méthode d'éléments finis.

### III.4.3.5 Validation du modèle circuit électrique par la méthode d'éléments finis

Le modèle circuit électrique que nous venons d'établir dans la section précédente est utilisé pour étudier différentes situations de défaut de court-circuit entre spires de la machine à induction. Concrètement, nous avons utilisé le logiciel Matlab-Simulink<sup>®</sup> dans lequel nous avons implémenté notre modèle. Par ailleurs, le modèle couplé éléments finis présentés dans la section III.3 est utilisé pour étudier la même machine asynchrone dans les mêmes conditions de vitesse et de tension d'alimentation et en présence d'un même défaut de court-circuit entre spires ; les résultats sont confrontés à ceux donnés par le modèle circuit électrique. Nous analysons les courants statoriques ainsi que le courant de défaut en fonction de la résistance du défaut.

Dans un premier temps, nous considérons que 25% des spires de la phase  $a_s$  sont concernées par le défaut ( $\mu = 0.25$ ) et nous calculons les courants des trois phases ainsi que le courant de défaut pour deux valeurs de la résistance de défaut ( $r_f = 20\Omega$  et  $r_f = 5\Omega$ ).

Les courants des phases et le courant de défaut pour chaque résistance de défaut sont donnés sur la figure III-18 et III-19. Nous constatons que le courant de défaut croît lorsque la résistance de défaut décroît mais aussi que le déséquilibre des courants de phase devient de plus en plus important lorsque cette même résistance décroît. Le courant dans la phase où le défaut apparaît ( $a_s$ ) est plus élevés que dans les autres phases saines ( $b_s, c_s$ ). Il est évident que le courant de défaut ( $i_f$ ) est relativement important et sa valeur est inversement proportionnelle à la résistance de défaut. D'un autre coté, nous constatons que le modèle circuit que nous avons développé donne des résultats très similaires à ceux données par le calcul par éléments finis et les résultats obtenus avec les deux modèles sont cohérents. Ceci valide le modèle circuit électrique qui est nettement plus rapide en temps de calcul et qui utilise des paramètres issus du calcul de champ.

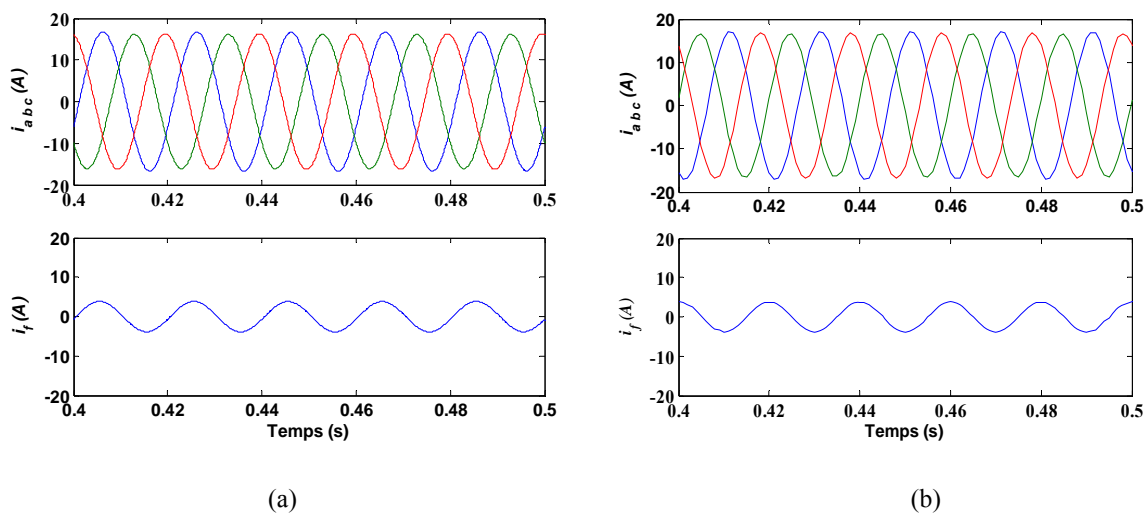


Figure III -18: Courants statoriques pour  $r_f = 20 \Omega$   
 (a) Modèle circuit électrique (Simulink);  
 (b) Modèle couplé élément finis (Flux2D).

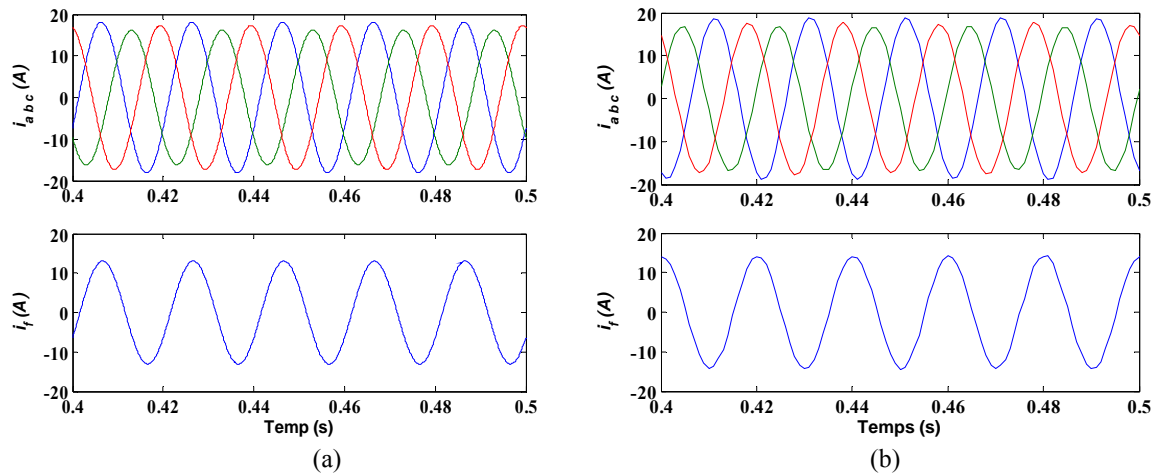


Figure III -19 : Courants statoriques pour  $r_f = 5 \Omega$   
 (a) Modèle circuit électrique (Simulink);  
 (b) Modèle couplé élément finis (Flux2D).

### III.5 Etude de comportement de la MAS avec défaut entre spires

Afin d'étudier le comportement de la machine en présence d'un défaut de court-circuit entre spires de différents niveaux de sévérité, la résistance de défaut et aussi le nombre de spires en défaut sont modifiés et les résultats d'étude sont analysés. Nous montrons sur la figure III-20 une représentation schématique de la méthode d'étude pour la phase concernée par le défaut. Nous allons analyser les courants statoriques ainsi que le courant de défaut en fonction de la résistance du défaut.

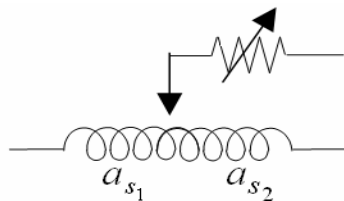


Figure III - 20: Schéma de principe pour l'étude

Pour étudier la sévérité de défaut, nous avons fait varier la résistance de défaut de  $r_f = 50 \Omega$  à  $r_f = 1 \Omega$ . La figure III-21 montre l'amplitude du courant de défaut (simulation et expérimental) en fonction de la résistance de défaut. Nous avons pris une échelle logarithmique pour la résistance pour une meilleure clarté des résultats. Une bonne concordance entre les résultats théoriques et expérimentaux est observée, ce qui valide d'une part la structure du modèle et les valeurs identifiées de ses paramètres. A nombre de spires en défaut donné, la sévérité du défaut croît rapidement avec la baisse de la résistance de défaut.

L'écart entre les résultats expérimentaux et ceux obtenus à partir du modèle, augmente sous l'effet d'erreurs liées aux phénomènes 3D qui deviennent non négligeables à faibles résistances de défaut.

Dans les parties suivantes, les évolutions de certaines harmoniques des courants de phases ainsi que les composantes symétriques de ces mêmes courants (directe et inverse, composante homopolaire étant nulle) en fonction de la résistance de défaut sont analysées afin de déduire certaines signatures pertinentes pour la détection d'un défaut de court-circuit entre spires. Ensuite, l'effet du nombre de spires en défaut est étudié. En fin, nous analysons la forme d'onde du couple électromagnétique de la MAS en présence de défaut.

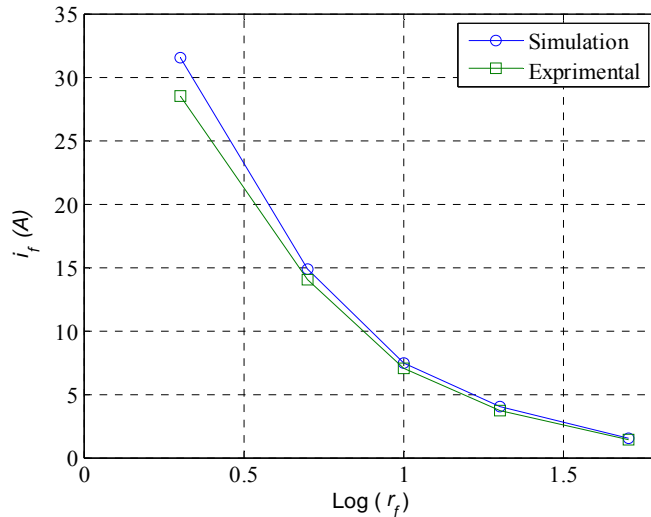


Figure III -21: Le courant de défaut (simulation et expérimental) pour différentes valeurs de la résistance de défaut.

### III.5.1 Analyse des composantes harmoniques des courants de phase

Comme dans le cas de la machine à aimants, nous nous proposons d'analyser les spectres harmoniques des courants statoriques afin de mettre en évidence l'effet du défaut sur leurs composantes harmoniques. Nous calculons donc les composantes harmoniques par la formule :

$$I_{abc,h} = \frac{1}{T} \int_T i_{abc,h}(t) e^{-j\frac{2\pi ht}{T}} dt \quad \text{III-33}$$

où  $h$  est le rang d'harmonique.

Nous présentons sur la figure III-22 les spectres harmoniques des trois courants de phases pour un point de fonctionnement en défaut pour une résistance de défaut  $r_f = 1\Omega$ . On constate que les amplitudes des différents harmoniques sont très faibles et que les courants sont quasiment sinusoïdaux (Figure III-19). Ceci n'est pas tout à fait vrai pour des résistances de défaut plus faible car la distorsion des courants devient plus importante. Cependant, nous constatons l'existence de l'harmonique de rang trois en présence de défaut, cet harmonique n'apparaît pas lorsque les courants statoriques forment un système équilibré (machine saine).

Nous effectuons alors une autre analyse sur l'évolution de l'harmonique de rang 3 en fonction de la résistance de défaut sur une échelle logarithmique (Figure II-23), pour des valeurs de la

résistance de défaut allant de  $r_f = 50\Omega$  à  $r_f = 1\Omega$ . Même si les amplitudes de l'harmonique de rang 3 des courants des trois phases restent relativement faibles, elles croissent avec la sévérité de défaut. Par ailleurs, l'amplitude de l'harmonique de rang 3 du courant de la phase en défaut (phase  $a$ ) est plus importante que celles des deux autres.

La présence d'harmonique de rang 3 dans la forme d'onde du courant d'une phase peut alors être considérée comme une signature d'un défaut électrique et notamment celui de court-circuit entre spires ; la sévérité de défaut pourrait également être évaluée par l'importance de son amplitude. On peut aussi essayer de déterminer la phase en défaut en détectant la phase qui a le taux le plus élevé d'harmonique de rang 3.

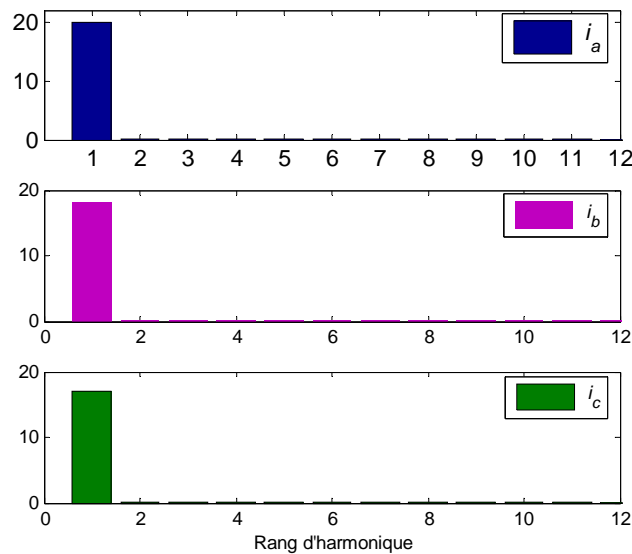


Figure III - 22 : Analyse spectrale des courants de phase.

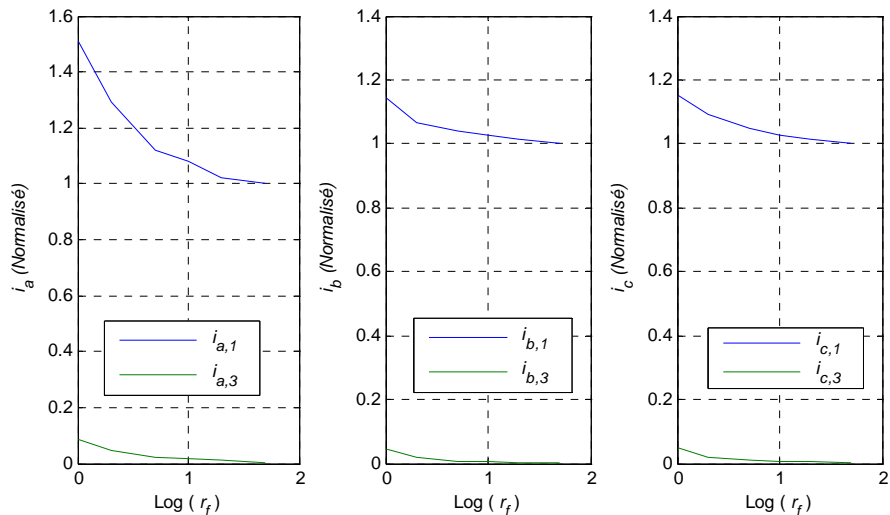


Figure III -23: Evolution de l'amplitude de l'harmonique de rang 3 des courants des trois phases en fonction de la résistance de défaut (phase a en défaut).

### III.5.2 Analyse des composantes symétriques des courants

En s'appuyant sur le fait que la présence d'un défaut électrique, notamment celui de court-circuit entre spires, a pour conséquence le déséquilibre des courants des phases, ce qui conduit à l'apparition d'une composante inverse de courant. De la même manière qu'au chapitre II, nous utilisons alors la matrice de Fortescue donnant les composantes symétriques en fonction des courants de phases.

$$\begin{bmatrix} I_p \\ I_n \\ I_o \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 1 & a^2 & a \\ 1 & a & a^2 \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{as} \\ I_{bs} \\ I_{cs} \end{bmatrix} \quad \text{avec: } a = e^{j2\pi/3} \quad \text{III-34}$$

où  $I_p$ ,  $I_n$ ,  $I_o$  sont les composantes directe, inverse et homopolaire respectivement.

Sachant que la somme des courants des phases est nulle, même en présence d'un défaut électrique dans la machine, la composante homopolaire du courant reste toujours nulle. La figure III-24 montre l'évolution des amplitudes des composantes direct et inverse du courant en fonction de la résistance de défaut. On constate que pour les valeurs faibles de la résistance de défaut ( $r_f < 3\Omega$  ou  $\log(r_f) < 0.5$ ) la composante inverse devient importante. Elle vaut environ 30% de la valeur de la composante directe ; elle devient alors facilement détectable par un système de mesure simple.

En pratique, avec les moyens de mesure et de détection actuel, nous pouvons détecter une composante inverse dès qu'elle vaut environ 1% de la composante directe. Ceci permet de détecter un défaut correspondant à une résistance de défaut de l'ordre de la dizaine d'Ohms. La présence de la composante inverse du courant peut alors être utilisée comme une signature pertinente d'un défaut électrique et notamment celui de court-circuit entre spires. Il est également à noter que la présence de la composante inverse du courant se traduit par l'apparition de l'harmonique de rang 2 dans les formes d'onde des composantes directe et en quadrature du courant statorique.

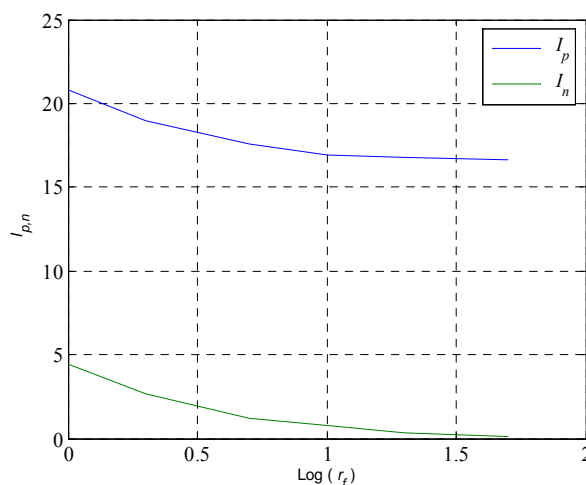


Figure III - 24 : Evolution des composantes directe et inverse des courants de phase en fonction de la résistance de défaut

### III.5.3 Etude de l'influence des spires en défaut

Nous allons à présent étudier l'influence du taux de spires en défaut sur le comportement externe de la machine. Pour ce faire, nous effectuons un court-circuit de 12,5% des spires de la phase *as*. Ceci signifie que 2 bobines sur 16 bobines que comporte une phase sont court-circuitées (voir le schéma de bobinage figure III-14). Figure III-25 montre les courants des phases et courant de défaut pour deux valeurs de la résistance de défaut  $r_f = 5\Omega$  et  $1\Omega$ . On voit à nouveau que les courants sont déséquilibrés pour la plus faible résistance de défaut.

