

# THESE

Présentée pour obtenir le grade de

DOCTEUR DE L'UNIVERSITE DE TECHNOLOGIE DE  
BELFORT- MONTBELIARD

Ecole Doctorale : Sciences Pour l'Ingénieur et Microtechniques  
Spécialité : Sciences Pour l'Ingénieur

Par

**Jawad Ahmed FAROOQ**

Ingénieur en Génie Electrique

---

## **Etude du problème inverse en électromagnétisme en vue de la localisation des défauts de désaimantation dans les actionneurs à aimants permanents**

Soutenue publiquement le 05 décembre 2008 devant le jury composé de :

M. Alain NICOLAS	Professeur à l'Ecole Central de Lyon.	Président
M. Michel HECQUET	Professeur à l'Ecole Central de Lille.	Rapporteur
M. Hamid BEN AHMED	MCF-HDR à l'Ecole Normale Supérieure de Cachan.	Rapporteur
Mme. Afef LEBOUC	Directeur de Recherche CNRS, Institut National Polytechnique de Grenoble.	Examineur
M. Jean Claude VANNIER	Professeur à Supélec de Gif-sur-Yvette.	Examineur
M. Fahimi BABAK	Asstt. Professeur à l'Université d'Arlington Texas USA.	Examineur
M. Abdellatif MIRAOUI	Professeur à l'Université de Technologie de Belfort-Montbéliard.	Directeur de la thèse
M. Abdesslem DJERDIR	MCF-HDR à l'Université de Technologie de Belfort-Montbéliard.	Co-directeur de thèse

Thèse préparée à l'UTBM – Laboratoire Système Et Transport (SET)



*“ The immediacy of mystic experience simply means that we know God just as we know other objects. God is not a mathematical entity or a system of concepts mutually related to one another and having no reference to experience ”.*

**Dr. Allama Muhammad Iqbal**



A mes parents et toute ma famille



## Remerciements

Le travail de recherche présenté dans ce mémoire a été effectué au Laboratoire de Système et Transport (SET) de l'Université de Technologie de Belfort-Montbéliard (UTBM).

Je tiens à exprimer tout d'abord ma profonde gratitude à Monsieur Abdellatif MIRAOU, Professeur à l'UTBM, pour m'avoir accueilli au sein de son équipe, pour avoir dirigé ce travail, pour les nombreuses discussions que nous avons eu, malgré un emploi du temps chargé, pour sa sensibilité, son égard, le respect et la sympathie dont je fus témoin et pour m'avoir montré l'importance de la partie expérimentale dans notre domaine.

Je remercie sincèrement Monsieur Abdesslem DJERDIR, Maître de conférences HDR à l'UTBM pour avoir co-dirigé ce travail ainsi que pour ses nombreux conseils et son soutien tout au long de cette thèse.

Je suis très honoré que Messieurs Michel HECQUET, Professeur à l'Ecole central de Lille et Hamid BEN AHMED, Maître de conférences HDR à l'Ecole Normale Supérieur de Cachan, aient accepté de juger ce travail.

J'adresse aussi mes plus vifs remerciements à Monsieur Alain NICOLAS, Professeur à l'Ecole Central de Lyon, qui me fait l'honneur de présider mon jury.

Je suis également reconnaissant envers Monsieur Jean Claude VANNIER, Professeur à SUPELEC et Madame Afef LEBOUC, Directeur de recherche CNRS, d'avoir accepté d'examiner ce travail.

Je remercie chaleureusement toute l'Equipe du Laboratoire SET, les Thésards et mes amis pour l'atmosphère chaleureuse et amicale qu'ils ont su créer, pour leurs nombreux conseils, ainsi que pour l'aide qu'ils m'ont apportée durant ces années et tout particulièrement Messieurs D. Fodorean et T. Raminosa.

Que ceux qui sentent oubliés, trouvent dans cette phrase ma profonde gratitude et mes remerciements pour l'aide et le soutien apporté durant ces années.

Je suis immensément reconnaissant à mes parents qui m'ont soutenu tout au long de ma vie. Je leur dois beaucoup. Qu'ils reçoivent ici ma profonde gratitude pour leurs innombrables sacrifices. Merci.

Je ne pourrais clore ces remerciements sans une pensée très personnelle à mon épouse, pour le soutien et les encouragements constants qu'elle m'a apporté tout au long de ce travail ainsi que à mes enfants que j'aime beaucoup.

*Jawad Ahmed FAROOQ*



# Table des matières

<b>Introduction générale</b> .....	5
<b>Chapitre 1: Etat de l'art des défauts dans les machines synchrones à aimants permanents (MSAP)</b>	
1. Introduction .....	11
2. Généralités sur les machines électriques à aimants permanents .....	11
2.1. Les machines courant continu à aimants permanents .....	13
2.2. Les machines à aimants permanents sans balais .....	13
2.3. Les machines synchrones à aimants permanents .....	13
2.4. Les rotors de la machine à aimants permanents .....	14
2.4.1. Aimants en surface .....	14
2.4.2. Aimants insérés .....	15
2.4.3. Aimants enterrés .....	15
2.4.4. Aimants à concentration de flux .....	16
3. Surveillance d'état et diagnostic des défauts dans les machines électriques .....	16
3.1. Etude statistiques sur les défauts dans les machines électriques .....	17
3.2. Types des défauts dans les machines électriques .....	20
3.2.1. Défauts statoriques .....	20
3.2.1.1. Défauts des enroulements .....	20
3.2.1.1.1. Les défauts de type courts-circuits dans les enroulements .....	21
3.2.1.1.2. Autres causes de la défaillance des enroulements statoriques .....	22
3.2.1.2. Défaut de la culasse .....	22
3.2.1.2.1. Les causes principales de la défaillance de culasse .....	22
3.2.1.2.2. Les symptômes des défauts de la culasse .....	23
3.2.2. Défauts rotorique .....	23
3.2.2.1. Les défauts des aimants .....	24
3.2.2.2. Excentricité .....	25
3.2.2.3. Défauts du roulement .....	27
4. Les méthodes de modélisation et d'analyse des défauts .....	29
5. Les techniques de surveillance d'état .....	30
5.1. Surveillance électromagnétique .....	30
5.1.1. Surveillance du couple .....	30
5.1.2. Surveillance du flux magnétique .....	31
5.1.3. Surveillance du courant .....	31
5.1.3.1. L'approche du vecteur de Park .....	32
5.1.3.2. Surveillance de courant de séquence inverse .....	33
5.1.3.3. Harmonique du deuxième ordre dans le courant de l'axe d .....	34
5.1.3.4. L'analyse spectacle du courant .....	35
5.1.4. Surveillance de la tension .....	35
5.1.4.1. La tension de séquence inverse .....	35
5.1.4.2. La tension de séquence zéro .....	36
5.2. Surveillance Mécanique .....	37
5.2.1. Surveillance des vibrations .....	37
5.2.2. Surveillance de bruit (acoustique) .....	38
5.3. Surveillance thermique .....	38
6. Les techniques du traitement de signal ou des données .....	39
6.1. Transformée en Série de Fourier .....	39
6.2. Les techniques de types non stationnaires .....	40
6.2.1. Transformé de Fourier à court terme .....	40
6.2.2. Transformé d'ondelette .....	41
6.2.3. Les techniques d'intelligence artificielle .....	41
7. Système de surveillance et de commande des MSAP .....	42
8. Conclusion .....	43