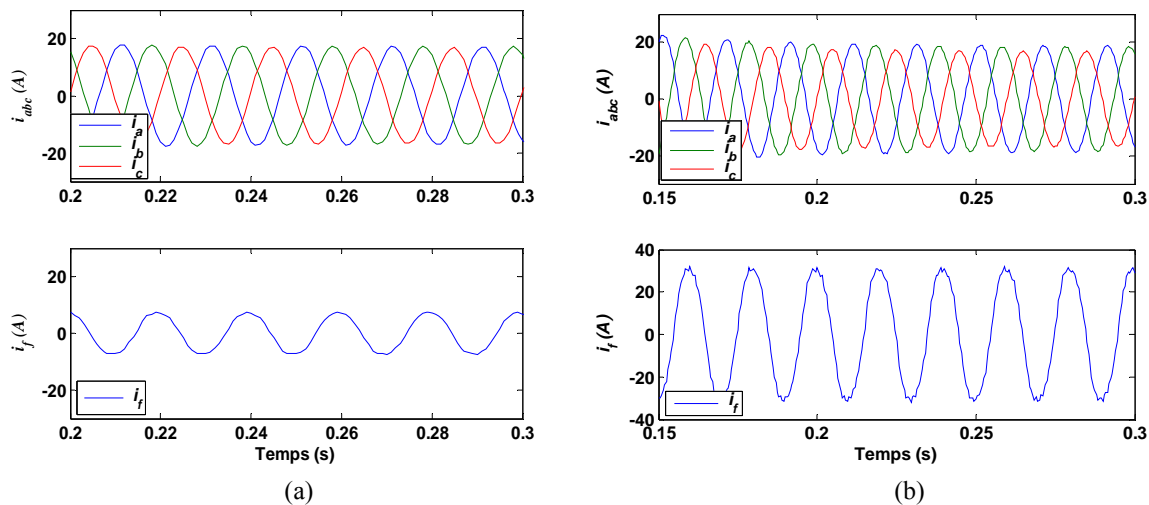
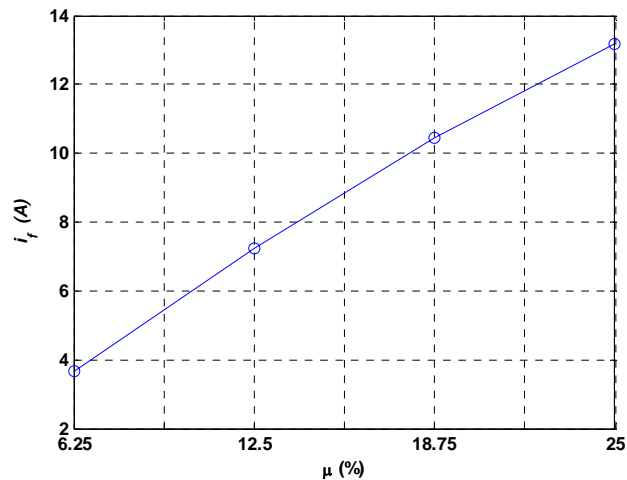


Figure III - 25 : Courants statoriques obtenus (Flux-2D)

(a)  $r_f = 5\Omega$  (b)  $r_f = 1\Omega$

Nous étudions ensuite le comportement de la machine en présence d'un défaut pour différents nombres de spires en défaut. Nous avons donc pris les valeurs suivantes pour le coefficient  $\mu$  soit : 25%, 18.75%, 12.5% et 6.25%. Ces valeurs sont la conséquence de court-circuit de 4, 3, 2 et 1 bobines de la phase *as* respectivement (voir le schéma de bobinage figure III-14). En effet la machine présente 4 bobines par pôle et par phase et nous avons créé le défaut sur une seule paire de pôles. La valeur de la résistance de défaut est fixée à  $r_f = 5\Omega$ . La figure III-26 montre une allure croissante de la fonction  $i_f(\mu_a)$ . Il est prévisible que le courant de défaut croît lorsque le nombre de spires en défaut augmente. Dans ces conditions, la valeur de la résistance est relativement importante et elle subit la tension induite dans le circuit. Dans le cas où cette résistance est très faible et devient comparable à l'impédance de la bobine, nous pouvons constater un comportement inverse : le courant de défaut peut augmenter avec la baisse du nombre de spires court-circuitées (comme dans le cas de la machine à aimants, étudiée au 2<sup>ème</sup> chapitre).

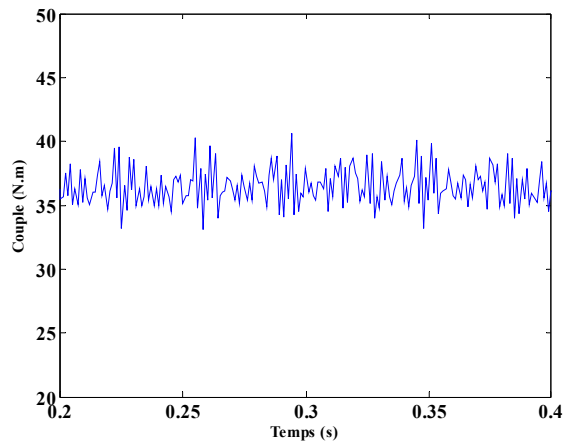
Figure III - 26 : Courants de défaut en fonction du taux de spires en défaut ( $\mu$ ).

### III.5.4 Analyses des ondulations du couple

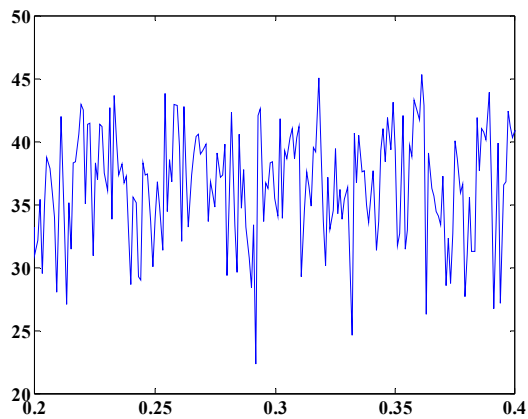
Dans cette partie, nous étudions le couple magnétique pour une machine asynchrone saine et en présence d'un défaut entre spires. Nous avons considéré un taux de spires en défaut de  $\mu = 0.25\%$  et la résistance de défaut  $r_f = 0.1 \Omega$ . La figure III-27 montre les formes d'onde des ondulation du couple dans les deux cas considérés. Le déséquilibre des courants et la présence des harmoniques supplémentaires dus au défaut ont aussi une influence sur le couple fourni par la machine. A cause du déséquilibre des courants causé par le défaut, des harmoniques d'amplitude plus élevée apparaissent dans la forme d'onde du couple et peuvent ainsi servir en tant que des signatures de détection de défaut.

Par conséquent, le défaut de court-circuit entre spires d'une phase de la machine asynchrone conduit à un déséquilibre des courant des phases qui cause la génération des harmoniques basse fréquence de couple (deux fois la fréquence d'alimentation). La détection de ces ondulations basse fréquence du couple peuvent se faire de deux manières :

- On peut utiliser des capteurs spécifiques pouvant détecter les vibrations sur l'arbre (transmises aussi en partie sur la carcasse de la machine). Dans ce cas, la détection est bien plus simple à basse vitesse car l'inertie de la machine et de sa charge peut les filtrer à vitesses élevées.
- On utilise la forme d'onde des composantes directe et en quadrature du courant qui interviennent dans l'expression du couple. En cas de régulation de ces composantes, le déséquilibre de la machine en défaut se reporte sur les tensions et donc leurs composantes directe et en quadrature. La meilleure signature serait alors la puissance instantanée ( $v_d i_d + v_q i_q$ ) qui comporterait des ondulation de deux fois la fréquence d'alimentation [Boi 07].



(a)



(b)

Figure III -27 : Couple instantané et son analyse spectrale  
(a) Machine saine; (b)  $r_f = 0.1\Omega$

### III.6 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté le problème de court-circuit entre spires d'une même phase dans le cas des machines asynchrones. Dans un premier temps nous avons présenté une modélisation interne basée sur le calcul de champ en utilisant la méthode des éléments finis. La définition du problème et le couplage avec un modèle circuit équivalent permettent à la fois de visualiser localement les phénomènes et de quantifier les grandeurs externes mesurable ; à savoir les courants de phase. Par ailleurs, nous avons établi un modèle circuit électrique dans le repère  $abc$  ensuite projeté sur la base de Concordia augmenté pour le MAS en présence de défaut entre spires. Cette démarche permet de simplifier les écritures et se prête mieux à la modélisation en vue de la commande.

Nous avons évidemment confronté les résultats donnés par les deux modèles pour différentes situations ; ceux-ci sont tout à fait cohérents. Une série de mesures expérimentales a été faite pour valider les deux modèles dans différentes situations. Nous avons disposé d'une machine asynchrone dont toutes les bobines élémentaires formant le bobinage sont accessibles via un



bornier spécial. En effet nous arrivons à réaliser des court-circuits avec un coefficient de défaut valant 6,25% ou ses multiples.

Les modèles proposés et utilisés reflètent fidèlement le comportement des différentes variables des machines asynchrones saines ou en présence de défaut. Ceci n'est pas le cas de certains modèles de type circuit électrique dont les paramètres sont déterminés à l'aide des expressions analytiques, ne prenant pas en compte la configuration réelle du bobinage (nombre de paires de pôles, nombre d'encoches par pôle et par phase,...) et la localisation des spires en court-circuit. Pour les machines à plus d'une paire de pôles ces expressions analytiques conduisent à une faible précision dans la détermination des paramètres du modèle circuit électrique.

Une étude spectrale des courants a montré que les courants de la machine asynchrone restent pratiquement sinusoïdaux pour une grande valeur de résistance de défaut. Par contre, l'apparition de l'harmonique de rang 3 dans les formes d'onde des courants des phases en cas de défaut est mise en évidence. La détection de cet harmonique dans la forme d'onde du courant d'une phase peut alors être considérée comme une signature d'un défaut électrique ; la sévérité de défaut pourrait également être évaluée par l'importance de son amplitude. On pourrait aussi déterminer la phase en défaut en détectant la phase qui a le taux le plus élevé d'harmonique de rang 3.

L'étude des composantes symétriques montre que le déséquilibre des courants devient détectable lorsque la sévérité de défaut dépasse un certain niveau. Ce déséquilibre des courants conduit à l'apparition d'une part de la composante inverse du courant et d'autre part des ondulations de couple d'une fréquence égale à deux fois la fréquence d'alimentation. Le déséquilibre des courants en cas de défaut induit aussi des modifications dans les composantes directes et en quadrature du courant statorique. Ces effets peuvent être également utilisés comme des signatures pertinentes de défauts électriques, notamment celui de court-circuit entre spires.

## **IV . Chapitre IV**

# **Effet de la segmentation des aimants sur la réduction du courant de court-circuit**

## IV.1 Introduction

Dans les chapitres précédents, nous avons traité les origines des défauts, leur classification ainsi que la modélisation des machines synchrone et asynchrone en présence d'un court-circuit entre spires. La démarche était menée dans le sens d'une modélisation interne ou externe pour en déduire des signatures permettant de déceler des défauts ou alors pour maîtriser le comportement de la machine vis-à-vis de la commande. L'approche que nous allons mener dans ce chapitre consiste à chercher les moyens de réduction des courants de défaut dans les moteurs à aimants par la conception afin que la machine puisse fonctionner même en présence d'un défaut. Le défaut que l'on peut juger très grave étant le court-circuit qui peut engendrer des échauffements excessifs conduisant à la destruction du bobinage ou à la désaimantation des aimants sous certaines conditions.

Dans certaines applications, les exigences en terme de fiabilité et de disponibilité sont très drastiques pour assurer le bon fonctionnement du système dans toutes les circonstances. Dans le cas des systèmes embarqués tel que l'aéronautique, la propulsion marine ou même les alternateurs à aimants pour la conversion d'énergie éolienne, les machines à aimants permanents ont trouvé un intérêt particulier grâce à leur compacité et leur puissance massique élevée. Un niveau élevé de la fiabilité et de disponibilité est exigé car le système (avion ou bateau) est isolé et un dépannage rapide n'est pas envisageable dans ce contexte. Dans ces conditions l'actionneur doit pouvoir continuer à fonctionner même en présence d'un défaut.

Le premier défaut pouvant être envisagé et celui de circuit ouvert d'une phase de machines électriques. Une machine électrique ayant une phase ouverte peut continuer à fonctionner mais dans un mode dégradé pour lequel la puissance utile est fortement réduite et la qualité du couple est médiocre car il présente des ondulations importantes. De plus, pour les machines synchrones triphasées, la perte d'alimentation d'une phase empêche son démarrage pour certaines positions du rotor. Des études ont été menées pour répondre à ce type de situation. Une des solutions consiste à utiliser des machines à plusieurs phases de sorte que la perte d'une phase conduise à une baisse plus modérée en puissance mais aussi à un taux d'ondulation du couple plus faible qui peut être même compensée par la commande [Mar 03] ou alors à revoir les architectures de commande pour une machine triphasée [San 07].

Le défaut de court-circuit est plus grave dans le sens où il peut conduire à la destruction physique des bobines de la phase court-circuitée suite à un échauffement excessif. Une première solution à ce type de défaut consiste à créer un court-circuit triphasé équilibré par la commande des interrupteurs de l'onduleur pour atténuer l'impact du défaut [Sha 07]. En effet, le court-circuit triphasé équilibré est moins grave qu'un défaut monophasé. Néanmoins, classiquement, les machines à aimants ont une impédance synchrone faible si bien que le courant de court-circuit est relativement élevé. L'apparition d'un court-circuit sur le bobinage statorique risque d'être dangereux pour les applications à grande inertie telle que la propulsion marine. L'excitation par les aimants n'est pas réglable et le court-circuit est maintenu pratiquement jusqu'à l'arrêt de la machine.

Pour résoudre ce problème, deux solutions sont envisageables : sur-dimensionner la machine ou réduire le courant de court-circuit. Dans le premier cas, la machine n'est pas utilisée au meilleur de ses performances ; ce qui est dommageable pour la compétitivité de la machine à aimants. L'autre solution suppose trouver des architectures de machines dont le courant de court-circuit est faible par la conception. C'est l'objet de ce chapitre.

Des travaux de recherche ont été déjà menés à ce sujet et le qualificatif « tolérant aux défauts » est devenu un des critères que l'on peut trouver dans le cahier des charges lors de la conception des moteurs dédiés à certaines applications. Les machines polyphasées à grands nombres de phases furent parmi les premières investigations qui ont été menées dans notre laboratoire, en France et à l'international [Khé 95, Mar 03, Mec 06, Par 07, Sem 08, Tak 08]. Les actionneurs à plusieurs bobinages indépendants sont aussi une autre idée développée au laboratoire. Ces travaux concernent l'aspect global de la machine et sa propriété globale de pouvoir fonctionner avec une perte d'un bras d'onduleur ou d'un court-circuit sur un bobinage [Vas 09, Mat 07]. Quelques arrangements spéciaux d'enroulement et un moteur à aimants tolérant les défauts pour l'application de véhicules [Bia 05b, Bia 05c].

Nous allons présenter dans ce chapitre le principe de réduction du courant de court-circuit dans une machine triphasée puis polyphasée en général par l'intermédiaire d'une technique de segmentation des aimants. Dans ces conditions, le courant de défaut circulant dans la boucle mise en court-circuit devient acceptable dès lors que le courant de court-circuit global est faible par construction.

La première partie de ce chapitre est consacrée à la présentation de la méthode d'une façon théorique et l'analyse des conséquences d'une segmentation des aimants sur les performances de la machine. Nous allons ensuite appliquer ce principe sur une machine triphasée sans chercher à optimiser les performances de la nouvelle solution. Le but est d'isoler les phénomènes et d'analyser le juste effet de cette technique. Une discussion sur les avantages et inconvénients d'une telle technique est présentée. Le principe est ensuite appliqué au cas d'une machine à 5 phases avec un coefficient de segmentation différent.

## **IV.2 Principe de la méthode de limitation du courant de court-circuit**

Nous allons présenter une démarche de conception de machine à aimants permettant de réduire le courant de court-circuit dans les machines à aimants. Ceci permettra localement de réduire les courants de défaut lors d'un court-circuit entre spires d'une même phase ou alors de deux phases différentes. Pour ce faire, on va tout d'abord chercher l'expression du courant de court-circuit triphasé équilibré sous l'hypothèse de courants sinusoïdaux et en prenant la représentation complexe des grandeurs à variations sinusoïdales. Cette hypothèse est justifiable dans la mesure où les amplitudes des harmoniques de courant décroissent rapidement lorsque leur rang augmente; nous expliciterons ce point plus loin dans le texte. La figure IV.1 montre le circuit équivalent par phase d'un moteur à aimants à rotor lisse. L'équation de tension par phase du moteur est de la forme :

$$\bar{V} = (R + jL\omega)\bar{I} + \bar{E} \quad \text{IV-1}$$

où  $R$  et  $L$  sont la résistance d'une phase et l'inductance cyclique de la machine,  $\bar{V}$  et  $\bar{I}$  sont les représentations complexes de la tension et du courant de phase respectivement,  $\bar{E} = j\omega\bar{\psi}$  est la représentation complexe de fém et  $\bar{\psi}$  est la représentation complexe du flux d'aimants à travers les bobines statoriques.

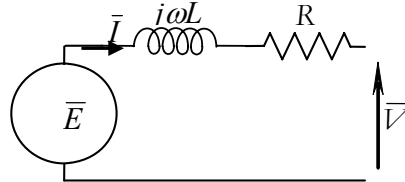


Fig. IV- 1 : Circuit monphasé équivalent de la machine à aimant

Dans le cas général, on peut considéré que la machine à aimants présente une fém entachée de quelques harmoniques ; nous pouvons exprimer la fém instantanée en fonction des représentations complexes des différents harmoniques en écrivant :

$$e(t) = \sum_n \bar{E}_n e^{jn\omega t} \quad \text{IV-2}$$

où  $\omega = p\Omega$  est la pulsation électrique du fondamentale des variables électriques,  $\Omega$  est la vitesse de rotor et  $p$  le nombre de paires de pôles. Cette écriture considère une somme pour les valeurs de  $n$  allant de  $-\infty$  à  $+\infty$  si bien que  $\bar{E}_n$  et  $\bar{E}_{-n}$  sont des complexes conjugués.

Le cas du court-circuit triphasé équilibré est caractérisé par des courants équilibrés triphasés de la forme :

$$i_{sc}(t) = \sum_n \bar{I}_{sc,n} e^{jn\omega t} \quad \text{IV-3}$$

Chaque harmonique de courant est modélisé par sa représentation complexe qui vaut :

$$\bar{I}_{sc,n} = \frac{\bar{E}_n}{R + jn\omega L} \quad \text{IV-6}$$

D'une part, les amplitudes des harmoniques  $\bar{E}_n$  sont faibles devant l'amplitude du fondamental pour une machine bien conçue et d'autre part, le module de l'impédance  $R + jn\omega L$  croît vite lorsque le rang  $n$  augmente si la résistance est faible. Par conséquent, l'amplitude de court-circuit équilibrée au sens du premier harmonique peut être approchée par :

$$|I_{sc}| = \left| \frac{E}{(R + j\omega L)} \right| = \left| \frac{j\omega\psi}{(R + j\omega L)} \right| \approx \frac{\psi}{L} \quad \text{IV-5}$$

L'amplitude du courant de court-circuit dépend donc principalement du rapport du flux à l'inductance cyclique. Afin de réduire l'amplitude du courant de court-circuit, nous pouvons augmenter l'inductance, réduire le flux des aimants ou alors combiner les deux actions. Nous nous proposons de mettre en œuvre la seconde solution dans ce qui suit.

Le courant de court-circuit peut alors être réduit en réduisant le flux magnétique ( $\psi$ ). L'idée principale étant de subdiviser et segmenter les aimants en  $N$  blocs de sorte que chaque paire de pôles soit remplacée par  $N$  paires de pôles. Nous multiplions ainsi le nombre de pôles total du rotor par  $N$ . On définit alors le nombre de subdivision  $N$  qu'on appellera « facteur de segmentation ». Suite à cette subdivision des aimants, la surface de chaque aimant est divisée par  $N$ . Par conséquent, le flux magnétique des aimants à travers les bobinages statoriques est réduit d'un facteur voisin de  $N$ . La réduction du flux magnétique, à travers le même bobinage statorique conduit, d'après l'équation (IV-5), à la réduction du courant de court-circuit.

Le nombre de pôles de la machine après segmentation d'aimants est multiplié par le facteur de segmentation  $N$ , le rotor comporte alors  $2Np$  pôles. Par conséquent, si la vitesse de la machine doit être maintenue, la fréquence des grandeurs électriques doit être multipliée par le même facteur  $N$ . Evidemment la période des paramètres électriques décroît  $N$  fois ( $2\pi/Np$ ). La figure ci-dessous donne un exemple d'une machine à 8 pôles dont chaque aimant au rotor a subi une subdivision en 5 aimants donnant ainsi un rotor ayant 40 pôles.

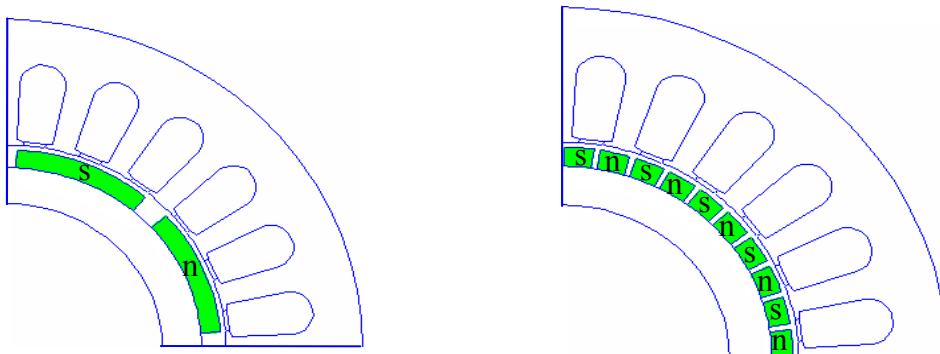


Fig.IV- 2 : Principe de la subdivision des aimants rotorique

Il faut noter qu'il y a quelques contraintes pour choisir correctement la valeur de segmentation  $N$ . D'une part, le facteur  $N$  doit être un nombre impair pour que les enroulements classiques évitent le flux nul dans les enroulements statoriques symétriques. D'autre part, le facteur  $N$  doit être différent du nombre de phases pour éviter d'obtenir des systèmes de fém homopolaires.

Ainsi pour les moteurs symétriques triphasés, le facteur  $N$  peut prendre les valeurs 5, 7, 11, 13, etc et doit être de la forme  $N=6k\pm 1$ . De la même manière, pour moteurs à 5 phase « pentaphasés », le facteur  $N$  peut prendre les valeurs 3, 7, 9, 11, 13, ... doit être de la forme  $N=4k\pm 1$ ,  $N\neq 5$ . En d'autres termes, le nombre  $N$  doit correspondre à un harmonique non nul du champ créé par le bobinage statorique. Nous reviendrons sur cette analyse dans la section suivante.

La subdivision sur un nombre élevé d'aimants peut conduire à la réalisation d'aimants élémentaires de très petite taille et aboutir à l'augmentation des fuites de flux magnétique de manière significative. Pour éviter des flux de fuites entre aimants, il est nécessaire d'avoir une valeur suffisamment faible pour le rapport d'épaisseur d'entrefer sur la largeur des aimants. De plus, il y a quelques contraintes mécaniques de construction d'aimants élémentaires de très petite taille.

Une autre contrainte concerne l'alimentation électrique de ce type de machines pour garder une vitesse raisonnable. En effet, la multiplication de la fréquence par le facteur  $N$  conduit à une augmentation des pertes dans le convertisseur statique mais cela n'est pas très gênant si l'application est à basse vitesse. En effet, la fréquence initiale étant très faible (quelques Hertz) sa multiplication n'a pas beaucoup d'effet sur le convertisseur statique.

Afin de réduire les contraintes imposées au convertisseur statique, les applications propices à cette technique doivent être de faible vitesse et le facteur de subdivision des aimants ne doit pas être très élevé. En conséquence le facteur  $N$  devrait être choisi parmi les faibles valeurs autorisées. La valeur optimale du facteur  $N$  pour la machine triphasée serait  $N=5$  ou  $7$  et pour la machine pentaphasée, elle serait  $N=3$ .

Nous allons, dans la suite de ce chapitre, étudier l'effet de la segmentation des aimants sur les performances de la machine et comparer les performances d'une machine standard à celle d'une machine conçue avec cette technique dans le même encombrement. Le principe est tout d'abord appliqué sur une machine triphasée ; il est ensuite généralisé au cas d'une machine pentaphasée.

#### IV.1.1. Analyse du champ et de l'induction magnétiques

Considérons une armature statoriques munie d'un bobinage triphasé avec  $2p$  pôles, alimenté par un système de courant triphasé équilibré. Le champ tangentiel sur l'alésage statorique, dû à la présence des courants statoriques est de la forme :

$$h_{\theta}(t, \theta) = N_t i(t) \sum_n \frac{Kb_n}{n} e^{jnp\theta} = \sum_n \bar{H}_n^{\theta} e^{jnp\theta} \quad \text{IV-6}$$

où  $Kb_n$  sont les facteurs de bobinage dont le rang est de la forme  $n=6k\pm 1$  pour des enroulements symétriques triphasés. Nous rappelons que pour les bobinages triphasés, les harmoniques d'espace du champ tangentiel de rangs multiples de 3 sont nuls ; la subdivision des aimants en un nombre  $N$  multiple de 3 conduirait à un flux homopolaire dans les 3 phases statoriques. Cette règle peut être généralisée à une machine polyphasée quelconque.

Les bobinages classiques des machines dites « sinusoïdales » sont symétriques ; si bien que les harmoniques pairs sont nuls. La subdivision de chaque aimant en un nombre pair d'aimants est proscrite ; de plus, elle conduirait à un flux nul à travers chaque phase statorique.

D'une manière générale, le  $n^{i\text{ème}}$  harmonique de champ tangentiel  $H_{\theta}$  diminue en  $1/n$ . On peut alors écrire :

$$\left| \bar{H}_{6k\pm 1}^{\theta} \right| \approx \frac{\left| \bar{H}_1^{\theta} \right|}{6k \pm 1} \quad \text{IV-7}$$

Dans le cas d'enroulements diamétraux avec une encoche par pôle et par phase, le facteur de bobinage est égal à 1 si l'ouverture des encoches est négligée.

En négligeant la variation de perméance due aux encoches, l'induction radiale due aux aimants le long d'une circonférence circulaire dans l'entrefer, est de la forme :

$$b_r(\theta) = \sum_n \bar{B}_n^r e^{jnp\theta} \quad \text{IV-8}$$

Les coefficients de Fourier  $\bar{B}_n^r$  dépendent de quelques paramètres physiques et géométriques constants mais principalement de l'ouverture relative des aimants sur un pas polaire (l'ouverture relative) :

$$\alpha_r = \tau_m / \tau_p \quad \text{IV-9}$$

où  $\tau_m$  et  $\tau_p$  sont l'ouverture d'aimant et le pas polaire respectivement.

Dans des machines bien conçues, on essaie d'optimiser l'ouverture relative des aimants afin d'augmenter le premier harmonique de l'induction radiale et diminuer les harmoniques de rangs  $6k \pm 1$ . Une ouverture relative de 0.75 à 0.8 est généralement un bon compromis qui permet d'atteindre une qualité acceptable des formes d'onde fém.

Si l'on considère un rotor à aimants segmentés pour lequel l'ouverture relative est égale à  $\alpha_r$ . Sous les mêmes hypothèses énoncé précédemment, l'induction radiale peut être exprimée comme :

$$b'_r(\theta) = \sum_n \bar{B}_n^r e^{jnNp\theta} \quad \text{IV-10}$$

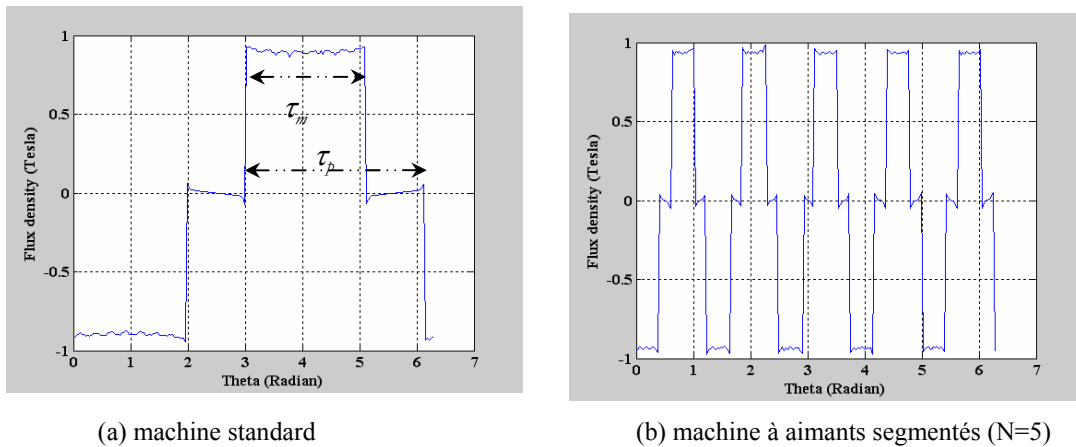


Fig. IV- 3 : Induction radiale dans l'entrefer avec un stator lisse

Les coefficients de Fourier des deux fonctions sont conservés et l'amplitude de l'harmonique  $p$  de l'induction radiale du rotor à  $2p$  aimants est égale à l'amplitude de l'harmonique  $(Np)$  de l'induction radiale du rotor à  $2Np$  aimants.



En effet, si l'on examine les deux fonctions  $B_r(\theta)$  illustrées sur la figure (IV-3), on s'aperçoit que seule la période a changée. Il y a simplement une compression de l'échelle de la position qui n'affecte que la période et non les amplitudes des différents harmoniques.

Le flux magnétique par phase d'enroulement est calculé en employant la formulation de vecteur de potentiel magnétique dans une approximation bidimensionnelle :

$$\varphi = \frac{1}{S_+} \int_{s_+} A ds_+ - \frac{1}{S_-} \int_{s_-} A ds_- \quad \text{IV-11}$$

où  $S_+$  et  $S_-$  dénotent les surfaces de l'aller et retour des encoches statoriques. Cette équation n'est qu'une représentation symbolique qui rappelle la méthode de calcul des flux dans les bobinages statoriques. Il est évident que la matrice des connectivités représentant le bobinage est utilisée pour arriver à déterminer les flux à travers les bobines des phases. Cette démarche est présentée au chapitre IV-1.

Nous avons déjà signalé que le champ magnétique engendré par les aimant diminue suite à subdivision des aimants. Alors, Le flux magnétique par phase décroît proportionnellement par rapport qu facteur de segmentation.

### IV.1.2. Analyse de couple

- *Couple électromagnétique*

Dans une approximation bidimensionnelle, le couple électromagnétique peut être calculé en intégrant le tenseur de contraintes magnétiques de Maxwell le long d'une circonférence circulaire entourant le rotor :

$$\Gamma = R_s^2 L_z \int_{2\pi} h^\theta(R_s, \theta) b^r(R_s, \theta) d\theta \quad \text{IV-12}$$

où  $L_z$  est la longueur axiale de la machine et  $R_s$  le rayon d'alésage statorique.

Le couple électromagnétique est produit principalement par l'interaction des harmoniques fondamentaux de l'induction radiale et du champ tangentiel. Pour un moteur ayant  $2p$  pôles, et si le champ tangentiel et l'induction radiale sont en phase, nous avons (les courants en phase avec les fém) :

$$\Gamma = p R_s^2 L_z \int_{2\pi/p} h^\theta(R_s, \theta) b^r(R_s, \theta) d\theta = \pi p R_s^2 L_z (H_1^\theta B_1^r + \dots) \quad \text{IV-13}$$

Dans ce résultat, nous avons négligé l'interaction de deux harmoniques de même rang de l'induction radiale et du champ tangentiel car leur effet est faible comparé au couple principal.

Pour le moteur segmenté avec  $2Np$  pôles, le couple électromagnétique produit par l'interaction du  $N^{\text{ème}}$  harmonique de la densité de flux radiale et du champ tangentiel :

$$\Gamma_{2Np} = p R_s^2 L_z \int_{2\pi/p} h^\theta(R_s, \theta) b^r(R_s, \theta) d\theta = \pi N p R_s^2 L_z (H_N^\theta B_1^r + \dots) \approx \Gamma_{2p} \quad \text{IV-14}$$

Sous les hypothèses donnés ci-dessus, nous pouvons considérer que  $\Gamma_{2Np}$  est pratiquement égal à  $\Gamma_{2Np}$  et il n'y a pas grande perte de couple dans la machine segmentée. Le principe est valide si le flux de fuite est faible comparé au flux de principal.

Théoriquement, le rapport entre l'épanouissement polaire et l'épaisseur d'entrefer doit être maintenu constant d'une structure à une autre pour garantir un taux de fuite équivalent. En pratique, l'épaisseur de l'entrefer est une contrainte mécanique que nous ne pouvons pas modifier selon les besoins des contraintes électromagnétiques. Dans ces conditions, il est recommandé de prendre l'harmonique de rang le plus bas qui convient à de telles architectures de moteur pour effectuer la subdivision des aimants. Par conséquent, pour les machines triphasées, le choix optimal pour le facteur  $N$  est 5 et de la même manière il serait de 3 pour moteurs pentaphasés comme nous l'avons décrit dans un paragraphe précédent.

- *Couple de détente*

Le couple de détente est dû à l'interaction de l'induction créée par les aimants avec la structure non lisse de l'armature statorique indépendamment des courants. Il peut être évalué en dérivant l'énergie magnétique d'entrefer par rapport à un déplacement relatif stator-rotor représenté par la variable  $\alpha$  dans l'équation suivante :

$$T_c(\alpha) \approx -\frac{\partial W(\alpha)}{\partial \alpha} \approx K_{geo} \frac{\partial}{\partial \alpha} \int_0^{2\pi} G^2(\theta) B^2(\theta, \alpha) d\theta \quad \text{IV-15}$$

où :

- $K_{geo}$  est une constante qui dépend de la géométrie de l'entrefer,
- $B(\theta, \alpha)$  est l'induction d'entrefer lorsque le stator est non encoché comme indiqué sur la figure (IV.3),
- $G(\theta)$  est une fonction de modulation appelée « la perméance relative de l'entrefer ».

Il a été montré dans [Lat 06] qu'en exprimant les termes  $G^2(\theta)$  et  $B^2(\theta, \alpha)$  sous forme d'une série de Fourier avec les coefficients  $G_{nL}$  et  $B_{nL}$  respectivement, le couple de détente peut être simplifié comme suit:

$$T_c(\alpha) \approx \pi K_{geo} \sum_{n=0}^{\infty} nL G_{nL} B_{nL} \sin(nL\alpha) \quad \text{IV-16}$$

où  $L$  est le plus petit multiple commun (PPMC) des nombres d'aimants et d'encoches statoriques.

De telles formulations ont été employées dans différentes références précédentes et peuvent mener à la prévision des formes d'onde du couple de détente dans différentes structures des machines à aimants. Des techniques de conception peuvent alors être exécutées pour la réduction de l'amplitude de couple de détente [Zhu 09, Lat 06, Bor 02].

La segmentation des aimants au rotor provoque une multiplication par  $N$  des rangs harmoniques de l'induction des aimants. L'entrefer étant maintenu constant, l'induction  $B(\theta, \alpha)$  est d'amplitude constante. Par contre, les amplitudes des harmoniques de la perméance relative décroissent avec leur rang (décroissance en  $1/N$ ) Si bien que les coefficients  $G_{nL}$  décroissent

avec le carré du rang  $nL$ . L'amplitude du couple de détente décroît donc en  $1/N^2$  et sa période est multipliée par  $N$ . Théoriquement, si la subdivision des aimants est faite avec  $N = 5$ , l'amplitude du couple de détente subirait une atténuation d'un coefficient  $1/25$  dans les hypothèses énoncées.

### IV.3 Moteur à aimants permanents standard

Nous allons appliquer les principes énoncés précédemment au cas d'une machine à aimants permanents triphasée dont les performances sont choisies arbitrairement. L'objectif de cette étude étant l'illustration de la méthode et l'impact de la segmentation des aimants sur les propriétés de la machine et non un dimensionnement rigoureux pour une application bien précise.

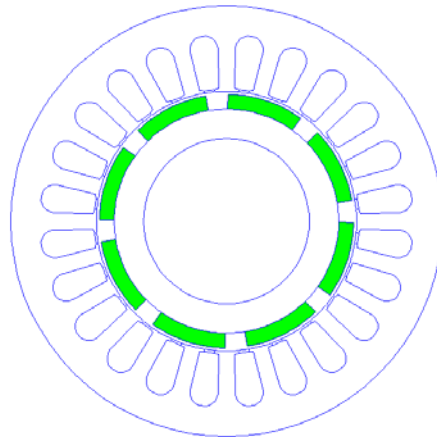
On considère une machine à aimants triphasée que l'on qualifiera de « standard » dont les caractéristiques sont décrites ci-dessous :

Le stator comporte 24 encoches ; il est muni d'un bobinage à 4 paires de pôles à 1 encoche par pôle et par phase. La fréquence d'alimentation de base étant de 50Hz, la vitesse de rotation nominale est alors de 750 tours par minute.

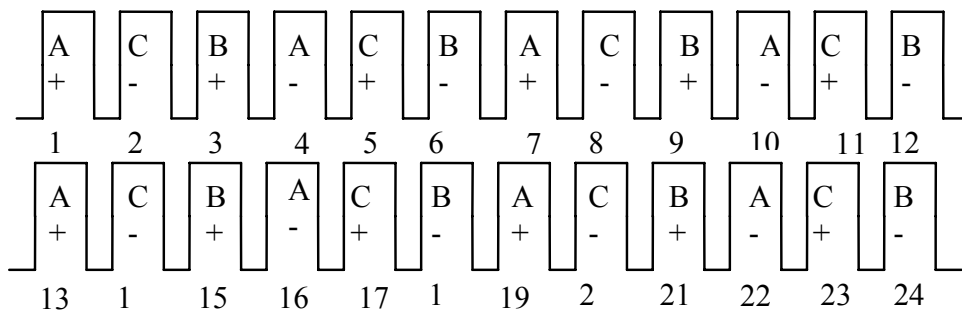
Les autres paramètres sont donnés dans le Tableau IV-I. La figure 3 illustre une coupe axiale de la machine ainsi que le schéma de bobinage considéré. Les aimants permanents utilisés sont de type NeFeB avec une induction rémanente de 1,1 T et une perméabilité relative de 1,07. Au point de fonctionnement nominal, la machine est alimentée par des courants triphasés d'amplitude 19 A.

Tableau IV- I : Paramètres de la machine standard

Description	Valeur
Nombre de paire de Pôles	4
Diamètre extérieur	146.8 mm
Diamètre intérieur	99.6 mm
Entrefer hauteur	1.5 mm
Fréquence d'alimentation	50 Hz
Nombre de spires /encoche	30
Inductance	0.82 mH
Fém (750 rpm)	85 V
Vitesse	750 rpm
Courant statorique	19 A



(a)



(b)

Fig. IV- 4 : Topologie de la machine standard (a) structure ; (b) schéma de bobinage

Le calcul des grandeurs électromagnétiques de la machine est effectué en utilisant la méthode des éléments finis en deux dimensions. Nous avons utilisé le noyau de FEMM [FEMM 4] autour duquel tout l'environnement et les routines nécessaires à la génération de la géométrie et aux calculs des performances (post-processing) sont déjà créées au laboratoire.

Sur la figure (IV-5) nous présentons une carte de champ montrant les lignes d'induction sur un quart de la machine. Nous avons tracé l'induction radiale le long de l'entrefer et nous avons fait son analyse spectrale (IV-6).

On constate une perturbation due à l'encoche statorique mais globalement l'induction présente une allure assez classique d'une amplitude de l'ordre de 1 Tesla. L'analyse spectrale montre l'existence de l'harmonique  $3p=12$  qui ne dérange pas mais aussi que l'harmonique  $5p=20$  est très faible grâce au dimensionnement préalable de l'épanouissement des aimants  $\alpha_r \approx 4/5$ .