## Chapitre 2 : Modélisation du défaut de désaimantation des aimants dans les MSAP

1. Introduction .....	47
2. Les matériaux magnétiques et le problème de désaimantation .....	47
2.1. La courbe B(H) .....	47
2.2. Causes de la désaimantation .....	51
2.2.1. Variations de la température .....	51
2.2.2. Influence des champs magnétiques – réaction de l'induit .....	52
2.2.3. Autres causes de la désaimantation .....	52
3. Modélisation analytique de la désaimantation des MSAP .....	52
3.1. Modèle analytique .....	52
3.1.1. Système des équations pour un aimant segmenté .....	53
3.1.2. Solution des équations différentielles .....	55
3.2. Validation du modèle: Cas d'une machine saine .....	59
3.3. Validation du modèle : Cas d'une machine désaimantée .....	62
4. Les inconvénients du modèle analytique .....	65
5. Modélisation de la désaimantation des MSAP à l'aide de la méthode de RDPE .....	65
5.1. Détermination des tubes de flux .....	66
5.1.1. Les perméances constantes .....	67
5.1.2. Les perméances variables .....	68
5.1.2.1. La méthode des éléments finis .....	70
5.1.2.2. La fonction longueur d'entrefer .....	71
5.1.2.3. Méthode d'Ostovic .....	72
5.1.2.4. Ostovic généralisée .....	74
5.1.2.4.1. Perméance de chevauchement .....	74
5.1.2.4.2. Perméance de frange .....	75
5.2. Model de l'aimant .....	75
5.3. Système des équations .....	76
5.4. Validation du modèle RDPE: Cas d'une machine saine .....	77
5.5. Validation du modèle RDPE: Cas d'une machine dégradée .....	79
5.6. Synthèse .....	80
6. Conclusion .....	81

## Chapitre 3 : Modélisation du défaut de court-circuit dans le bobinage statorique des MSAP

1. Introduction .....	85
2. Modélisation des courts-circuits statoriques dans les machines MSAP .....	85
2.1. Modèle dans le repère $abc$ : Machine Saine .....	85
2.2. Transformation de Park et le modèle $dq$ en repère tournant: Mode sain .....	90
2.3. Modèle de la machine dans le repère $abc$ : Mode de défaut de court-circuit entre spires .....	92
2.4. Modèle en repère $dq$ stationnaire avec défaut entre spires .....	96
3. Résultats de simulation du modèle .....	98
4. Validation du modèle par la méthode des éléments finis .....	100
5. Généralisation du modèle $abc$ aux court-circuit multiphasés .....	104
6. Conclusion .....	105

## Chapitre 4 : Détection des défauts de désaimantation et de court-circuit dans les MSAP

1. Introduction .....	109
2. Algorithme de détection du défaut de désaimantation .....	110
3. Simulations éléments finis de la machine avec des défauts .....	112
4. Détection de la désaimantation avec le modèle analytique .....	113
4.1. Résultats de simulation .....	113
4.2. Synthèse de la détection avec le modèle analytique .....	118

5.	Détection de la désaimantation avec le modèle RDPE .....	118
5.1.	Résultats de simulation .....	118
5.2.	Synthèse de la détection avec le modèle RDPE .....	123
6.	Détection du court-circuit dans le bobinage statorique de MSAP .....	123
7.	Conclusion .....	125

## **Chapitre 5 : Etude expérimentale et numérique en vue de validation des modèles développés**

1.	Introduction .....	129
2.	Présentation de la maquette d'essais .....	129
2.1.	Composants électromagnétiques .....	129
2.1.1.	Machine synchrone en test .....	129
2.1.2.	Machine à courant continu .....	131
2.1.3.	Capteur de position .....	131
2.2.	Composants électroniques .....	131
2.2.1.	Onduleur .....	132
2.2.2.	Système de contrôle en temps réel DSPACE .....	132
3.	Le capteur de position : résolveur .....	133
3.1.	Principe de fonctionnement du résolveur .....	133
3.2.	Convertisseur analogique/numérique (CAN) .....	135
3.2.1.	CAN par circuit intégré .....	135
3.2.2.	CAN logiciel .....	136
4.	Implantation du contrôle scalaire du MSAP .....	139
5.	Simulation expérimentale des défauts de court-circuit .....	144
5.1.	Le court-circuit monophasé entre spires .....	144
5.2.	Le court-circuit entre phases, biphasé .....	147
5.3.	Synthèse .....	149
6.	Simulation des défauts par la méthode des EF.....	150
6.1.	Résultats de simulations .....	152
6.2.	Synthèse .....	157
7.	Conclusion .....	158

<b>Conclusion générale</b> .....	161
----------------------------------	-----

Annexe I .....	163
Annexe II .....	171
Annexe III .....	173

<b>Références bibliographiques</b> .....	177
--	-----



# Liste des symboles

## Chapitre 1 :

ASDC :	Analyse spectrale de courant
$B_r$ :	Induction rémanente
EF :	Eléments finis
FMM :	Force magnétomotrice
FRD :	Force radiale du déséquilibre
IA :	Intelligence artificielle
$i_d$ :	Courant dans l'axe rotorique $d$
$i_q$ :	Courant dans l'axe rotorique $q$
MAPSB :	Machine à aimants permanents sans balais
MCC :	Machine courant continu à aimant
MSAP :	Machine synchrone à aimants permanents
$t$ :	Variable de temps
TFCT :	Transformé de Fourier à Court Terme
TO :	transformé d'ondelette
V :	Tension statorique entre phase et neutre
$v(t)$ :	Tension instantanée
$\omega$ :	Fréquence angulaire
Z :	Impédance d'une phase

## Chapitre 2 :

A :	Potentiel vecteur
$A_g$ :	Surface de l'entrefer
AP :	Aimants permanents
$A_{AP}$ :	Surface de l'aimant
$\alpha_{B_r}$ :	Coefficient de température réversible
$\alpha_p$ :	Ouverture de l'aimant
$\alpha_{mag}$ :	Ouverture angulaire d'un élément de l'aimant
$\alpha_s$ :	Ouverture angulaire d'une dent statorique
B :	Induction magnétique
$B_r$ :	Induction rémanente
EF :	Eléments finis
FEM :	Force électromotrice
g :	Longueur de l'entrefer
[G] :	Matrice de perméances