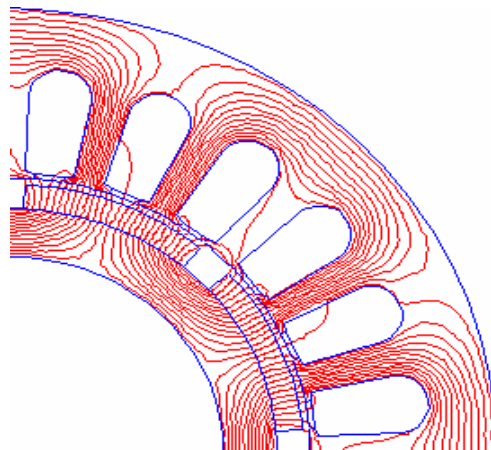


Fig. IV- 5 : Cartes des lignes de champs.

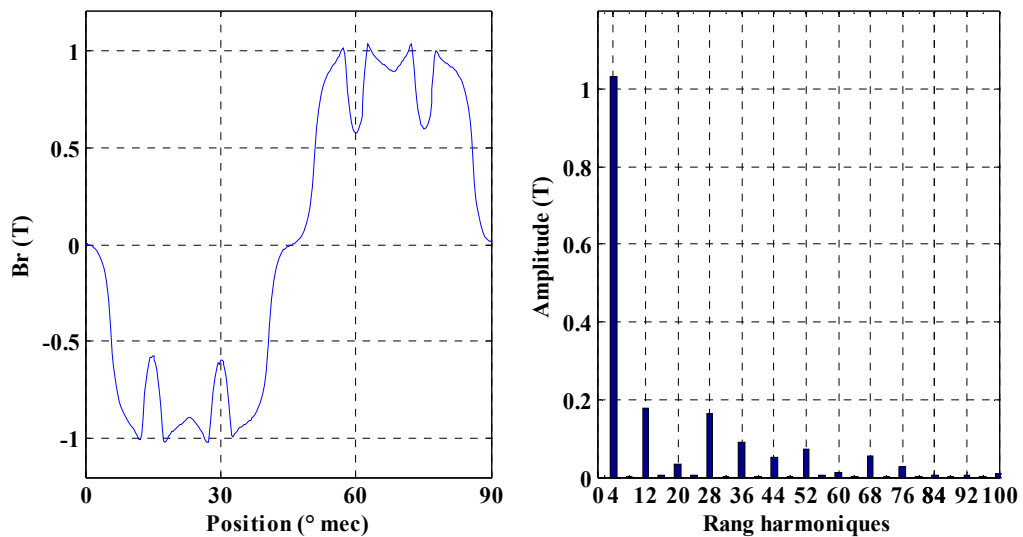


Fig. IV- 6 : Induction radiale d'entrefer et son spectre

La démarche consiste à calculer les flux de phase et à en déduire les fém à vide ; puis en supposant une alimentation en courants sinusoïdaux en phase avec les fém, nous déterminons le couple d'interaction électromagnétique. Ce principe est appliqué tant pour la machine standard que la machine obtenue après segmentation des aimants.

Sur la figure IV-7, nous montrons les formes d'ondes des flux d'aimants à travers des phases en fonction de la position sur une période électrique. Pour la machine étudiée, nous obtenons trois formes équilibrées décalées d'un tiers de la période. L'amplitude du flux est de 0.28 Weber.

La dérivation de ces flux par rapport au temps permet d'obtenir les formes d'ondes des fém pour une vitesse donnée. Sur la figure IV-8, nous montrons les formes d'ondes obtenues pour la vitesse nominale ainsi qu'une analyse spectrale. L'amplitude des fém est de l'ordre de 70 volts pour une vitesse de 750 tours/min. Le fondamental de la fém a une amplitude de 82 volts ; la fém comporte les harmoniques impairs et le troisième harmonique vaut environ 15% du fondamental.

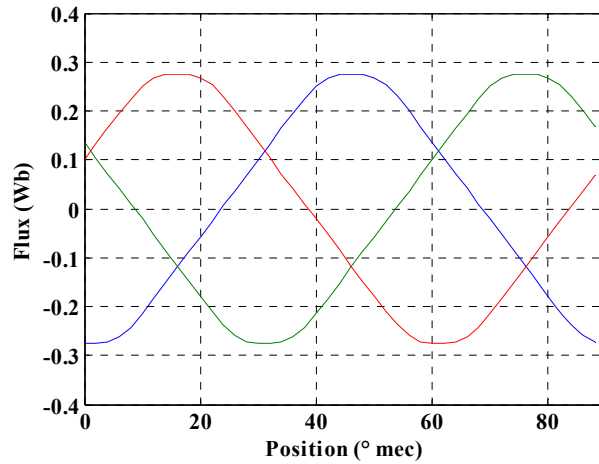


Fig. IV- 7 : Formes d’ondes des flux de phase

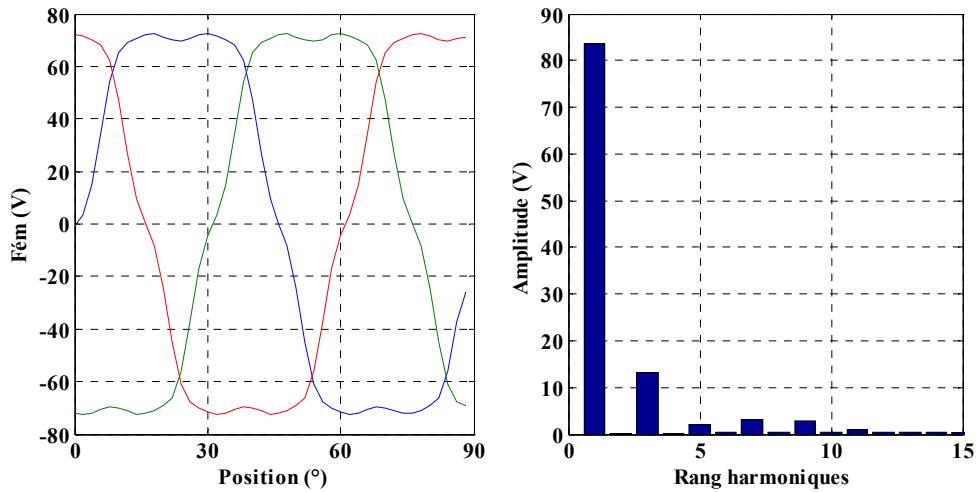


Fig. IV- 8 : Forces électromotrices à vides et leurs harmoniques de la machine standard à 750 rpm

A titre indicatif, nous avons calculé la matrice inductance de la machine qui servira dans la modélisation externe que nous présenterons plus loin. La machine est bien équilibrée et la matrice inductance est circulante.

$$L (mH) = \begin{bmatrix} 0.8 & -0.2 & -0.2 \\ -0.2 & 0.8 & -0.2 \\ -0.2 & -0.2 & 0.8 \end{bmatrix} \quad \text{IV-17}$$

Le calcul du courant de court-circuit en régime permanent peut être effectué selon l’équation (IV-4) présentée au début de ce chapitre. Cependant, il est intéressant d’étudier le comportement dynamique de la machine lors d’un court-circuit afin de prévoir des éventuels pics de courant qui pourraient dans certains cas provoquer une démagnétisation locale des aimants. Pour ce faire,

nous mettons en œuvre un modèle simplifié dans lequel nous considérons que la vitesse de la machine est constante lors du régime transitoire électrique et un court-circuit triphasé équilibré survient à un instant quelconque que l'on appellera  $t_{sc}$ . Le courant de court-circuit doit donc satisfaire l'équation différentielle suivante :

$$\begin{cases} \frac{d}{dt} i_{sc}(t) = \frac{1}{L_s} (E(p\Omega t) - R i_{sc}(t)) & \text{pour : } t > t_{sc} \\ i_{sc}(t_{sc}) = i_n(t_{sc}) \end{cases} \quad \text{IV-18}$$

$i_n(t_{sc})$  est le courant en fonctionnement sain à l'instant  $t_{sc}$  où le court-circuit s'est produit.

L'allure générale du courant lors de ce régime transitoire est présentée sur la figure (IV-9). Le régime transitoire électrique est très court et presque inexistant. Le courant de court-circuit a une amplitude de l'ordre de 100A pour un courant nominal de 19A ; soit cinq fois plus important. Ceci peut conduire rapidement à la démagnétisation des aimants ou à la destruction du bobinage si le moteur n'est pas prévu pour supporter une telle intensité de courant. L'objectif de la segmentation des aimants est de réduire ce courant de court-circuit et le ramener à des valeurs proches du courant nominal afin que la machine devienne tolérante aux défauts.

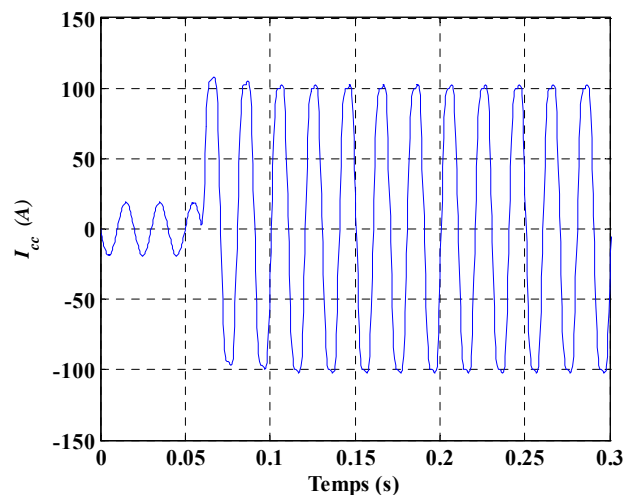


Fig. IV- 9 : Courant de court-circuit de la machine à aimants standard.

#### IV.4 Moteur à aimants segmentés

On considère le moteur décrit dans le paragraphe précédent à la différence près que le rotor est muni de 40 aimants formant 20 paires de pôles. L'ouverture relative d'un aimant sur un pas polaire est maintenue identique à celle du moteur standard, bien que l'on pouvait l'augmenter pour l'augmentation des flux de fuite entre aimants. Dans ces conditions et en gardant les hypothèses émises au début de ce chapitre, les coefficients de la série de Fourier équivalent à l'induction radiale dans l'entrefer sont maintenus.

Ce rotor est obtenu, rappelons le, en appliquant le principe de subdivision des aimants d'un facteur  $N=5$  à la machine standard. On qualifiera ce moteur par « moteur à aimants segmentés ». La figure IV-10 montre une coupe transversale de la machine. Il est à noter que le stator de cette machine est identique à celui de la machine standard et on ne cherchera pas à optimiser la forme de la tôlerie statorique ou le bobinage pour en extraire les meilleures performances.

En effet, le flux de chaque aimant est quasiment divisé par cinq, il est possible de réduire fortement la hauteur des culasses rotorique et statorique. Nous allons ici simplement mettre en évidence l'influence de la segmentation sur les performances de la machine.

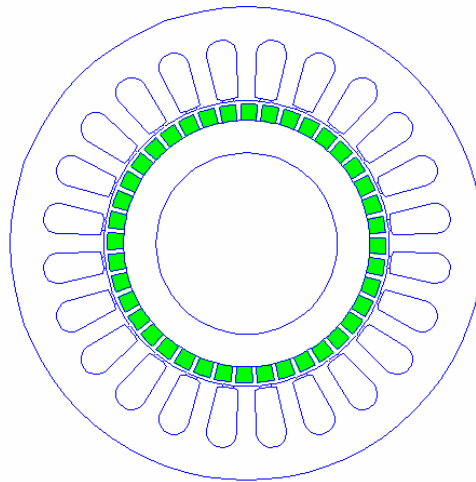


Fig. IV- 10 : La structure de la machine à aimant segmenté.

Le même modèle théorique et les mêmes outils informatiques développés sont utilisés pour calculer les performances de la nouvelle machine tant en grandeurs internes (calcul de champ) qu'en grandeurs externes (étude du court-circuit).

La distribution de champ magnétique du moteur à aimants segmentés obtenue par analyse de champs est montrée sur la figure IV-11. On voit clairement que le flux dans les culasses statorique et rotorique est fortement réduit comparé au cas du moteur standard (figure IV-5) et les lignes de flux sont concentrées entre les aimants et les isthmes des dents statoriques. Nous constatons que l'induction radiale présente 5 périodes sur  $90^\circ$  mécanique ; ce qui était prévisible (Figure IV-12).

Par ailleurs, il y a une perturbation due à l'encochage statorique qui est moins prononcée. L'analyse du spectre de l'induction montre que l'harmonique fondamental est évidemment de rang  $5 \times p = 20$ . Cependant, son amplitude vaut environ 0.8 Tesla. Ceci laisse penser que les flux et fém vont être plus faibles que dans le cas de la machine à aimants standard. Le faible contenu harmonique de l'induction laisse aussi présager que les fém seront de meilleure qualité.



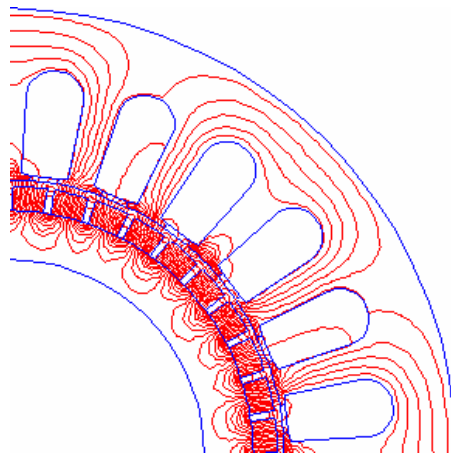


Fig. IV- 11 : Cartes des lignes de champs de machine segmentés.

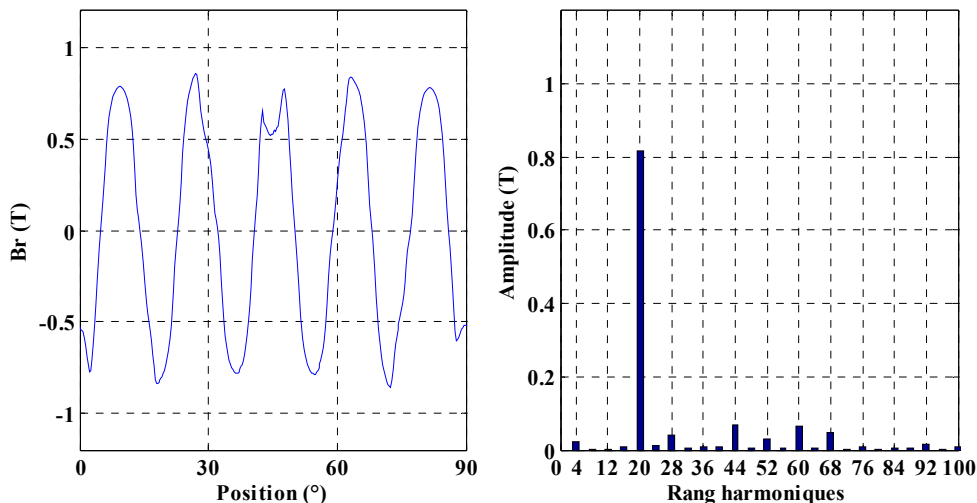


Fig. IV- 12 : Induction radiale d'entrefer et son spectre pour machine segmentés.

Le calcul des flux dans les phases montre que ceux-ci sont fortement réduits en amplitude (0.045 Wb au lieu 0.28 Wb pour la machine standard). La période a été diminuée par 5 et nous observons 5 périodes électriques lorsque le rotor fait un quart de tour soit  $90^\circ$  mécaniques qui représentait une période électrique de la machine standard. Les formes d'onde des flux sont données sur la figure IV-13. Nous constatons une augmentation des fuites entre aimants dans le cas de la machine à aimants segmentés.

Ces fuites auraient pu être réduites en augmentant l'épanouissement des aimants pour s'approcher de pas polaire et en réduisant l'entrefer mécanique, mais nous avons décidé de le maintenir pour pouvoir travailler dans les mêmes conditions mécaniques.

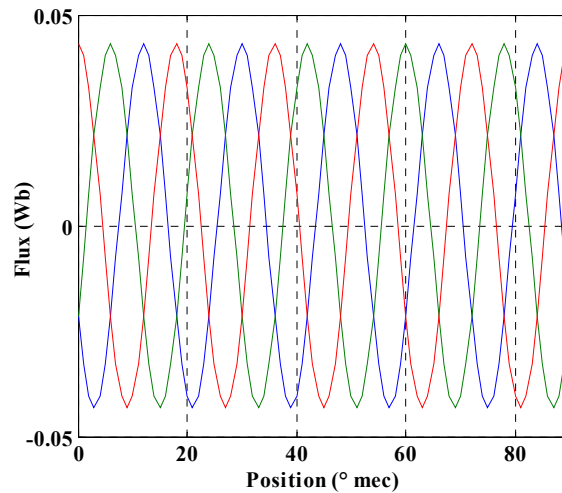


Fig. IV- 12 : Formes d'ondes des flux de phases

Sur la figure IV-14, nous montrons les formes d'ondes des fém de phase ainsi qu'une analyse harmonique. L'amplitude des fém est pratiquement égale à celle de la machine standard bien que le flux ait été divisé par 5. En effet cette diminution du flux est compensée par une multiplication de la fréquence dans un même rapport.

A cause des fuites, on ne retrouve pas exactement la même amplitude du fondamental des fém 67V au lieu de 84 V pour la machine standard ; ce qui représente environ 20% de pertes. Ceci correspond au taux de pertes dans l'amplitude de l'induction radiale. L'analyse spectrale montre une multiplication de l'échelle des harmoniques dans un rapport 5. La qualité des fém est meilleure car les harmoniques sont filtrés d'une part, par l'entrefer ; ce qui est observée sur le spectre de l'induction et d'autre part, par le bobinage statorique car les coefficients de bobinage des harmoniques élevés s'atténuent vite. A titre de comparaison l'harmonique 3 était de l'ordre de 15% et les harmoniques 5 et 7 étaient de l'ordre de 3 à 5 % du fondamental pour la machine standard (Figure IV-8).

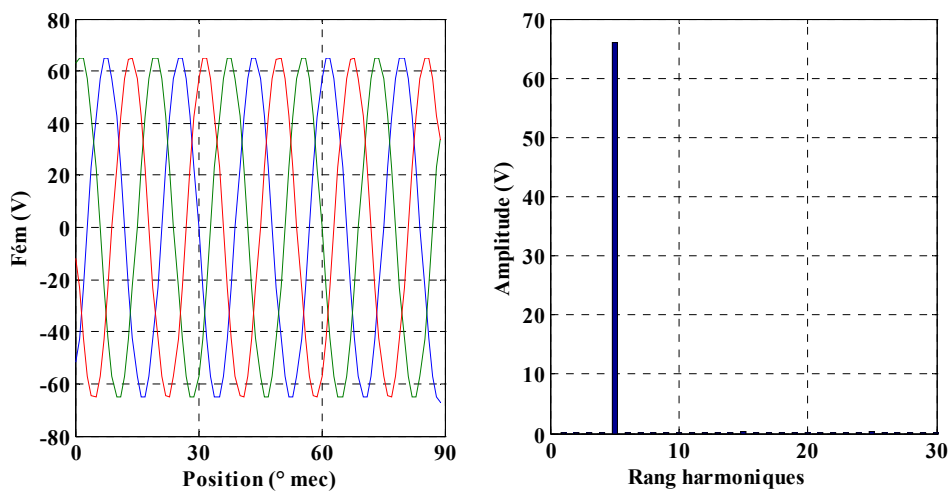


Fig. IV- 13 : Fém à vide de la machine standard à 750 rpm ; formes d'ondes et analyse spectrale.

On s'attend donc que les performances externes de la machines à courant donné soient réduites d'environ 20% par rapport à la machine standard. Les ampère-tours qui peuvent être imposés dans les encoches du stator sont égaux pour les deux moteurs standard et segmenté avec le même stator. Dans les mêmes conditions, le couple électromagnétique du moteur segmenté, est réduit environ 20% comparé au couple du moteur standard. En effet, le calcul du couple électromagnétique de la machine standard et la machine segmentée donne lieu aux courbes présentées sur la figure IV-15. On s'aperçoit sur ces deux figures qu'il y a une réduction du couple dans la même proportion que la réduction des fém car ce couple est issu du produit des courants et des fém à vides selon la formule suivante :

$$\Gamma_{e-m} = \frac{1}{\Omega} \sum_{k=1}^3 e_k(\theta) i_k(\theta) \quad \text{IV-19}$$

On peut constater que le couple de la machine à aimants segmentés contient moins d'harmoniques par rapport à la machine standard. Ceci est du au fait que le taux d'harmoniques de fém de la machine à aimants segmentés est plus faible que celui de la machine standard. En particulier les harmoniques 5 et 7 qui sont la principale source des harmoniques du couple de rang 6.

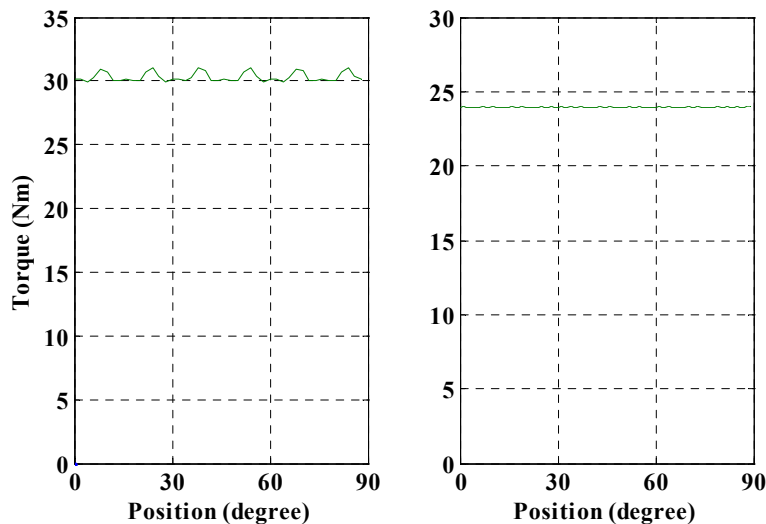


Fig. IV- 15 : Couple électromagnétique  
(a) machine standard ; (b) machine segmenté

Par ailleurs, nous avons calculé le couple de détente pour les deux machines et nous avons rassemblé les deux courbes sur la même figure IV-16. Nous avons évidemment adapté la densité de maillage et le pas de résolution pour ne pas perdre de l'information à cause de la discrétisations due à la méthode des éléments finis. L'amplitude du couple de détente est de l'ordre de 5 N.m pour la machine standard alors qu'elle n'est que de 0.2 N.m pour la machine à aimants segmentés. Le nombre d'oscillations par pas dentaire est par contre multiplié par 5.

Le couple de détente décroît d'environ 25 fois après segmentation des aimants à 5 divisions dans la machine à aimants segmentés. Ce résultat est prédit lors de l'étude théorique présentée au paragraphe (IV.1.2.2) qui prévoyait une réduction d'un facteur  $1/N^2$  de l'amplitude du couple de détente.

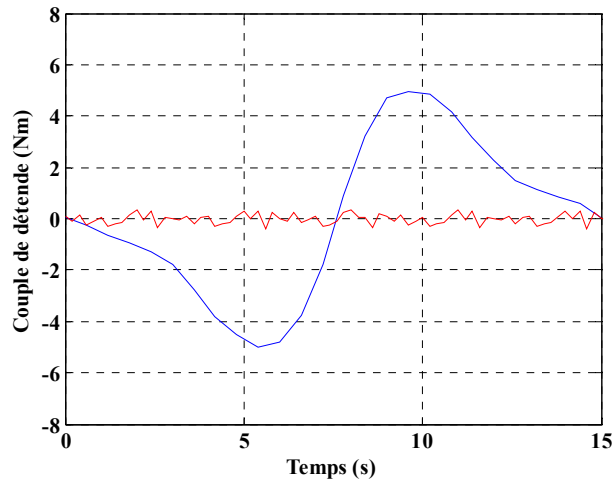


Fig. IV- 16 : Couple de détente de la machine standard de la machine segmenté.

Dans la mesure où le stator est inchangé et que les aimants ont une perméabilité relative voisine de 1, la matrice inductance de la machine est inchangée à l'effet de la saturation près. Nous avons mis en œuvre notre modèle approché du régime transitoire pour simuler un court-circuit triphasé équilibré de la machine à aimants segmentés afin d'en prédire le comportement. Le résultat obtenu est présenté sur la figure IV-17.

On voit que, l'amplitude du courant de court-circuit vaut environ 20 A en régime permanent alors qu'elle était d'environ 100 A pour la machine standard. Ce résultat était parfaitement prévisible d'après l'étude théorique. Dans cette machine le courant de court-circuit est quasiment égal au courant nominal qui vaut 19 A. Par ailleurs, on observe un léger pic du courant à l'instant du court-circuit mais qui reste acceptable.

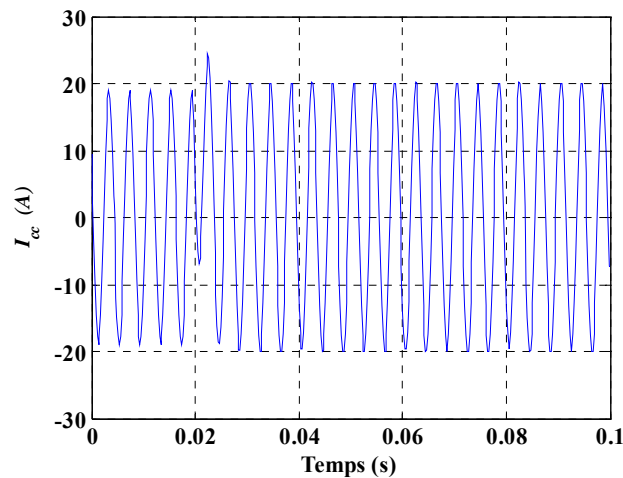


Fig. IV- 17 : Courant de court-circuit de moteur segmenté à aimants

Cette étude a montré que la technique de subdivision des aimants apporte une solution à certains problèmes de défauts dans les machines à aimants, notamment en terme de courant de court-circuit. Nous n'avons pas changé la topologie du stator pour gagner en puissance massique car ce n'était pas l'objectif de ce travail. En effet, nous pouvons aisément rattraper les 20% de pertes de la fém et encore plus par simple ajustement des dimensions des encoches et culasses statoriques. L'idée principale que nous voulons faire ressortir à travers cette étude est que les impacts des défauts entre-spires peuvent être atténués par l'intermédiaire de solution globale telle que la réduction du courant de court-circuit.

## IV.5 Discussion et comparaison des résultats

Les résultats obtenus ci-dessus, confirment le principe de la réduction du courant de court-circuit présenté dans le paragraphe IV.4.1 de ce chapitre. Nous avons mis en oeuvre la méthode de subdivision dans le cas d'un moteur triphasé à aimants permanents afin de réduire l'amplitude du courant de court-circuit. Nous avons rassemblé les résultats et performances des deux moteurs dans le tableau IV-2 que nous allons commenter dans ce qui suit :

Comme nous l'avons indiqué tout au long de ce chapitre, nous n'avons pas mené une étude d'optimisation de la machine à aimants segmentés dans le but de mettre en évidence uniquement l'effet de la segmentation sur les grandeurs internes et externes de la machine. De ce fait, les 4 premières lignes du tableau sont identiques d'une machine à l'autre. Par ailleurs, et pour garder la même vitesse mécanique de 750 rpm, la fréquence d'alimentation est multipliée par le facteur de segmentation  $N = 5$ . Le flux dans la machine segmenté est pratiquement 5 fois plus petit que dans la machine standard si bien que les pertes fer devraient être plus faibles dans la machine à aimants segmentée que dans la machine standard. En effet, les pertes par hystérésis qui sont une grande partie des pertes fer, sont proportionnelles au carré de l'induction et à la fréquence. Nous avons constaté une légère perte dans la fém qui peut être rapidement compensée par une modification de la géométrie mais nous nous sommes abstenus d'y toucher par souci d'homogénéité des résultats. Il en découle que le couple et la puissance mécanique développés par la machine à aimants segmentés sont environ 20% plus faibles que ceux de la machine standard à vitesse donnée. Enfin, l'objectif de réduction du courant de court-circuit est atteint car il est 5 fois plus grand que le courant nominal pour la machine standard alors qu'il est réduit pour être presque égal au courant nominal dans la machine à aimants segmentés.

Après avoir présenté les avantages de cette technique, nous passons à exposer les défauts car il y en a un principal qui peut avoir de mauvaises conséquences dans certaines applications. En effet, la technique de subdivision des aimants conduit à l'augmentation de l'impédance synchrone  $L\omega$  du fait de la multiplication de la fréquence. Ainsi la chute de tension due à l'impédance synchrone devient plus importante et la tension nécessaire pour faire circuler le courant est donc plus importante. Cependant, compte tenu de la réduction du flux des aimants à travers les bobines statoriques et sachant que l'inductance cyclique est inchangée, le défluxage des machines à aimants segmentés est beaucoup plus efficace que la machine standard ; ceci en imposant une valeur négative de la composante directe du courant.

Tableau. IV-2 : Comparaisons des performances de deux moteurs

	Moteur Standard	Moteur Segmenté
Diamètre extérieur	148 (mm)	148 (mm)
Diamètre intérieur	99.6 (mm)	99.6 (mm)
Nombre de spire/encoche	30/encoche	30/encoche
Entrefer	1.5 (mm)	1.5 (mm)
Nombre de Pôles	8	8*5
Vitesse mécanique	750 (rpm)	750*5 (rpm)
Fréquence	50 (Hz)	50*5 (Hz)
Stator Inductance	0.82 (mH)	0.82 (mH)
Flux de phase	0.3 (wb)	0.045 (wb)
1 <sup>er</sup> harm. de Fém	82 (V)	67 (V)
Courant statoriques	19 (A)	19 (A)
Couple magnétique	30 (Nm)	24 (Nm)
Courant de court-circuit	<b>100 (A)</b>	<b>20 (A)</b>

D'un autre coté, l'augmentation de la fréquence entraîne l'augmentation des pertes dans les convertisseurs statiques qui alimente le moteur. Pour les applications à basse vitesse, où la fréquence de base est de quelques hertz, la multiplication de la fréquence de fonctionnement par 5 est faisable et ne pose pas de difficultés majeures. Par contre, pour des applications à haute vitesse telle que le cas de l'aéronautique ; les fréquences standard sont actuellement de l'ordre de 400Hz. L'application de cette technique est intéressante dans certains cas mais pas dans d'autres. Pour les actionneurs de tout genre, elle est bénéfique dans le sens où l'on réduit la vitesse du moteur et par conséquent, on réduit le rapport de transformation du réducteur mécanique en bout d'arbre. Cependant les moteurs des ventilateurs ou compresseurs pour la climatisation n'ont pas besoin de réduire leurs vitesses. Ce type de solution ne conviendrait pas.

La taille des aimants de moteurs à aimants segmentés peut être réduite grâce à la réduction considérable du courant de court-circuit. En effet, les aimants permanents dans moteur sont dimensionnés pour éviter l'effet de démagnétisation en présence de la valeur maximale du courant statorique. Ceci peut être un avantage compte tenu du prix des aimants mais il peut être un inconvénient pour la complexité de montage de plusieurs petits aimants lors de la construction des rotors.

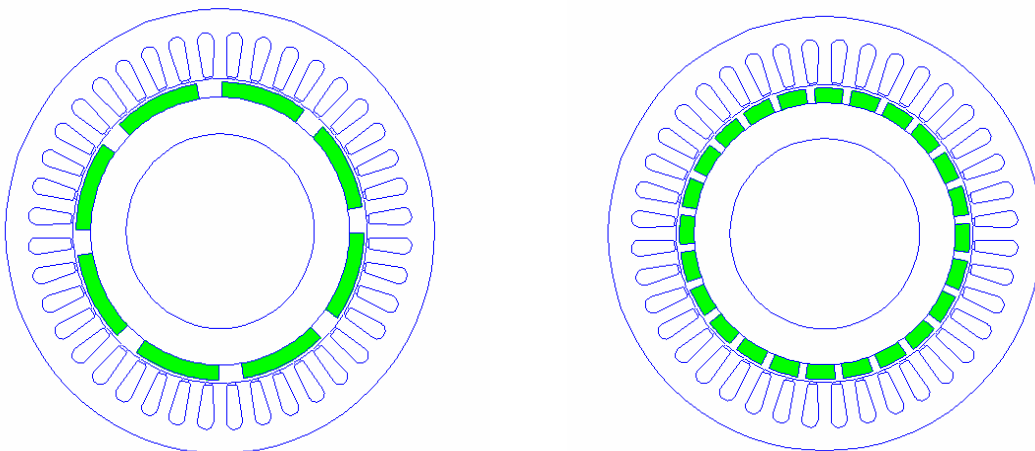
## IV.6 Application de la méthode à une machine à 5 phases

Nous avons montré au début de ce chapitre que le principe de la segmentation des aimants pouvait s'appliquer à une machine polyphasée quelconque dès lors que le bobinage statorique est

à pas diamétral. Dans la machine pentaphasée, l'harmonique 3 n'est pas forcément nul et il peut être intéressant d'effectuer une subdivision de chaque paire d'aimants en 3 paires d'aimants identiques. C'est ce que nous allons mettre en application dans cette partie du chapitre.

Nous considérons un moteur à aimants que l'on appellera standard qui comporte 5 phases, 40 encoches, 8 pôles avec une vitesse nominale de 750 rpm sous 50Hz. Le bobinage considéré pour cette machine est à une encoche par pôle et par phase. La structure et le bobinage de la machine à 5 phases est illustrée sur la figure IV-18. Les 5 phases de la machine sont décalées d'un angle électrique de  $2\pi/5$  et le pas polaire est donc de 5 encoches. Les paramètres de la machine sont donnés dans le tableau IV-3.

Nous allons étudier simultanément le cas d'une machine standard et d'une machine à aimants segmentés qui comporte  $8 \times 3 = 24$  pôles. Le facteur de segmentation étant  $N = 3$ .



(a) Les deux structure de la machine à aimants 5 phases

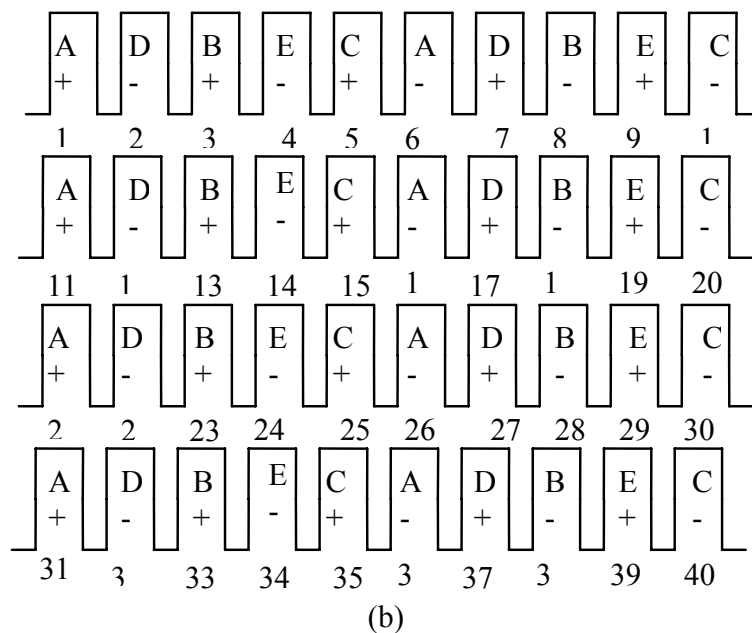


Fig. IV- 18 : (a) structure de la machine à aimants 5 phase ;(b) le bobinage de la machine

Tableau. IV.3 .Paramètres de la machine standard

Description	Valeur
Nombre de paire de Pôles	4
Diamètre extérieur	146.8 mm
Diamètre intérieur	99.6 mm
Entrefer hauteur	1.5 mm
Fréquence d'alimentation	50 Hz
Nombre de spires	30/encoche
Inductance	0.82 mH
Fém (à 750 tr/min)	85 V
Vitesse	750 tr/min
Amplitude nominale du courant statoriques	19 A

Sur la figure IV-19, nous montrons la distribution des lignes de champs dans les deux machines dans les mêmes conditions. On constate d'ores et déjà le taux de lignes de champ qui passent d'un aimant à l'autre sans traverser le stator ; ce qui nous donne une idée sur les flux de fuites et les pertes engendrées par cette segmentation. Celles-ci sont faibles, comparées à celles observées dans le cas de la machine triphasée à aimants segmentés.

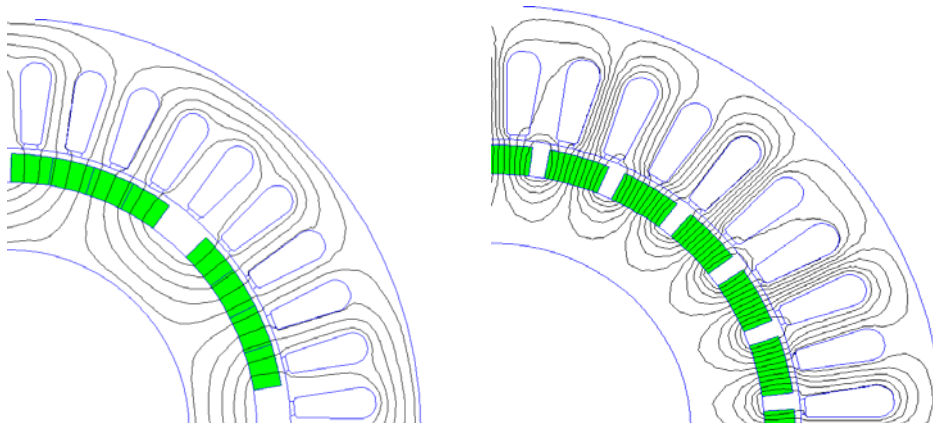


Fig. IV- 19 : Les lignes de champs pour machine 5 phase standard et segmenté

Nous mettons en œuvre les mêmes outils développés en début de ce chapitre pour déterminer les performances des deux moteurs que l'on comparera.