$H$ :	Champs magnétique
$H_c$ :	Champs Coercitif
$l_{AP}$ :	Longueur de l'aimant
$m$ :	Nombre de divisions radiales de l'aimant
MSAP :	Machine synchrone à aimants permanents
$N_h$ :	Nombre d'harmoniques
$N_s$ :	Nombre de spires dans une bobine
$p$ :	Nombre de paires de pôles
$P$ :	Perméance
$P_r$ :	Perméance radial
$P_t$ :	Perméance tangentiel
$\mathfrak{R}$ :	Réductance
RDPE :	Réseaux de perméance équivalente
$[U]$ :	Matrice de potentiel magnétique des noeuds
$\mu_0$ :	Perméabilité du vide
$\mu_r$ :	Perméabilité de la droite de recul
$\tau_d$ :	Distance entre un élément et le centre du pôle de référence
$\Omega$ :	Vitesse angulaire du rotor
$\phi$ :	Flux d'induction magnétique
$[\Phi]$ :	Matrice de sources des flux

### **Chapitre 3 :**

$B_m$ :	Coefficient de frottement
EF :	Eléments finis
$i_f$ :	Courant dans le branche court-circuitée
$i^s$ :	Vecteur de courants statorique dans le repère $abc$
$J$ :	Inertie du rotor
$L_d$ :	Inductance dans l'axe $d$
$L_q$ :	Inductances dans l'axe $q$
$L_S$ :	Matrice d'inductance
MSAP :	Machine synchrone à aimants permanents
$N_{cc}$ :	Nombre de spires court-circuitées dans une bobine
$N_s$ :	Nombre de spires dans une bobine
$p$ :	Nombre de paires de pôle
$R^s$ :	Matrice de résistance
$t$ :	Variable de temps
$T_{ch}$ :	Couple de charge
$T_e$ :	Couple électromagnétique
$v^s$ :	Vecteur de tensions statorique dans le repère $abc$

$\omega_r$ :	Pulsation rotorique
$\theta_r$ :	Position angulaire du rotor
$\Psi_m$ :	Amplitude de flux de l'aimant
$\sigma$ :	Rapport entre nombre de spires court-circuitées et nombre totale de spire dans une bobine
$\theta_f$ :	Emplacement du défaut

#### **Chapitre 4 :**

$B_r$ :	Induction rémanente
FEM :	Force électromotrice
FO :	Fonction objectif
MSAP :	Machine synchrone à aimants permanents
RDPE :	Réseaux de perméance équivalente

#### **Chapitre 5 :**

EF :	Eléments finis
k :	Rapport de transformation pour le résolveur
MCC :	Machine courant continu à aimant
MSAP :	Machine synchrone à aimants permanents
N :	Vitesse de rotation du moteur
$t$ :	Variable de temps
$U_0$ :	Amplitude du signal d'excitation de résolveur
$\omega_e$ :	Pulsation du signal d'excitation
$\theta_m$ :	Position angulaire absolue du rotor
$\sigma$ :	Rapport entre nombre de spires court-circuitées et nombre totale de spire dans une bobine





# Introduction générale

Dans le context énergétique actuel, la motorisation électrique des véhicules (routiers, ferroviaires, marins ou aériens), se positionne comme un atout dans l'optique d'un développement propre et durable. L'optimisation des chaînes de traction des véhicules par rapport à la consommation et aux rejets de polluants est le principal apport attendu de ce type de motorisation. Par ailleurs, les avancées technologiques des aimants permanents ont permis leur utilisation dans de nombreuses et nouvelles structures d'actionneurs. Ainsi, la machine synchrone à aimants permanents (MSAP) grâce à ses bonnes performances, notamment son efficacité énergétique, est considérée par les spécialistes comme, un candidat idéal pour les divers entraînements dans le transport. L'optimisation de ces actionneurs embarqués, où les performances volumiques et massiques sont de plus en plus poussées à leurs limites, est souvent tributaire des aimants permanents. Toutes ses raisons combinées à des critères de coût, se traduisent par une requête de minimisation des volumes (donc les épaisseurs) des aimants permanents utilisés. Ces derniers, déjà fragilisés par leur épaisseur réduite, doivent fonctionner dans des conditions très sévères à savoir : les températures élevées, les vibrations et les fortes intensités de courant causées par les démarrages/arrêts répétitifs des véhicules ou par les défauts d'isolation des bobines. Ceci a comme conséquence directe des effets néfastes sur le fonctionnement des aimants permanents. Le phénomène de la désaimantation diminue considérablement leur induction rémanente. Il est l'une de ces conséquences à la fois fréquente et préjudiciable pour la machine.

Le travail de cette thèse s'inscrit dans le cadre d'étude des défauts de désaimantation et d'isolation (court-circuit partiel) des bobinages dans les MSAP. L'objectif est de développer un modèle aidant à la compréhension de ces phénomènes, à la fois dans l'optique de réaliser des opérations de diagnostic mais également pour optimiser la conception de ces machines. Ce travail a été mené au cours des trois dernières années. Il est présenté dans ce rapport à travers cinq chapitres.

Dans le premier chapitre, un état de l'art sur le traitement des défauts dans les machines électriques est présenté. La majorité des défauts auxquels les machines sont exposées est citée avec une description brève de leurs conditions d'apparition et de leurs impacts sur les performances électromagnétiques des actionneurs. Un accent particulier

est mis sur les défauts de désaimantation des aimants et de court-circuit dans les MSAP. La problématique de la détection et diagnostique des défauts est également présentée afin de situer les contributions apportées par cette thèse.

Le deuxième chapitre est dédié au problème de désaimantation dans les MSAP. Tout d'abord, les différents facteurs responsables de la désaimantation sont discutés. Puis, deux modèles de ce phénomène sont développés dans le cas d'une MSAP à aimants en surfaces : modèle analytique et modèle basé sur les réseaux de perméances équivalents (RDPE, souvent considéré comme semi-analytique). L'objectif étant de proposer des modèles précis et rapides prenant en compte les paramètres géométriques et électriques de la machine. Enfin, les modèles proposés sont validés par des simulations par éléments finis (EF) en utilisant le logiciel Flux2D. Deux modes de fonctionnement de la MSAP: mode sain (sans désaimantation) et mode dégradé (avec désaimantation) sont étudiées.

Dans le troisième chapitre une modélisation dynamique des MSAP, prenant en compte le fonctionnement en mode de court-circuit, est proposée. Les étapes principales nécessaires à l'élaboration de ce modèle sont d'abord exposées. Ensuite une présentation de quelques résultats de simulation de court-circuits ainsi qu'une étude de validation du modèle à l'aide du logiciel Flux2D est effectuée.