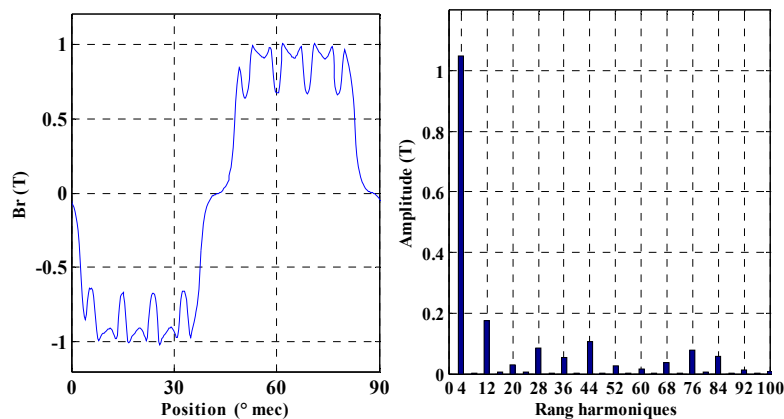
La figure IV-20 montre l'allure de l'induction radiale dans l'entrefer sur une période électrique (90° mécanique) dans le cas de la machine standard et celui de la machine à aimants segmentés. Une analyse spectrale de l'induction est faite dans les deux cas et on observe que L'amplitude de l'induction d'entrefer est légèrement réduite pour la machine à aimants segmentés et la période est divisée par 3. L'harmonique principal a une amplitude de 1.08 T dans



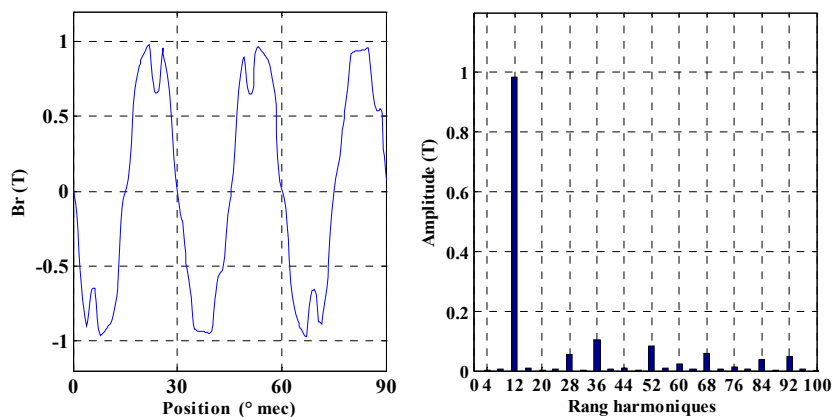
le cas de la machine standard alors qu'il est légèrement inférieur à 1 Tesla pour la machine à aimants segmentés.

Sur une paire de pôles, le stator présente  $N_s = 10$  encoches si bien que la perméance d'entrefer présente un harmonique fondamental de rang 10. La subdivision des aimants en 3 paires de pôles est à l'origine d'une aimantation radiale d'harmonique fondamental de rang  $N_r = 3$ . L'induction d'entrefer présente donc les harmoniques de rang  $p(N_s \pm N_r)$ , où  $p$  est le nombre de paires de pôles de la machine. On constate donc l'existence des harmoniques  $28 = p(10 - 3)$  et  $52 = p(10 + 3)$  dans le spectre de la figure IV-20-b.

D'une manière générale, on constate que les amplitudes des harmoniques de l'induction sont plus faibles dans la machine à aimants segmentés que dans la machine standard. Ceci laisse présager que les flux et les fém seront de meilleure qualité grâce à la segmentation des aimants.



(a) Moteur standard



(b) Moteur segmenté

Fig. IV- 20 : Induction dans l'entrefer et son spectre harmonique pour machine à aimants 5-phases

Nous présentons sur la figure IV-21 les formes d'ondes des flux de phase pour les deux machines étudiées sur  $90^\circ$  mécanique. L'amplitude du flux de la machine à aimants segmentés est 3 fois plus faible (0.1Wb contre 0.3Wb) ainsi que sa période ; ce qui est tout à fait prévisible. Ainsi la fréquence est multipliée par le même facteur  $N=3$ .

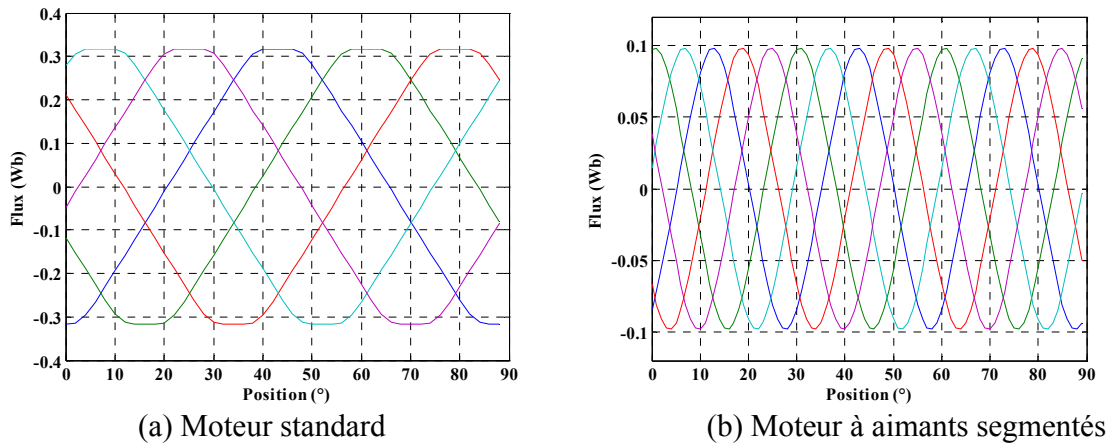
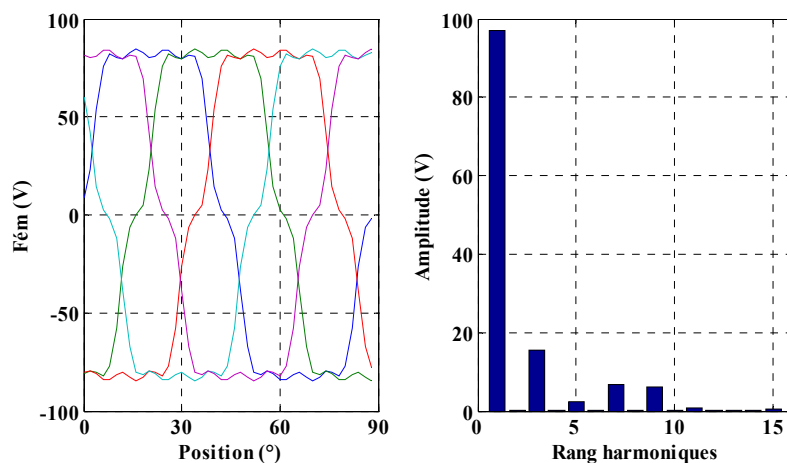


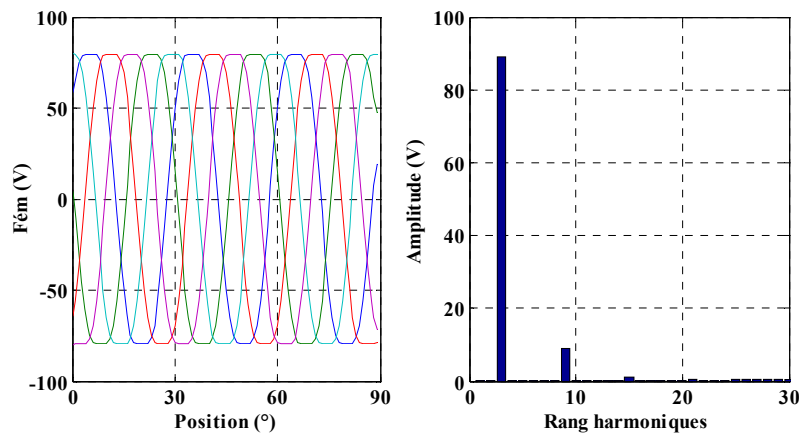
Fig. IV- 21 : le flux magnétique pour la machine segmentée de 5 phases.

Les formes d'ondes des fém correspondant aux deux machines pour la même vitesse mécanique du rotor, ainsi que leurs analyses spectrale sont présentées sur la figure IV-22. L'amplitude du fondamental est de 96 V pour la machine standard, elle est de 90 V pour la machine à aimants segmentés. Il y a donc une diminution d'environ 5%. Ceci est dû aux fuites du flux inter-aimants qui sont aussi visible sur les formes d'ondes des flux. Par ailleurs, et comme on l'avait prédit, les amplitudes des harmoniques de la fém sont relativement faibles. On s'attend donc à obtenir une meilleure qualité du couple pour cette machine.

D'un autre coté, nous avons calculé la matrice inductance de la machine à 5 phases et mis en œuvre le modèle simplifié régissant le court-circuit pentaphasé équilibré pour les deux machines. Le courant de court-circuit a une amplitude de l'ordre de 100A pour la machine standard ; il est calculé selon l'équation différentielle ordinaire (IV-18). Les formes d'onde obtenues sont montrées sur la figure IV-23 dans le cas de la machine 5 phases standard et à aimants segmentés. On peut constater que dans le cas du moteur standard, l'amplitude du courant de court-circuit est 110A ; alors qu'elle st de 33A dans le cas de la machine à aimants segmentés. Le rapport entre ces valeurs est  $110/38=2.89\approx 3$ , ce qui confirme les prévisions théoriques.

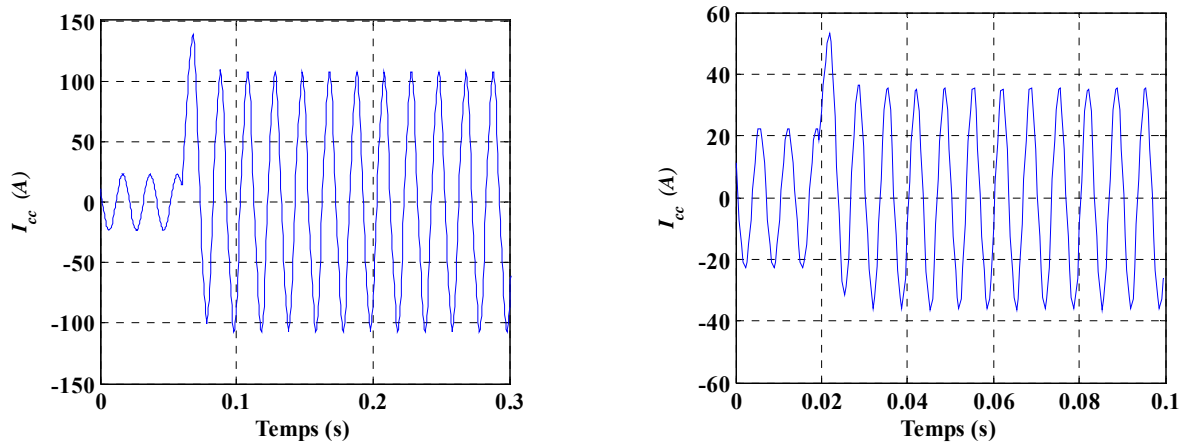


(a) Standard



(b) Aimant segmenté

Fig. IV- 22 : Fém et leur harmoniques pour machine à aimant 5 phase standard et segmenté



(a) : Standard

(b) : Aimants segmentés

Fig. IV- 23 : Courant de court circuit pour machine a aimants 5-phase standard et à aimants segmentés

Nous venons d'appliquer le principe de la segmentation des aimants à une machine pentaphasée et nous constatons que le principe de fonctionnement sur un harmonique de la densité de courant statorique était tout à fait applicable. Les résultats des calculs par éléments finis coïncident aux prévisions de l'étude analytique aux fuites près. Ce principe peut donc être généralisé à toute machine polyphasée. Dans la mesure où le bobinage statorique est à une encoche par pôle et par phase dans sa version "standard", le rotor peut être conçu avec un nombre de pôle égal au nombre de périodes de l'harmonique considéré.

C'est le principe même de la machine Vernier sauf que le rotor denté est remplacé par des aimants de petites tailles. Des structures similaires sont étudiées dans le passé tel que les travaux de D. Matt (références) dans le but d'obtenir des machines basse vitesse et fort couple [Mat 07]. Notre démarche rentre plutôt dans le cadre de la réduction du courant de court-circuit à vitesse constante.

## IV.7 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté une méthode pour la réduction du courant de court-circuit dans le moteur à aimants permanents monté en surface. Cette méthode consiste à segmenter les aimants permanents qui mène à une réduction du flux magnétique des aimants à travers les bobines statoriques et du courant de court-circuit. Ensuite, un moteur à aimants triphasé standard est considéré et le principe de la méthode est mis en oeuvre sur cette machine. Le moteur standard et le moteur à aimants segmentés sont étudiés en s'appuyant sur la méthode d'éléments finis et les différentes caractéristiques comme : le flux magnétique, la fém, le couple et le courant de court-circuit sont calculés pour les deux machines à aimants et comparés. Il est montré que le courant de court-circuit est bien limité dans le moteur à aimants segmentés. Nous avons également appliqué la méthode de segmentation des aimants à un moteur à aimants à 5 phases. Comme pour le moteur triphasé, le courant de court-circuit est également bien limité dans le moteur à aimants segmentés 5phase. Dans les deux cas, les deux moteurs à aimants segmentés, triphasé et pentaphasé, sont tolérants aux défauts de court-circuit et peuvent continuer à fonctionner en présence de ce type de défaut.

# Conclusion générale

Le principal objectif de nos travaux était l'établissement de modèles *suffisamment précis* permettant de déterminer *rapidement* le comportement des différentes variables des machines électriques en présence d'un défaut de court-circuit entre spires et d'en déduire les signatures pertinentes pour la détection de ce type de défaut. L'autre objectif était de dimensionner des machines électriques à courant de court-circuit d'amplitude limitée pour réduire le risque de propagation du défaut. Cela permet d'augmenter la disponibilité de certains actionneurs, équipés notamment de machines synchrones à aimants permanents, utilisés de plus en plus dans les systèmes embarqués.

Concernant la modélisation des machines électriques saine ou en présence d'un défaut électrique, il est nécessaire de disposer d'un modèle très précis, prenant en compte les phénomènes locaux (champs et inductions électromagnétiques) ainsi que la nature et l'état des matériaux, et permettant d'introduire la vraie configuration du bobinage, des aimants ou des conducteurs rotoriques lorsqu'ils existent (vraie distribution des courants et des aimants au stator et au rotor). Cette approche de modélisation permet notamment de prendre en compte les modifications de la répartition du courant dans les encoches statoriques à la suite d'apparition d'un défaut électrique et plus particulièrement celui de court-circuit entre spires d'une phase. La première approche de modélisation, appliquée aux machines synchrones à aimants et asynchrone, a consisté donc à effectuer une étude complète du problème en utilisant la méthode d'éléments finis couplée avec un modèle circuit, en effectuant la résolution des équations dynamiques en pas à pas dans le temps [Flux 07]. Les résultats obtenus par ce modèle "éléments finis couplé avec circuits électriques" concernant une MSAP et une MAS, saines et aussi en présence de plusieurs défauts "entre spires" de niveaux de sévérité différents, concordent parfaitement avec ceux obtenus expérimentalement sur deux bancs d'essai. En effet, les bobinages des deux machines testées (MSAP et MAS) sont conçus de manière à pouvoir introduire des défauts de différents niveaux de sévérité.

L'intérêt principal des modèles "éléments finis couplé avec circuits électriques" ainsi validés et mis en œuvre, réside dans le fait qu'ils permettent de déterminer avec précision l'évolution dans le temps de différentes variables des machines étudiées, même si elle ne sont pas accessibles en pratique (variables internes telles que les inductions dans les parties ferromagnétiques et dans les aimants, les courants internes circulant dans les parties en défauts,...). L'autre intérêt de ces modèles est que leur établissement ne nécessite souvent pas d'hypothèses simplificatrices restreignant leur application à certains types de machines électriques. Cependant, ces avantages entraînent que ces modèles sont longs à mettre en œuvre et lents lors de l'étude de comportement. Ces modèles sont alors aptes à être utilisés pour la recherche "hors ligne" des signatures de défauts et aussi pour valider les modèles de types circuits électriques, bien plus simple, mais ne prenant pas facilement en compte des phénomènes locaux (par principe), surtout en présence d'un défaut électrique.

La seconde approche a consisté à mettre au point un modèle "circuits électriques" dont la complexité dépend du type de structure magnétique et du type de bobinage de la machine étudiée. La difficulté de ces modèles réside dans l'identification de leurs paramètres avec suffisamment de précision. C'est uniquement sous certaines hypothèses que l'on peut disposer des modèles et des méthodes d'identification simples et suffisamment précis. Dans les 2<sup>ème</sup> et 3<sup>ème</sup> chapitres, nous

avons établi deux modèles de type "circuits électriques" à structures similaires simples, l'un pour une MSAP et l'autre pour une MAS, permettant de prendre en compte les défauts électriques entre spires dans une même phase. En effet, pour les deux machines considérées nous avons admis qu'elles sont non saturées et à rotor lisse. Ces hypothèses ne sont pas trop fortes pour la plupart des MSAP avec des aimants collés sur la surface du rotor ainsi que pour les machines asynchrones.

En ce qui concerne la MSAP, nous avons proposé deux méthodes de détermination des paramètres du modèle "circuits électriques".

- La première méthode consiste à identifier les paramètres de ce modèle en s'appuyant sur des méthodes numériques (éléments finis) tenant effectivement compte de la configuration réelle du bobinage (sain ou en défaut) ; le modèle "circuits électriques" dont les paramètres sont identifiés par la méthode d'éléments finis est plus simple, plus rapide à mettre en œuvre et quasiment aussi précis que le modèle éléments finis couplé avec un modèle circuits électriques. Par contre, le modèle "circuit électrique" ainsi défini n'est applicable que pour l'étude des MSAP non saturée à rotor lisse, tandis que le modèle "éléments finis couplé avec circuit" peut tenir compte de la saturation magnétique et autorise des machines saillantes.

- La seconde méthode est basée sur l'établissement des nouvelles expressions analytiques permettant de déterminer notamment les inductances d'une MSAP en défaut en fonction de ses paramètres lorsqu'elle est saine. Nous avons montré que ces expressions malgré leur simplicité conduisent à une détermination suffisamment précise des paramètres du modèle en défaut des MSAP non saturées à rotor lisse à une encoche par pôle et par phase. La raison de cette précision est liée au fait que dans l'établissement des expressions proposées, nous avons pris en compte la configuration du bobinage, le nombre de paires de pôles ainsi que la configuration du défaut entre spires. L'intérêt de l'approche analytique proposée pour la détermination des paramètres du modèle circuit est sa rapidité car elle n'exige pas de faire des calculs lourds et longs pour chaque configuration de défaut, contrairement aux méthodes numériques. Les expressions proposées peuvent être utilisées pour les MSAP à une encoche par pôle et par phase, mais également un nombre important des MSAP à bobinage concentrique autour des plots statoriques.

Afin de déterminer les paramètres du modèle circuits électriques des machines asynchrones saines ou en défaut entre-spires, nous utilisons uniquement des méthodes numériques (éléments finis). Dans ce cas également, le modèle "circuits électriques" dont les paramètres sont identifiés par la méthode d'éléments finis est suffisamment précis ; l'obtention des résultats par ce modèle est évidemment bien plus rapide que le modèle éléments finis couplé avec un modèle circuits électriques. Par contre, le modèle "circuit électrique" ainsi défini n'est applicable que pour l'étude des MAS non saturée, tandis que le modèle "éléments finis couplé avec circuit" peut tenir compte de la saturation magnétique.