Le quatrième chapitre s'intéresse à l'utilisation des modèles proposés, dans la détection des défauts. D'une part, un algorithme de détection de désaimantation est appliqué sur divers défauts préalablement simulés avec le logiciel Flux2D. En effet, à partir du signal mesuré de la FEM (issu du logiciel Flux2D et supposé comme entrée), le processus itératif de l'algorithme cherche la distribution de l'induction rémanente des aimants. D'autre part, la possibilité du développement de surveillance des MSAP à l'aide du modèle de court-circuit est mise en évidence.

Enfin, le cinquième chapitre présente la maquette expérimentale qui a été mise en place dans l'objectif de valider les modèles développés. Dans un premier temps, une description des différents composants de cette maquette est présentée. Le programme informatique mis au point pour réaliser la mesure de la position à l'aide d'un résolveur ainsi que les résultats pratiques obtenus sont fournis. Dans un deuxième temps, l'algorithme de contrôle-commande de la machine utilisant DSPACE est exposé et

commenté. Enfin, après avoir donné les résultats expérimentaux de plusieurs types de court-circuit (seuls défauts expérimentés à ce jour), une étude numérique par éléments finis est exposée afin de valider d'une part les mesures réalisées et d'autre part les modèles développés.



## *Chapitre 1*

# **Etat de l'art des défauts dans les machines synchrones à aimants permanents (MSAP)**

## SOMMAIRE – Chapitre 1

1.	Introduction .....	11
2.	Généralités sur les machines électriques à aimants permanents .....	11
2.1.	Les machines courant continu à aimants permanents .....	13
2.2.	Les machines à aimants permanents sans balais .....	13
2.3.	Les machines synchrones à aimants permanents .....	13
2.4.	Les rotors de la machine à aimants permanents .....	14
2.4.1.	Aimants en surface .....	14
2.4.2.	Aimants insérés .....	15
2.4.3.	Aimants enterrés .....	15
2.4.4.	Aimants à concentration de flux .....	16
3.	Surveillance d'état et diagnostic des défauts dans les machines électriques .....	16
3.1.	Etude statistiques sur les défauts dans les machines électriques .....	17
3.2.	Types des défauts dans les machines électriques .....	20
3.2.1.	Défauts statoriques .....	20
3.2.1.1.	Défauts des enroulements .....	20
3.2.1.1.1.	Les défauts de type courts-circuits dans les enroulements .....	21
3.2.1.1.2.	Autres causes de la défaillance des enroulements statoriques .....	22
3.2.1.2.	Défaut de la culasse .....	22
3.2.1.2.1.	Les causes principales de la défaillance de culasse .....	22
3.2.1.2.2.	Les symptômes des défauts de la culasse .....	23
3.2.2.	Défauts rotorique .....	23
3.2.2.1.	Les défauts des aimants .....	24
3.2.2.2.	Excentricité .....	25
3.2.2.3.	Défauts du roulement .....	27
4.	Les méthodes de modélisation et d'analyse des défauts .....	29
5.	Les techniques de surveillance d'état .....	30
5.1.	Surveillance électromagnétique .....	30
5.1.1.	Surveillance du couple .....	30
5.1.2.	Surveillance du flux magnétique .....	31
5.1.3.	Surveillance du courant .....	31
5.1.3.1.	L'approche du vecteur de Park .....	32
5.1.3.2.	Surveillance de courant de séquence inverse .....	33
5.1.3.3.	Harmonique du deuxième ordre dans le courant de l'axe d .....	34
5.1.3.4.	L'analyse spectrale du courant .....	35
5.1.4.	Surveillance de la tension .....	35
5.1.4.1.	La tension de séquence inverse .....	35
5.1.4.2.	La tension de séquence zéro .....	36
5.2.	Surveillance Mécanique .....	37
5.2.1.	Surveillance des vibrations .....	37
5.2.2.	Surveillance de bruit (acoustique) .....	38
5.3.	Surveillance thermique .....	38
6.	Les techniques du traitement de signal ou des données .....	39
6.1.	Transformée en Série de Fourier .....	39
6.2.	Les techniques de types non stationnaires .....	40
6.2.1.	Transformé de Fourier à court terme .....	40
6.2.2.	Transformé d'ondelette .....	41
6.2.3.	Les techniques d'intelligence artificielle .....	41
7.	Système de surveillance et de commande des MSAP .....	42
8.	Conclusion .....	43

## 1. Introduction

Actuellement, environ 65% de l'énergie électrique est consommée par les machines électriques. Comme les préoccupations environnementales augmentent, l'amélioration de ces machines est plus que jamais souhaitable. Les machines électriques sont utilisées depuis presque deux siècles. En ce moment, l'exigence en termes de fiabilité et de disponibilité sur les machines électriques ne cesse d'accroître non seulement chez les utilisateurs mais aussi chez les fabricants.

Ce chapitre donne d'abord une présentation de généralités sur les machines électriques à aimants permanents avant l'exposition d'un état de l'art sur le traitement des défauts dans les machines électriques en général. Les défauts les plus courants sont cités avec une description brève. Leurs conditions d'apparition et leurs impacts sur les performances électromagnétiques des machines sont également exposés. Un accent particulier est mis sur les défauts de désaimantation des aimants et de court-circuit dans les MSAP. Dans la dernière partie du chapitre, la problématique de détection et diagnostique des défauts est présentée afin de situer les contributions apportées par cette thèse.

## 2. Généralités sur les machines électriques à aimants permanents

Avec l'avènement des matériaux à aimants permanents de haute énergie et les progrès réalisés dans le domaine de l'électronique de puissance, les moteurs à aimants permanents ont connu ces dernières années un grand essor. Ils ont été adoptés dans de nombreuses applications de hautes performances telles que la robotique, l'aérospatiale, les outils électriques, la production des sources d'énergie renouvelables, les divers équipements médicaux, les véhicules électriques et hybrides, etc. Pour toutes ces applications, les machines à aimants permanents sont parfois préférables aux autres machines traditionnelles, telles que les machines à courant continu, les moteurs synchrones classiques et les moteurs asynchrones et en particulier pour les applications spécifiques (servomoteur et vitesse variable). A titre d'illustration, quelques avantages des machines à aimants permanents, sont cités ci-dessous :

- L'absence d'enroulement rotorique annule les pertes joules au niveau du rotor.
- Le couple volumique et la puissance massique importants permettent une meilleure compacité.
- L'absence des collecteurs et des balais simplifie la construction et l'entretien.
- La densité de flux, relativement élevée dans l'entrefer, assure une très bonne performance dynamique.

De plus, les machines à aimants permanents (Brushless) sont capables de fonctionner avec un facteur de puissance proche de l'unité. Le contrôle précis et rapide du couple, de la vitesse et de la position est possible avec un simple onduleur de tension triphasé.