Le bobinage statorique des machines asynchrones comporte souvent plusieurs encoches par pôle et par phase, l'établissement des expressions analytiques, tenant compte de la configuration réelle du bobinage et du défaut "entre spires" et permettant la détermination précise des paramètres du modèle circuits électriques des MAS en défaut n'est pas aussi simple que pour les machines à aimants. En effet, nous avons montré que le modèle circuits électriques, dont les paramètres sont déterminés à l'aide des expressions analytiques simples, conduit à des résultats peu précis. En effet, dans l'établissement de ces expressions analytiques, la configuration réelle

du bobinage (nombre de paires de pôles, nombre d'encoches par pôle et par phase,...) et la localisation des spires en court-circuit ne sont pas prises en compte.

A l'aide des modèles développés, nous avons analysé le comportement des MSAP et MAS, saines et en défaut "entre spires" avec différents niveaux de sévérité. Nous avons pu mettre en évidence les points suivants :

- Lorsque la résistance de défaut "entre spires" est supérieure à un certain seuil, l'amplitude du courant de défaut est croissante avec l'augmentation du nombre de spires en défaut. Par contre, pour de très faibles résistances de défaut et notamment pour un défaut de court-circuit franc, l'amplitude du courant de défaut augmente rapidement avec la diminution du nombre de spires en défaut. Ce résultat montre qu'après un court-circuit franc d'un faible nombre de spires d'une phase des MSAP, un courant de défaut d'amplitude importante peut s'établir, ce qui risque d'entraîner un échauffement excessif des spires court-circuitées.
- Lors du dimensionnement des machines synchrones ou asynchrones, il est généralement admis que l'harmonique d'espace de bobinage de rangs multiples de trois n'affecte pas le comportement de ces machines. De ce fait, ces harmoniques, à l'origine des harmoniques de rangs multiples de 3 de la fém dans les machines saines ne perturbent pas leur comportement. Par contre en cas de défaut de court-circuit entre spires ces harmoniques de fém, sont à l'origine des harmoniques de courant de rangs multiples 3. Ainsi, les études spectrales des courants des MSAP et MAS ont mis en évidence l'apparition de l'harmonique de rang 3 dans les formes d'onde des courants des phases en cas de défaut. La détection de cet harmonique dans la forme d'onde du courant d'une phase peut alors être considérée comme une signature d'un défaut électrique ; la sévérité de défaut pourrait également être évaluée par l'importance de son amplitude. On pourrait aussi déterminer la phase en défaut en détectant la phase qui a le taux le plus élevé d'harmonique de rang 3.
- Le déséquilibre des courants induit après un défaut électrique du bobinage statorique devient détectable lorsque la sévérité du défaut dépasse un certain niveau. Ce déséquilibre des courants conduit à l'apparition d'une part de la composante inverse du courant et d'autre part des ondulations de couple d'une fréquence égale à deux fois la fréquence d'alimentation. Le déséquilibre des courants en cas de défaut induit aussi des modifications dans les composantes directes et en quadrature du courant statorique. Ces effets peuvent être également utilisés comme des signatures pertinentes de défauts électriques, notamment celui de court-circuit entre spires.

Dans le dernier chapitre, nous nous sommes intéressés aux moyens possibles de réduction des courants de court-circuit dans les machines à aimants permanents afin de limiter l'impact d'un tel défaut et disposer d'un temps suffisant pour arrêter le système en toute sécurité. Une méthode basée sur la segmentation des aimants sous un pôle qui n'est en fait qu'une démultiplication du nombre de pôles au rotor sans modification du bobinage statorique est proposée. L'idée de base étant de réduire le flux dans les bobinages statoriques pour réduire le courant de court-circuit. En effet, le courant de défaut étant régi par le rapport du flux et de l'inductance ; cette technique réduit fortement le flux rotorique et ne modifie pas l'inductance des phases statoriques. C'est une architecture qui rejoint l'idée des machines Vernier à aimants [Mat 07] conçue pour des applications à basse vitesse et fort couple où la denture rotorique est remplacée par une succession d'aimants. L'approche menée consiste à adapter le nombre de pôles au rotor pour « s'accrocher » sur un harmonique de champ tangentiel du stator. L'objectif n'est pas de modifier le comportement mécanique de la machine (couple, vitesse) comme pour les machines Vernier



mais de modifier le comportement électrique (fréquence, courant de défaut, flux,..) à caractéristiques mécaniques fixées.

Le travail que nous avons mené tout au long de cette thèse n'est qu'un début de couplage entre les différentes approches de modélisation des défaut en vu de la surveillance et du diagnostic en ligne des machines électriques. Les modèles proposés peuvent certainement évoluer et être améliorés pour tenir compte de phénomènes ou situations que nous avons négligées. Les résultats de cette thèse peuvent être utilisés pour mettre en place des lois de commande d'actionneurs en tenant compte de la présence du défaut.

Les perspectives de nos travaux à court terme sont :

- L'établissement des expressions analytiques pour déterminer les paramètres des machines synchrones à aimants à rotor lisse, à plusieurs encoches par pôles et par phases. Ces expressions pourraient être par la suite utilisées pour la détermination du modèle circuit des machines asynchrones en présence de défauts électriques au stator.
- Prendre en compte la saturation dans les modèles analytiques
- Etablir des méthodes d'indentification en ligne des paramètres des modèles circuit en présence de défaut en s'appuyant sur les modèles développés.



# Références bibliographiques

- [Abe 02] A. Abed, "Contribution à l'étude et au diagnostic de la machine asynchrone", Thèse de doctorat, Université de Henri Poincaré, Nancy-I, France, 2002.
- [Aki 08]] B. Akin, U. Orguner, H.A. Toliyat, M. Rayner, "Low Order PWM Inverter Harmonics Contributions to the Inverter-Fed Induction Machine Fault Diagnosis," *Industrial Electronics, IEEE Transactions on* , vol.55,no.2, pp.610-619, Feb. 2008.
- [All 88] Allianz, "Présentation des avaries. Machines électriques tournantes", cahier des préventions. CP2, 1988.
- [And 08] R. N. Andriamalala, H.Razik, L. Baghli, F-M. Sargos, "Eccentricity Fault Diagnosis of a Dual-Stator Winding Induction Machine Drive Considering the Slotting Effects", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Volume 55, Issue 12, , pp. 4238 – 4251, Dec. 2008.
- [Ark 05] M. Arkan, D. Kostic-Perovic and P.J. nsworth (2005) , "Modeling and simulation of induction motors with inter-turn faults for diagnostics ", *ELSEVIER Journal of Electric Power System Research (EPSR)*, Vol.75, No.1, Pages 57-66, 2005.
- [Ayd 07] Aydin, M. Zhu, Z.Q. Lipo, T.A. Howe, D. , (2007)" Minimization of Cogging Torque in Axial-Flux Permanent-Magnet Machines: Design Concepts", *IEEE. Trans. Magnetics*, Volume 43, Issue 9, Sept. 2007.
- [Bac 02] Smail Bachir, "Contribution au diagnostic de la machine asynchrone par estimation paramétrique", Thèse de doctorat, Université de Poitiers, France, 2002.
- [Bac 06] Smail Bachir, Slim Tnani, Jean-Claude Trigeassou, G.Champenois, "Diagnosis by parameter estimation of stator and rotor faults occurring in induction machines", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 53, num. 3, pp. 963-973, 2006 .
- [Bag 97] L. Baghli, L. Hein, H. Razik & A. Rezzoug, "Modelling rotor cage induction motors for default detection", *IEEE International SDEMPED'97*, France, pp. 41-47, Sep. 1997.
- [Bel 00] A. Bellini, F. Filippetti, G. Franceschini & C. Tassoni, "Towards a correct quantification of induction machines broken bars through input electric signals", *ICEM'00*, Finland, pp. 781-785, 28-30, aug. 2000.
- [Ben 98] A. Bentounsi, "On Line Diagnosis of Defaults on Squirrel Cage Motors Using FEM", *IEEE Transactions On Magnetics*, Vol. 34, No. 5, September 1998.
- [Bia 02] Bianchi N., S. Bologniani, "Design techniques for reducing cogging torque in surface mounted PM motors", *IEEE Trans. Industrial Application*, Vol. 38, No. 5, October 2002.
- [Bia 05a] N. Bianchi; *Electrical Machine Analysis using Finite Elements*, Taylor & Francis, 2005.

- [Bia 05b] N. Bianchi, S. Bolognani, , F. Luise, "Analysis and Design of a PM Brushless Motor for High-Speed Operations", *Energy conversion, IEEE transactions on*, Volume: 20, Issue: 3, 629- 637, Sept. 2005.
- [Bia 05c] N. Bianchi, S. Bolognani, "Tolerant PM Motors in Automotive Applications", *IEEE Conf. on Vehicle and power propulsion*, Chicago, pp. 747-755, 2005.
- [Big 94] R. Bigret and J. L. Féron, *Diagnostic, maintenance, disponibilité des machines tournantes* , Editions MASSON, Paris, Décembre 1994.
- [Bon 92] A. H. Bonnett, G. C. Soukup, "Cause and analysis of stator and rotor failures in three-phase squirrel cage induction motors" *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol.28 no.4, pp 921-937, Aug 1992.
- [Bon 93] A. H. Bonnett, "Cause and analysis of Anti-Friction Bearing Failures in A.C Induction Motors" *IEEE Transactions on Industry Application*, pp 14 - 23, Sept/Oct 1993.
- [Boi 07b] T. Boileau, B. Nahid-Mobarakeh, F. Meibody-Tabar, " Back-EMF Based Detection of Stator Winding Inter-turn Fault for PM Synchronous Motor Drives", *IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference (VPPC)*, page(s): 95-100, Sept. 2007.
- [Bor 02] A. C. Borghi ; D. Casadei ; A. Cristofolini; M. Fabbri ; G. SERRA ; "Minimizing torque ripple in permanent magnet synchronous motors with polymer-bonded magnets" , *IEEE transactions on magnetics*, vol. 38 (2), n°2, pp. 1371-1377, 2002.
- [Cab 96] M. F. Cabanas, M. G. Melero, J.G. Aleixandre et J. Solares, "Shaft misalignment diagnosis of induction motors using current spectral analysis : A theoretical approach" *Proc. International Conference on Electrical Machines (ICEM)*, pp 384-390, 10 - 12 Septembre 1996.
- [Cas 05] R. Casimir, E. Bouteleux, H. Yahoui, G. Clerc, H. Henao, C. Delmotte, G.-A. Capolino, G. Houdouin, G. Barakat, B. Dakyo, G. Didier, H. Razik, E. Foulon, L. Loron, S. Bachir, S. Tnani, G. Champenois, J.-C. Trigeassou, V. Devanneaux, B. Dagues, J. Faucher, G. Rostaing and J.-P. Rognon, "Synthèse de plusieurs méthodes de modélisation et de diagnostic de la machine asynchrone à cage en présence de défauts", *Journal RIGE*, vol. 8, n° 2/2005, pp. 287-300, 2005.
- [Car 99] A. J. Marques Cardoso, S. M. A. Cruz & D. S. B. Fonseca., " Inter-turn stator winding fault diagnosis in three-phase induction motors, by Park's vector approach.", *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 14, no. 3, Sept. 1999.
- [Cou 97] P. Couneson. Cables souterrains haute tension. Cours de l'Université Libre de Bruxelles , *Energy Engineering*, Dec. 1997.
- [Cru 01] M.S. Cruz, and A. Cardoso, "Stator fault diagnosis in three-phase synchronous and asynchronous motors", *IEEE Transaction on Industrial Applications*, Vol.37, No.5, 2001.

- [Cus 08] J. Cusido, L. Romeral, J.A. Ortega, J.A. Rosero, A. Garcia spinosa, "Fault Detection in Induction Machines Using Power Spectral Density in Wavelet Decomposition," *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol.55, no.2, pp.633-643, Feb. 2008.
- [Dai 05] M. Dai, A Keyhani, Sebastian T., "Fault Analysis of a PM Brushless DC Motor Using Finite Element Method", *IEEE Transaction On Energy Conversion*, vol.20, No.1, 2005.
- [Del 95] C. Delforge and B. Lemaire-smail, "Induction machine modelling using finite elements and permeance network methods," *IEEE Trans. Magn.*, vol. 31, no. 3, pp. 2092–2095, May 1995.
- [Dev 01] V. Devanneaux, H. Kabbaj, B. Dagues et J. Faucher, "An accurate model of squirrel cage induction machines under static, dynamic or mixed eccentricity" *Proc. IEEE SDEMPED 2001*, pp.121-126, Septembre 2001.
- [Did 04] G. Didier, *Modélisation et diagnostic de la machine asynchrone en presence de défaillances*, Thèse de doctorat, Université de Henri Poincaré, Nancy-I, France, 2004.
- [Did 07] G. Didier, E. Ternisien, O. Caspary, H. Razik, "A new approach to detect broken rotor bars in induction machines by current spectrum analysis", *Journal of Mechanical Systems and Signal Processing (MSP)*, vol. 21, n° 2, pp. 1127-1142, Feb.07.
- [Din 09] Ding T., Takorabet N., Sargos F.M., Wang X., "Design and Analysis of different Line-Start PM Synchronous Motors for Oil-pump Applications", *IEEE transactions on magnetics*, 45(3), pp: 1816-1819, March 2009.
- [Elk 92] N. M. Elkasabgy, A. R. eastham, G. E. Dawson, "Detection of broken bars in the cage rotor on an induction machine" *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol.28, no.1, Part 1, pp. 165-171, Feb. 1992.
- [Far 08] J. A. Farooq, R. Tsarafidy, D. Abdesslem, A. Miraoui, "Modelling and simulation of stator winding inter-turn faults in permanent magnet synchronous motors" , *COMPEL*, Volume: 27, Issue: 4, 2008.
- [FEMM 4] Finite Element Method Magnetics software, David Meeker, ver. 4.
- [Flux 07] CEDRAT, Flux\_2D, CAD Package for Electromagnetic and Thermal analysis using finite element, version 9.20, 2007.
- [Fil 00] F.Filipetti, G.Franceschini, C.Tassoni, P.Vas, "Recent developments of induction motor drives fault diagnosis using AI techniques", *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, Vol.47, No.5, , pp.994-1004, 2000.

- [Fil 94] F. Fillippitti, G. Franceshini, C. Tassoni & P. Vas, Broken bar detection in induction machine : comparaison between current spectrum approach and parameter estimation approach, IAS'94, USA, pp. 94-102, 1999.
- [Fod 05] D. Fodorean, "Conception et réalisation d'une machine synchrone à double excitation : Application à l'entraînement direc", Thèse de Doctorat, Université de Technologie de Belfort-Montbéliard, 2005.
- [Fod 08] D. Fodorean, A. Miraoui, *Dimensionnement rapide des machines synchrones à aimants permanents (MSAP)*, Editions Technique. des Ingénieur T.I. ©.
- [Ger 08] C. Gerada; K.J Bradley, "Integrated PM Machine Design for an Aircraft EMA", Industrial Electronics, IEEE Transactions on, Volume 55, Issue 9, Page(s):3300 – 3306, Sept. 2008.
- [Geu 06] L. Geun-Ho, K. Sung-II, H. Jung-Pyo, B. Ji-Hyung, " Torque Ripple Reduction of Interior Permanent Magnet Synchronous Motor Using Harmonic Injected Current", IEEE Transactions on, Volume 44, Issue 6, pp.1582-1585, Nov. 2006.
- [Ham 94] E. S. Hamdi, *Design of small electrical machines*, John Wiley, 1994.
- [Haw 96] D. Howe, K. Ngand Z. Q. Zhu, "Open-circuit field distribution in a brushless motor with diamatically magnetized PM rotor, accounting for slotting, and eddy current effects", IEEE Trans.Trans. Magnetics, vol.32, no.5, pp5070-5072, sep. 1996.
- [Hen 99] D. Henry, Diagnostic et contrôle de cohérence des systèmes multivariables incertains, Thèse de doctorat, Université Bordeaux I, France, 1999.
- [Hos 08] S.M. Hosseini, M. Agha-Mirsalim, M. Mirzaei, " Design, Prototyping, and Analysis of a Low Cost Axial-Flux Coreless Permanent-Magnet Generator ", IEEE. Trans. Magnetics ,Volume 44, Issue 1, jan 2008.
- [Hou 02] G. Houdouin, G. Barakat, B Dakyo, E. Destobbeleer, " A Method for the simulation of inter-turn short circuits in squirrel cage induction machines", EPE-PEMC, Croatia, 2002.
- [Hou 03] G. Houdouin, G. Barakat, B Dakyo, E. Destobbeleer, " A winding function theory based global method for the simulation of faulty induction", IEEE International Electric Machines and Drives , 2003.
- [Ise 97] R. Isermann & P. Balle, Trends in the application of model-based fault detection and diagnosis of technical process, Control Engineering Practice, VOL. 05, NO. 05, pp. 709-719, 1997.
- [Ish 93] T. Ishikawa, G.R. Slemon, " A method of reducing ripple torque in permanent magnet motorswithout skewing", IEEE Transactions on Magnetics, Mar 1993 Vol. 29, Issue: 2, page(s): 2028-2031.

- [Jia 05] W. Jiabin , W. Weiya , G.W. Jewell, D. Howe, "Design of a miniature permanent-magnet generator and energy storage system ", *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, Volume: 52, Issue: 5, page(s): 1383- 1390, Oct. 2005.
- [Jok 00] G. M. Joksimovic, J. Penman, "The detection of inter-turn short circuits in the stator windings of operating motors" *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol.47, no.5, pp. 1078-1084, Oct. 2000.
- [Jun 06] J.-H. Jung, J.-J. Lee, B.-H. Kwon, "Online Diagnosis of Induction Motors Using MCSA," , *Industrial Electronics, IEEE Transactions on* , vol.53, no.6, pp.1842-1852, Dec. 2006.
- [Kal 04] C. S., Kallesoe; P., Vadstrup; H., Rasmussen; R., Izadi-Zamanabadi, "Estimation of stator winding faults in induction motors using an adaptive observer scheme" , *Industry Applications Conference, IAS*, 2004.
- [Kan 06] S. Kanerva, A. Arkkio, "Extraction of circuit parameters from time stepping FEM computation for coupled field-circuit simulation", *COMPEL*, VOL.25, NO.2, pp.334-343, 2006.
- [Khe 94] A. Kheloui, "Contribution à la modélisation et à la commande d'ensemble convertisseur statiques- machine synchrone de forte puissance", Thèse de doctorat de l'INPL, Nancy, 1994.
- [Khu 01] A. Khurram, "Position and speed sensor-less control of permanent magnet synchronous motors." Ph.D. dissertation, Michigan State University, MI, 2001.
- [Kio 06] A. Kioumars, M. Moallem, B.Fahimi, "Mitigation of Torque Ripple in Interior Permanent Magnet Motors by Optimal Shape Design", *IEEE Transactions on Magnetics* , Volume 42, Issue 11, Page(s):3706-3711, Nov. 2006.
- [Kli 88] G. B. Kliman, R. A. Koegl, J. Stein, R. D. Endicott & M. W. Madden, "Noninvasive detection of broken rotor bars in operating induction motors", *IEEE Trans. on Energy Conversion*, VOL. 03, NO. 04, pp. 873-879, Decembre 1988.
- [Kli 96] G. B. Kliman, W. J. Permerlani ,R. A. Koegl, "A new approach to on-line turn fault detection in ac motors", *IEEE-IAS Conf.*, 1996.
- [Kog 97] V. Kogan & B. Nindra. "Investigation of high voltage stator winding vibrations in full-scale slot model". In *Electrical Insulation Conference*, pages 155-166, Sept.1997.
- [Kyu 03] K.Kyusung, A.G. Parlos, R. Mohan Bharadwaj, " Sensorless fault diagnosis of induction motors", *Industrial Electronics, IEEE Trans. On* ,Vol. 50, no. 5, pp:1038 – 1051, Oct. 2003.



- [Lap 07] B. Laporte, *Machines électriques tournantes: conception, dimensionnement, fonctionnement*, Editeur Ellipses, 2007.
- [Lat 06] Lateb, R., Takorabet, N. Meibody-Tabar, F.; "Effect of magnet segmentation on the cogging torque in surface-mounted permanent-magnet motors ", Magnetics, IEEE Transactions on, Volume 42, Issue 3, Page(s):442-445, March. 2006.
- [Lee 03] S.bin Lee, R. M. Tallam, and T.G. Habetler, "A robust on-line turn-fault detection technique for induction machines based on monitoring the sequence component impedance matrix", IEEE transaction on power electronics, vol.18, No.3, 2003.
- [Leo 85] W. Leonhard, *Control of electrical drives*, Springer-Verlag, 1985.
- [Lou 04] J. P. Louis, "Modèles pour la commande des actionneurs électriques ", Livre publiée par Lavoisier, 2004, ISBN 2-7462-0917-9.
- [Luo 95] X. Luo, Y. Liao, H.A. Toliyat and T.A. Lipo, "Multiple coupled circuit modelling of induction machines", IEEE Trans. Industrial Application.,vol.31, pp. 311–317, 1995.
- [Mah 09] A. Mahyob ; P. Reghem ; G. Barakat ;" Permeance Network Modeling of the Stator Winding Faults in Electrical Machines", IEEE transactions on magnetics, , Vol. 45, no 3 (947 p.) ,2009 .
- [Mal 99] M. G. Maléro, M. F. Cabanas, F. R. Faya, C. H. Rojas & J. Solares, Electromagnetic torque harmonics for on-line inter turn short circuits detection in squirrel cage induction motors, EPE'99, Lausanne, Suisse, September, 1999.
- [Mar 03] J.P. Martin," Contribution à l'alimentation en tension de machines synchrones à aimants permanents à nombre de phase élevé : fonctionnement normal et dégradé", Thèse de doctorat de l'INPL, Nancy, 2003.
- [Mar 07] J.P. Martin, S. Pierfederici, F. Meibody-Tabar, P. Letellier," Synthèse des méthodes de filtrage du couple des MSAP polyphasées en modes normal et dégradé". Revue Internationale de Génie Electrique, vol. 10, n° 1-2, pp. 117-149, Avril 2007.
- [Mat 07] D.Matt, F.Nierlich, G.Balducci, P.Enrici, J.Jac, T.Martire," Moteur électrique à fort couple massique pour l'aéronautique", Revue RIGE, VOL 10/3-4 - 2007 - pp.403-427, 2007.
- [Mec 06] Mecrow B.C., A. G. Jack, D. J. Atkinson, S. R. Green, G. J. Atkinson, A. King, B. Green, (2006), "Design and testing of a four-phase fault-tolerant permanent-magnet machine for an engine fuel pump", IEEE Trans. Energy Conversion., Vol. 19, NO. 4, March. 2006.
- [Mi 06] C. C. Mi,"Analytical design of permanent-magnet traction-drive motors", Magnetics, IEEE Transactions on, Volume 42, Issue 7, Pp(s):1861-1866, July. 2006.

- [Moh 07] O.A. Mohammad, Z. liu, S. Liu, and N. Y. Abed, "Internal Short Circuit Fault Diagnosis for PM Machines Using FE-Based Phase Variable Model and Wavelets Analysis", IEEE Transaction On Magnetics, vol.33, No.4, 2007.
- [Moh 85] O.A. Mohammad, N.A. Demerdash, "A 3-D finite element perturbation method for determining saturated values of transformer winding inductances including experimental verification, IEEE Transaction On Magnetics, vol.21, No.5, 1985.
- [Mor 99] S. Moreau, Contribution à la modélisation et à l'estimation paramétrique des machines électriques à courant alternatif: Application au diagnostic, Thèse de doctorat, Université de Poitiers, France, 1999.
- [Mul 94] G. H. Muller et C. F. landy, "A novel method to detect rotor bars in squirrel cage induction motors when interbar currents are present" IEEE Power Engineering Society Meeting, Vol. 3, number of pages: 4, July 2003.
- [Naï 00] Naït-Saïd M.S., Benbouzid M.E.H. et Benchaid A., "Detection of broken bars induction motors using an extended Kalman filter for rotor resistance sensorless estimation" IEEE Transactions on energy conversion, Vol.15, no.1, pp. 66-70, Mars 2000.
- [Nan 99] S. Nandi, H. A. Toliyat, "Condition monitoring and fault diagnosis of electrical machines – a review" IEEE Industry Applications Conference.Thirty-Fourth IAS Annual Meeting, Vol.1, pp.197-204, Phoenix, USA, 1999.
- [Noe 04] Noel C., Takorabet N., Meibody-Tabar F., "Short-Circuit Current Reduction Technique for Surface Mounted PM Machines in High Torque-Low Speed Applications", IAS, 2004.
- [Odo 85] P. O'Donnell, "Report of large reliability survey of industrial and commercial installations, Part 1", IEEE Transaction on Industry Applications, Vol. IA,21, N° 4, aug. 1985, pp 853 – 864.
- [Ond 06] O. Ondel, "diagnostic par reconnaissance des formes : application a un ensemble convertisseur – machine asynchrone", Thèse de doctorat, Ecole central de Lyon France, 2006.
- [Par 07] Parsa L. and H. Toliyat, "Fault-Tolerant Interior-Permanent-Magnet machines for Hybrid Electric Vehicle Applications," IEEE Trans. on vehicular technology, vol. 56, no. 4, july 2007.
- [Pin 07] Ping Z., Jing Z., Han, J., Jie W., Zhiyuan Y., Ranran L., " Optimization of the Magnetic Pole Shape of a Permanent-Magnet Synchronous Motor", IEEE Transactions on, Volume 43, Issue 6, Page(s):2531-2537, June 2007.
- [Pöy 03] S. Pöyhönen, M. Negrea, P. Jover, A. Arkkio, H. Hyötyniemi, "Numerical magnetic field analysis and signal processing for fault diagnostics of electrical machines", Journal COMPEL ; Volume: 22 , Issue: 4, 2003.

- [Rai 00] B. Raison, "Détection et localisation de défaillances sur un entraînement électrique" Thèse de doctorat de l'Institut National Polytechnique de Grenoble, Septembre 2000.
- [Ram 00] C. Ramirez, M. Xuan, J. J. Simond, D. Schafer, and E. Stephan, "Synchronous machines parameters determination using finite element method", ICEM, 2000.
- [Ram 06] T. Raminosa, "Optimisation Des Performances Des Machines Synchro-Reluctantes par Reseaux de Permeances", Thèse de doctorat de l'INPL, Nancy, 2006.
- [Raz 06] H. Razik, *La machine asynchrone à vitesse variable: capteurs, modèles, contrôle et diagnostic*, Editeur Hermes Science, 2006.
- [Rif 88] Rifa, "Capacitors. data sheets", pp.80-85, 1988.
- [Sah 06] M., Sahraoui; A., Ghoggal; S. E., Zouzou; A., Aboubou; H., Razik, "Modelling and Detection of Inter-Turn Short Circuits in Stator windings of Induction Motor", IEEE Industrial Electronics, IEEE IECON conf., 2006 .
- [Sal 97] G. Salles, " Surveillance et diagnostic des défauts de la charge d'un entraînement par machine asynchrone" Thèse de doctorat de l'Université Claude Bernard Lyon1, Janvier 1997.
- [Saw 99] T. Swata , P.C. Kajer, C. Cossar, T.J.E.Miller , "Study on operation under faults with the single phase SR generator", IEEE Trans. Industry Application, vol.35, no.4, pp.774-781, 1999.
- [Sch 99] Schaeffer E., Diagnostic des machines asynchrones : modèles et outils paramétriques dédiés à la simulation et à la détection de défauts, Thèse de doctorat, Université de Nantes, France, 1999.
- [Sch 06] C. Schlensock , M.H. Hameyer, K., (2006), "Combined numerical and analytical method for geometry optimization of a PM motor ", IEEE. Trans. Magnetics, Volume 42, Issue 4, April 2006.
- [Sem 05] E., Semail, F. Meibody-Tabar , M. F. Benkhoris , H. Razik , M. Pietrzak-David , E. Monmasson, A. Bouscayrol, B. Davat, P. Delarue, B. de Fornel, J. P. Hautier, J. P. Louis et S. Piefederici, "Représentations systèmes multimachines (SMM) de machines polyphasées". Revue Internationale de Génie Electrique, vol. 8, mai 2005, pp. 221-239.
- [Sem 08] E. Semail, X. Kestelyn, F. Locment, "Fault Tolerant Multiphase Electrical Drives: The impact of design", Eur. Phys. J. Appl. Phys., Vol. 43, N°. 2, pages. 159-163, 8-2008.
- [Seo 07] Seok Jang ; Han-Wook Cho ; Sang-Kyu Choi , (2007), " Design and Analysis of a High-Speed Brushless DC Motor for Centrifugal Compressor", IEEE. Trans. Magnetics, Volume 43, Issue 6, june 2007.

- [Sha 07] M. A. Shamsi-Nejad, Architectures d’Alimentation et de Commande d’Actionneurs Tolérants aux Défauts - Régulateur de Courant Non Linéaire à Large Bande Passante, Thèse de doctorat de l’INPL, Nancy, 2007.
- [Sob 98] Sobczyk T. J., Izworski A., "Recognition of rotor eccentricity of induction motor based on the fourier spectra of phase currents" Proc. ICEM'98, pp.408 – 413 , Vol 1, sep. 1998 .
- [Spr 07] J. Sprooten, "Finite element and electrical circuit modelling of faulty induction machines {study of internal effects and fault detection techniques}", PhD thesis, Université Libre de Bruxelles (ULB), 2007.
- [Tak 08] N. Takorabet, J.P. Caron, B. Vaseghi, B. Nahidmoubarakeh, F. Meibody-tabar, "Study of Different Architectures of Fault Tolerant Actuator Using Double Star PM Motor", IEEE IAS Annual meeting, Proc. CDRM, Alberta Canada, October 2008.
- [Tal 02] R. M. Tallam, T. G. Habetler and R. G. Harley, "Transient model for induction machines with stator winding turn faults", IEEE Transaction on Industrial Applications, Vol.38, No.3, 2002.
- [Tal 07] R.M. Tallam, Sang Bin Lee, G.C. Stone, G.B. Kliman, Jiyeon Yoo, T.G.Habetler, R.G. Harley, "A Survey of Methods for Detection of Stator-Related Faults in Induction Machines", Industry Applications, IEEE Transactions on , vol.43, no.4, pp.920-933, July-Aug. 2007.
- [Tha 08] D. Thailly, R. Romary, D. Roger, J-F. Brudny, "Attenuation of magnetic field components through an AC machine stator", COMPEL, Vol. 27, Issue: 4, 2008.
- [Tho 99] W.T. Thomson, "A review of on-line condition monitoring techniques for three-phase squirrel-cage induction motors: Past, present and future" Proc. IEEE SDEMPED 1999 – Symposium on Diagnostics for Electric Machines, Power Electronics and Drives, pp.3-18, Sep. 1999.
- [Tho 95] O.V. Thorsen, M. Dalva, "A survey of fault on induction motors in offshore oil industry, petrochemical industry, gas terminals, and oil refineries", IEEE Transactions on Industry Applications, Vol.31, no.5, pp.1186-1196, September 1995.
- [Tho 99] W.T. Thomson, "A review of on-line condition monitoring techniques for three-phase squirrel-cage induction motors – past present and future“, IEEE International Symposium on Diagnostics for Electrical Machines”, Power Electronics and Drives Conf., IEEE SDEMPED Conf., 1999.
- [Tho 06] J. S. Thomson, C. S. Kallesoe, "Stator fault modelling of induction motors", SPEEDAM Conference, 2006.

- [Tol 95] H.A. Toliyat and T.A. Lipo, "Transient analysis of cage induction machines under stator, rotor bar end-ring faults", *IEEE Trans. Energy Conversion*, pp. 241–247. 1995.
- [Tri 88] J.C. Trigeassou, *Recherche de modèles expérimentaux assistée par ordinateur*, Technique et Documentation Lavoisier, Paris 1988.
- [Tri 00] J.C. Trigeassou, T. Poinot & S. Moreau, "A methodology for estimation of physical parameters", 16th IMACS, Applied mathematics and simulation, Lausanne, Suisse 2000.
- [Val 92] V. Valkenburg, *Basic Electricity*, Nooger & Neville Inc., 1992.
- [Vas 94] P. Vas, F. Filippetti, G. Franceschili and C. Tassoni, "Transient modelling oriented to diagnostics of induction machines with rotor asymmetries", ICEM'94, Dec. 1994.
- [Vas 98] P. Vas, *Sensorless Vector and Direct Torque Control.*, Oxford University Press, London, U.K., 1998.
- [Vas 07] B. Vaseghi, B. Nahid-Mobarakeh, N. Takorabet, F. Meibody-tabar, "Modelling of non-salient PM synchronous Machines under stator winding inter-turn fault conditions: Dynamic model-Fem Model", IEEE VPPC'07, Texas USA, 2007.
- [Vas 08a] B. Vaseghi, N. Takorabet, B. Nahidmobarakeh, F. Meibody-tabar, "Modelling and FEM Validation of PM Synchronous Machines under Stator Winding inter-turn Fault", IEEE ELECTRIMACS, Quebec Canada, June 2008.
- [Vas 08b] B. Vaseghi, N. Takorabet, F. Meibody-Tabar, "Modelling of IM with Stator Winding inter-turn Fault Validated by FEM", IEEE ICEM'2008, Proc. PD3-2, Portugal, September 2008.
- [Vas 08c] B. Vaseghi, B. Nahidmobarakeh, N. Takorabet, F. Meibody-tabar, "Experimentally Validated Dynamic Fault Model for PMSM with Stator Winding inter-turn Fault", IEEE IAS 2008 Annual meeting, Proc. CDROM, Alberta Canada, October 2008.
- [Vas 09a] Vaseghi B., Takorabet N., and Meibody-Tabar F., "Fault Analysis and Parameter Identification of PM Motors by the Finite Element Method", *IEEE Transactions on Magnetics*, Volume 45, Issue 9, 2009.
- [Vas 09b] B. Vaseghi, N. Takorabet, and F. Meibody-Tabar, "Stator Turn Fault Study and Parameter Extraction of Induction Machines Using FEM", *Journal COMPEL*, accepted June 2009 (may 2010).
- [Vas 09c] B. Vaseghi, N. Takorabet, and F. Meibody-Tabar, "Transient Finite Element Analysis of Induction Machines with Stator Winding Turn Fault", *Journal Progress in Electromagnetics Research*, PIER 95, 1-18, 2009.

- [Wal 94] Walliser R. F., Landy C. F., "Determination of interbar current effect in the detection of broken bars in squirrel cage induction motors" IEEE Transactions on Energy conversion, Vol. 9, Issue 1, pp.152-158, March 1994.
- [Wat 99] J. F. Watson, N. C. Paterson, and D. G. Dorrel, "Use of finite element methods to improve techniques for the early detection of faults in induction motors", IEEE Transaction on Energy Conversion, vol.14, No.3, 1999.
- [Wu 08] Wu, S. Song, L. Cui, S., "Study on Improving the Performance of Permanent Magnet Wheel Motor for the Electric Vehicle Application", IEEE Transactions on, Volume 43, Issue 1, Page(s): 438-442, Jan: 2008.
- [Xia 00] W. Xiangheng, C. Songlin, W. Weijian, S. Yuguang & L. Xu., "A study of armature winding internal faults and protection schemes for turbogenerators", In IEEE Industry Applications Conf., volume 1, Oct. 2000.
- [Xua 99] M.Tu. Xuan, C. Ramirez, B. Kawkabani, J.J. Simond, " Automatic determination of laminated salient-pole synchronous machines parameters based on the finite element method", Electrimacs 1999.
- [Yah 95] Yahoui H., J. Seetohul, Grellet G., Jammal A., "Detection of broken bar or end-ring fault in asynchronous machines by spectrum analysis of the observed electromagnetic torque through supply cable", Revue Européenne de Diagnostic et Sécurité de Fonctionnement, Vol.5, no.4, 1995.
- [Yon 08] Yong Li, Jingwei X., Tianbao W., Yongping Lu, "Programmable Design of Magnet Shape for Permanent-Magnet Synchronous Motors With Sinusoidal Back EMF Waveforms", Magnetics, IEEE Transactions on, Volume 44, Issue 9, Page(s): 2163-2167, Sep. 2008.
- [Zar 06] Zarko, D., Ban, D. Lipo, T.A., "Analytical Solution for Cogging Torque in Surface Permanent-Magnet Motors Using Conformal Mapping", Magnetics, IEEE Transactions on, Volume 44, Issue 1, Page(s):52-65, July. 2006.
- [Zid 08] F. Zidani, D. Diallo, M.E.H. Benbouzid, R. Nait-Said, "A Fuzzy-Based Approach for the Diagnosis of Fault Modes in a Voltage-Fed PWM Inverter Induction Motor Drive,", Industrial Electronics, IEEE Transactions on , vol.55, no.2, pp.586-593, Feb. 2008.
- [Zhu 09] L. Zhu ; S. Z. Jiang ; Z. Q.Zhu ; C. C. Chan ; "Analytical Methods for Minimizing Cogging Torque in Permanent-Magnet Machines", IEEE transactions on magnetics, vol. 45, n°4, pp. 2023-2031,2009.

# ANNEXES

## Annexe A

### Caractéristiques du moteur Synchrone a aimant étudié

Caractéristique	Valeur	Unité
Nombre de paire de pole	4	-
Nombre d'encoche statoriques	24	-
Nombre de spire / encoche	40	-
Type d'enroulement	Distribué	-
Connexion d'enroulement	Etoile (Y)	-
Rayon extérieur du stator	73.3	mm
Rayon intérieur du stator	37.3	mm
Rayon intérieur du rotor	28.8	mm
Épaisseur de la frette	1	mm
Entrefer magnétique	1.5	mm
Type d'aimant	NdFeB	-
Longueur utile	44	mm
Résistance de phase	0.44	$\Omega$
Inductance de phase	2.8	mH
Tension de phase	50	V
Fréquence d'alimentation	66.67	Hz
Vitesse synchrone	1000	rpm
Fém (à 1000 rpm)	34	V
Courant de phase	19	A
Couple nominal	10.5	N.m



## Annexe B

### Caractéristiques du moteur Asynchrone étudié

Caractéristique	Valeur	Unité
Nombre de paire de pole	2	-
Nombre d'encoche statoriques	48	-
Nombre de spire / encoche	2*19	-
Type d'enroulement	Distribué Double couche	-
Connexion d'enroulement	Etoile (Y)	-
Rayon extérieur du stator	84	mm
Rayon intérieur du stator	69.5	mm
Rayon d'alésage	55	mm
Rayon extérieur du rotor	54.6	mm
Rayon de l'arbre	16.5	mm
Largeur de l'entrefer	0.4	mm
Longueur utile	160	mm
Résistance de stator	2.2	$\Omega$
Inductance de stator	108	mH
Résistance de rotor	0.4	$\Omega$
Tension de phase	220	V
Fréquence d'alimentation	50	Hz
Vitesse synchrone	1500	rpm
Glissement	4.1	%
Courant de phase	12	A
Couple nominal	37	N.m
Puissance utile	5.5	kW