Selon les principes de fonctionnement, les machines à aimants permanents peuvent être classées en trois types :

- Les machines à courant continu et aimants permanents (MCC).
- Les machines à aimants permanents sans balais (MAPSB).
- Les machines synchrones à aimants permanents sans balais (MSAP).

La figure (1.1) montre la configuration de ces trois types.

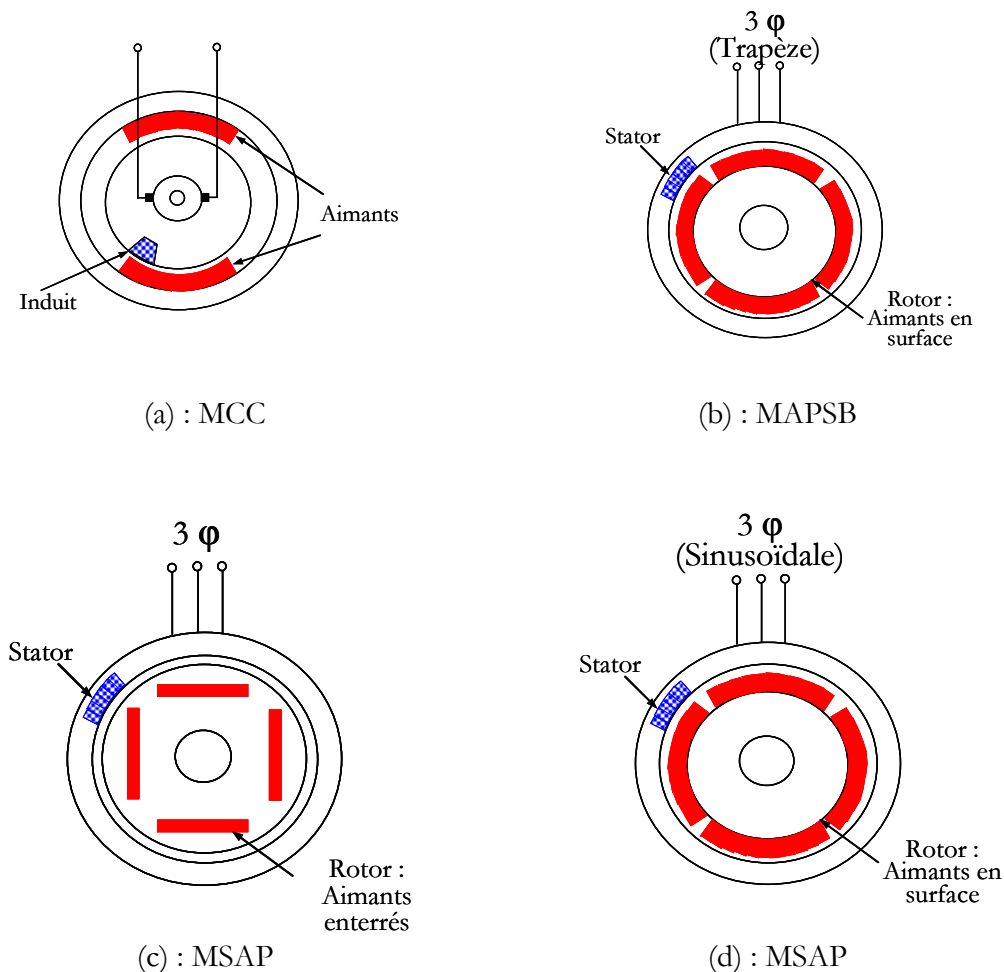


Figure 1.1 : Structures des machines à aimants permanents



## **2.1. Les machines à courant continu et aimants permanents (MCC)**

Ce sont les machines à courant continu dans lesquelles le champ magnétique, créé par les électroaimants, est remplacé par celui des aimants permanents. En conséquence, les pertes joules liées aux bobinages de l'excitation sont éliminées, mais le champ de l'excitation n'est plus contrôlable. Ceci limite leur utilisation aux applications de faible puissance et de haute dynamique ne nécessitant pas une fonction en mode de défluxage.

## **2.2. Les machines à aimants permanents sans balais**

Les progrès dans la technologie des semi-conducteurs ont conduit au développement d'autres types des machines à courant continu où la commutation avec le système balais collecteur est remplacé par la commutation électronique. Dans ces machines, les aimants permanents sont situés sur la partie tournante et le stator est constitué de trois enroulements alimentés par les formes d'onde carrées fournies un convertisseur. La commutation du convertisseur est contrôlée de telle façon que, à chaque instant, seulement deux phases conduisent. Ce système de commutation électronique est fonctionnellement équivalent à la commutation du balais mécanique de la machine à courant continu. Par conséquent, ce type de machine à aimants permanents est connu comme la machine à aimants permanents sans balais (MAPSB) (Brushless PMDC) ou la machine à aimants permanents avec forme d'onde carrée (Squarewave PMDC). La machine MAPSB est préférable pour des nombreuses applications du fait qu'elle ne nécessite que peu d'entretien, elle présente un rendement élevé et sa loi de commande est relativement simple.

## **2.3. Les machines synchrones à aimants permanents (MSAP)**

Dans les machines synchrones à aimants permanents, les aimants sont aussi situés sur la partie tournante. Le stator est constitué d'un enroulement triphasé distribué sinusoidalement. Concernant son fonctionnement, il est basé sur le principe de rotation du champ magnétique en synchronisme avec le rotor ; d'où le nom des machines synchrones à aimants permanents (MSAP).

Dans la plupart des applications, un onduleur est nécessaire pour avoir une alimentation avec une tension et une fréquence variables. La figure (1.2) montre le diagramme souvent utilisé dans les dispositifs avec des MSAP. Dans ces systèmes le champ tournant rotorique peut être gardé en synchronisme avec la sortie de l'onduleur pour une vitesse allant de zéro à sa vitesse maximale et cela sans exiger le bobinage à cage.

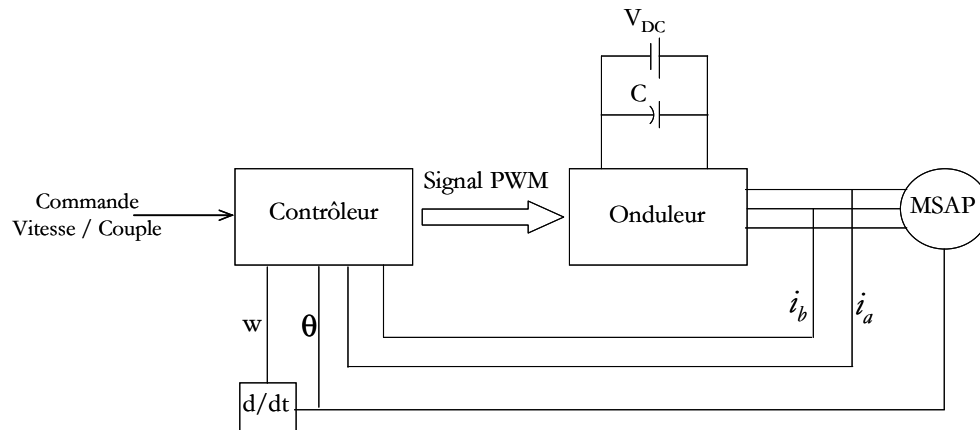


Figure 1.2 : Schéma de commande des MSAP

Pour les MAPBS ou MSAP, l'information de la position rotorique est essentielle pour la commande électronique. Par conséquent, dans ces machines, l'interface physique avec un codeur ou résolveur est inévitable. Avec le développement des algorithmes d'estimation de position cette contrainte peut être éliminée.

## 2.4. Les rotors de la machine à aimants permanents

Les machines à aimants permanents peuvent être construites avec plusieurs de configurations rotoriques. Leur classification globale en terme du placement des aimants est le suivant :

- Aimants en surface (Surface magnet type)
- Aimants insérés (Inset magnet type)
- Aimants enterrés (Interior magnet type)
- Aimants à concentration de flux (Burried magnet type)

### 2.4.1. Aimants en surface

Pour ces types de machines, les aimants sont placés sur la surface du rotor ; ils sont aimantés radialement, comme montré sur la figure (1.3a). Cette configuration du rotor est la plus utilisée. Le principal avantage de la machine avec des aimants en surface est sa simplicité donc faible coût de fabrication par rapport à d'autres machines à aimant. L'inconvénient est l'exposition des aimants permanents aux champs démagnétisants. De plus, les aimants sont soumis à des forces centrifuges qui peuvent causer leur détachement du rotor. Parfois, un cylindre externe non ferromagnétique de haute conductivité est utilisé. Il protège les aimants permanents de la désaimantation, de la réaction de l'induit et des forces centrifuges. Ce cylindre

peut en plus fournir un couple de démarrage asynchrone et agir comme un amortisseur. Dans le cas des aimants du type terres rares la réactance synchrone dans l'axe- $d$  et l'axe- $q$  sont pratiquement les mêmes.

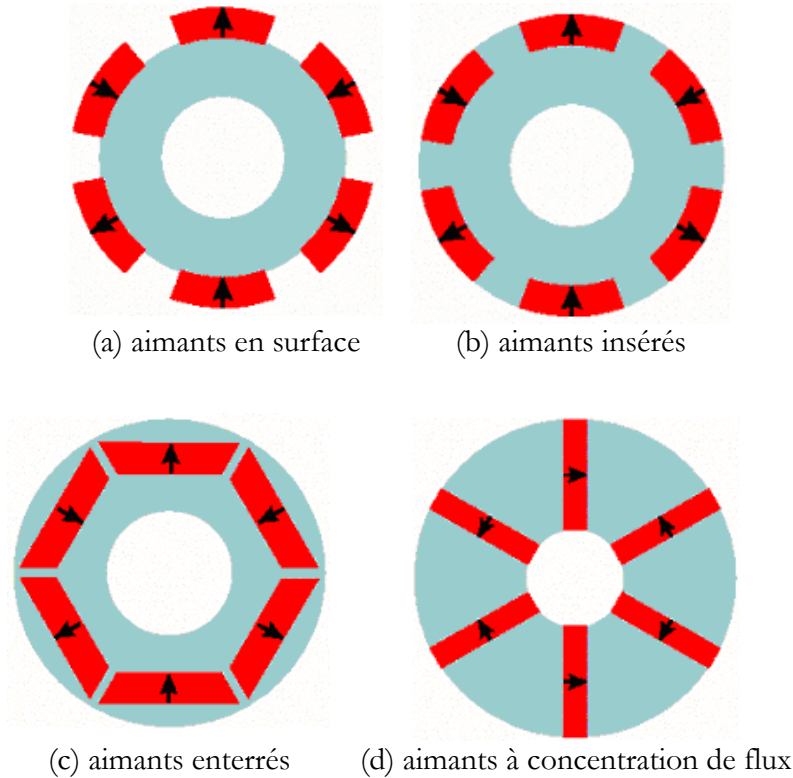


Figure 1.3 : Différents structures des rotors des MSAP

#### 2.4.2. Aimants insérés

Comme des machines avec aimants en surface, les aimants du type insérés sont aussi montés sur la surface du rotor. Toutefois, les ouvertures entre les aimants permanents sont partiellement remplies avec le fer, comme montré sur la figure (1.3b). Le fer entre les aimants permanents crée une saillance et donne un couple réactant en plus du couple des aimants. La réactance synchrone de l'axe- $q$  est légèrement supérieure à celle dans l'axe- $d$ .

#### 2.4.3. Aimants enterrés

Les machines à aimants enterrés sont des machines avec des aimants intégrés dans le rotor Figure (1.3c) et aimantés radialement. Du fait que la surface du pôle magnétique est plus petite que celle du rotor, l'induction dans l'entrefer est plus faible que l'induction dans l'aimant. La réactance synchrone dans l'axe- $d$  est plus petite que celle de l'axe- $q$ . Les aimants dans cette

configuration sont très bien protégés contre les forces centrifuges. Cette configuration du rotor est recommandée pour les applications à grandes vitesses.

#### **2.4.4. Aimants à concentration de flux**

Une autre façon de placer les aimants permanents dans le rotor est de les enterrer profondément à l'intérieur du rotor. Ici, les aimants sont aimantés dans le sens de la circonférence figure (1.3d). Les pôles magnétiques se forment alors au niveau des parties ferromagnétiques du rotor par concentration de flux provenant des aimants permanents. L'avantage de cette configuration par rapport aux autres est la possibilité de concentrer le flux générés par les aimants permanents dans le rotor et d'obtenir ainsi un induction plus forte dans l'entrefer. Comme les machines à aimants intérieurs, les aimants permanents de cette dernière sont aussi bien protégés contre la désaimantation et les contraintes mécaniques. La réactance synchrone sur l'axe- $q$  est plus grande que celle de l'axe- $d$ .

### **3. Surveillance d'état et diagnostic des défauts dans les machines électriques**

La nécessité pour qu'une machine électrique soit fiable, est aujourd'hui plus importante que jamais et la tendance continue à s'accroître. Les progrès sont constamment réalisés dans ce domaine à la suite de la demande constante des utilisateurs d'actionneurs électriques (producteurs d'électricité, systèmes de transport, etc.). Les progrès en ingénierie et en sciences des matériaux ont entraîné les machines à devenir plus rapide et plus légères, tout en ayant une durée de vie considérable. Néanmoins, malgré les améliorations apportées sans cesse aux techniques de conception au profil d'une machine toujours plus fiable, les défauts de celles-ci peuvent encore se produire.

Comme la conception et l'analyse des machines tournantes jouent un rôle important en termes de coût de production et d'entretien, le diagnostic des défauts est un aspect qui attire de plus en plus l'attention des concepteurs et des utilisateurs. En effet, la détection, la localisation et l'analyse des défauts sont devenues essentielles au bon fonctionnement des machines électriques. Ces tâches sont tout aussi indispensables pour la sécurité, la fiabilité, l'efficacité et la performance du système. Les machines tournantes modernes étant de plus en plus complexes, les stratégies de surveillance de l'état de la machine doivent évoluer afin de faire face à l'augmentation des contraintes physiques imposées sur les composants d'une machine.

Lorsqu'un défaut se produit et que la machine tombe en panne, le résultat pourrait être, au mieux, la perte de production et des recettes, ou, au pire, catastrophique pour le processus industriel et potentiellement dangereux pour les opérateurs. De ce fait, les questions de détection des défauts et de surveillance sont devenues importantes, en raison des préoccupations industrielles telles que:

- Le vieillissement des moteurs.
- Le manque de redondance en cas de défaillance d'une machine.
- La fiabilité élevée.
- La compétitivité des coûts.

Au cours des deux dernières décennies, il y a eu une quantité importante de travaux de recherche sur la mise au point de nouvelles techniques de surveillance de l'état des machines électriques. Des nouvelles méthodes sont en cours d'élaboration et de mise en œuvre dans les systèmes d'actionneurs commerciaux [Awa 06], [Ben 99a], [Ben 99b], [Nan 02]. La recherche et le développement des nouvelles méthodes et des techniques de diagnostic continu d'être soutenue par le fait qu'aucun système ni technique peuvent être considéré comme le meilleur pour toutes les applications. Un opérateur doit traiter chaque actionneur comme une entité unique. À cet égard, plusieurs facteurs doivent être pris en compte lors de la surveillance d'un système d'entraînement.

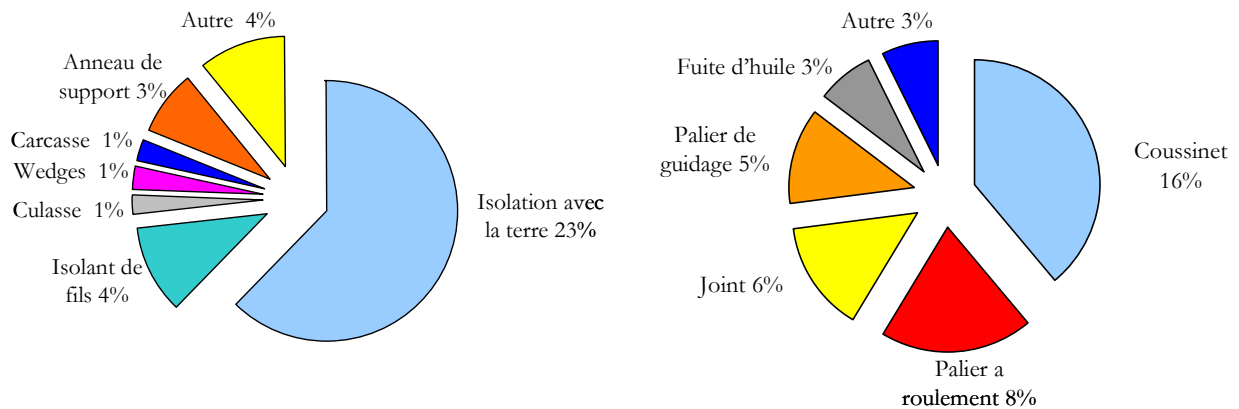
La plupart des anciens travaux dans le domaine du diagnostic des défauts et de surveillance des machines ont été principalement concentrés sur les machines de type asynchrone. Diverses recommandations et solutions concernant des technologies de surveillance ont été proposées dans ce domaine [Ark 05], [Bri 05], [Jok 00]. Avec le progrès technologique ces tâches deviennent complexes et sophistiqués. Des nouvelles structures (comme les machines à aimant permanent, les machines hybrides à aimants, les machines à reluctance variable etc.) ont également émergé. En conséquence, les solutions de surveillance de l'état doivent être adaptées selon les cas.

### **3.1. Etude statistique sur les défauts dans les machines électriques**

Le défaut d'un élément est une condition de la réduction de capacité liée à des exigences minimales. Cela peut être le résultat d'une dégradation normale, une mauvaise spécification ou conception, un mauvais montage (y compris les mauvais alignement), une mauvaise utilisation, ou une combinaison de ceux-ci. Si un défaut n'est pas détecté, ou s'il est laissé se développer, il

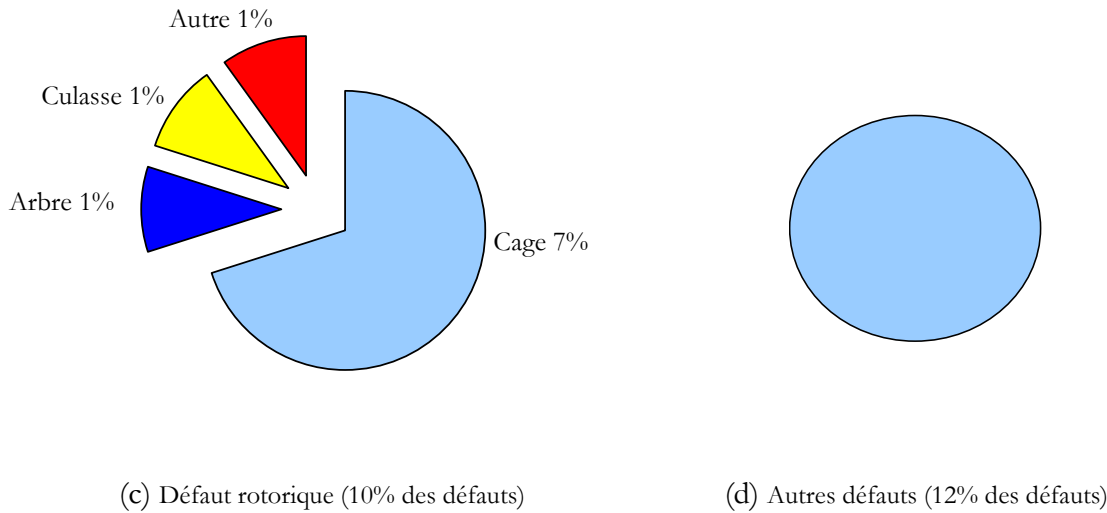
conduira la défaillance du composant et provoquera sa sortie prématurée du fonctionnement. [Thor 99].

Plusieurs enquêtes ont été menées sur la fiabilité des machines électriques. Dans ces enquêtes, un grand nombre d'opérateurs des machines ont remis en question les types et la fréquence des défauts dans leurs usines. Les plus importantes de ces enquêtes, ont été menées par la General Electric Company. Leurs résultats publiés dans le journal de EPRI (Electric Power Research Institute) en 1982 et couvrant environ 5000 moteurs, dont 97% d'entre ont été des machines asynchrones à cage. La figure (1.4) présente la répartition des défauts dans les moteurs testés. Il convient de noter que cette figure fournit des données des machines travaillant dans des nombreuses applications différentes et dans diverses branches de l'industrie. Il est connu que la survenance de l'un des types de défaut dépendra en grande partie de l'application spécifique de la machine. Par exemple, il a été constaté que, dans les machines asynchrones à cage, l'incidence de la défaillance de la cage rotorique peut être aussi élevée que le défaut de l'enroulement statorique dans les applications où la machine est constamment arrêtée et redémarrée sous une charge lourde. Les machines à percer dans l'industrie d'exploitation de pétrole et des mines sont des cas typiques de ces applications



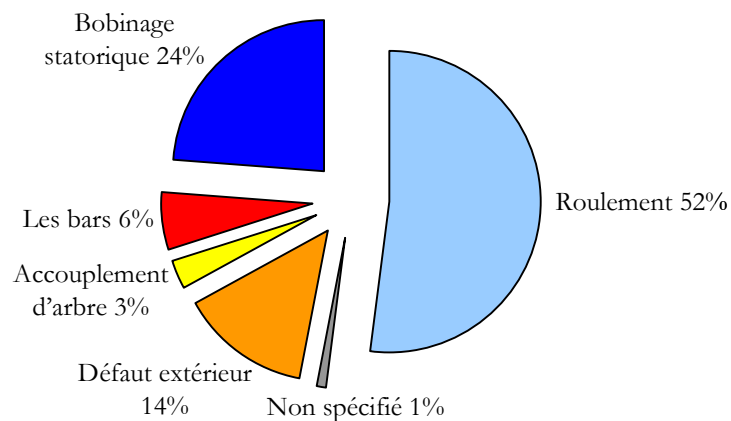
(a) : Défaut statorique (37% de total des défauts)

(b) : Défaut d'alignement



**Figure 1.4 :** Répartition des défauts dans les machines électriques du domaine industriel

En se basant sur les travaux de [Thor 99], la figure (1.5) met en évidence les natures de défauts que présentent les moteurs défectueux parmi 483 moteurs asynchrones à haute tension travaillant dans l'industrie, pétrochimique. Ces moteurs fonctionnent très souvent dans des conditions extrêmes et dans des activités offshores. Ils sont souvent démarrés directement en ligne, ce qui conduit à de grands courants de démarrage et fortes pulsations du couple. Ces conditions sont néfastes pour le moteur, et conduisent à affaiblir ces différents composants avec le temps. Si l'on compare les résultats de cette enquête avec ceux présentés par EPRI (figure 1.4), il devient clair que la survenance d'un défaut dépend considérablement de l'application spécifique de la machine et de son environnement.



**Figure 1.5 :** Distribution des défauts dans une population de 483 moteurs de l'industrie pétrochimique

Comme les machines électriques sont soumises à des conditions environnementales différentes (tels que l'humidité dans la plupart des activités offshore), il est important d'avoir une idée sur la dépendance des taux de défaillance due à l'environnement. À cet égard, Thorsen *et al.* [Thor 99] montrent que le taux de défaillance pour les moteurs situés en plein air dans des conditions extrêmement difficiles (pour des installations situées en terre et en mer) est environ de 2,5 fois plus élevé que le taux de défaillance pour les moteurs situés à l'intérieur.

### **3.2. Types des défauts dans les machines électriques**

En fonction de sa gravité et son actualité, un défaut peut être classé en deux catégories. Un défaut dur (défaut brutal), où l'incident de la perte complète des signaux ou des changements brutaux du principe de fonctionnement provient soudainement. Dans les simulations, les défauts durs sont généralement modélisés par un changement brusque des entrées ou les paramètres du système. Un défaut doux, (défaut naissant), se réfère généralement à des changements progressifs des paramètres du système par rapport à leurs valeurs normales. Les défauts naissants indiquent les éventuels dysfonctionnements et sont caractérisés par une variation lente des propriétés du système avec le temps. Ils sont généralement plus difficiles à détecter que les défauts durs [Liu 06].

Dans les machines électriques les défauts peuvent provenir de la partie fixe (stator) ainsi que de partie mobile (rotor), d'où la classification ci-après :

#### **3.2.1. Défauts Statoriques**

Le stator d'une machine électrique comprend des enroulements logés dans les encoches et une culasse qui assure la voie de retour pour le flux. Les défauts statoriques peuvent se situer au niveau des enroulements ou de la culasse.

##### **3.2.1.1. Défauts des enroulements**

Les enquêtes industrielles ont montré qu'un grand pourcentage de défaillances dans une machine électrique résulte des défauts liés aux enroulements statoriques. Des nombreux travaux ont démontré que la majorité des défauts de bobinage statorique résultent après la détérioration de l'isolation des fils. Dans la plupart des cas, cette défaillance démarre à partir d'un défaut entre spires. Finalement ce dernier grandit et entraîne les défauts entre les bobines, entre les phases, ou phase et terre, avant la détérioration du moteur [KLI 96].



Les courts-circuits des spires dans le bobinage appartiennent à cette classe de défaut qui a souvent un effet négligeable sur les performances de la machine au début, mais leur persistance peut conduire à une défaillance destructrice. Par conséquent, des exigences rigoureuses visant à minimiser l'apparition et l'atténuation des effets de rupture de l'isolant, deviennent hautement souhaitables [Sta 01a].

Un autre type de défaut associé à l'enroulement statorique est appelé mono phasage (single phasing). Dans ce cas, une ligne d'alimentation d'un circuit est ouverte ou connectée à deux phases (en supposant une connexion "étoile" de la machine), ce qui est équivalent à un circuit monophasé [Dai 05].

### **3.2.1.1.1. Les défauts de type courts-circuits dans les enroulements**

Comme déjà mentionné, l'isolation du bobinage statorique est exposée à une combinaison de contraintes multi physiques : thermique, électrique et mécaniques. À long terme, ces multiples contraintes accélèrent le vieillissement, qui conduit à la destruction de l'isolation.

La détérioration de l'isolation commence habituellement par un défaut entre spire (inter-turn) de quelques spires, ce qui produit un arc électrique irrégulier de faible puissance. Cela entraîne l'érosion des conducteurs jusqu'à ce qu'ils soient soudés. Un défaut entre spires entraîne un grand courant circulant dans la branche court-circuitée. L'amplitude de ce courant peut être deux fois plus grande que le courant à rotor bloqué. Il provoque de graves échauffements localisés ce qui maintient des conditions favorables pour la propagation du défaut à une plus grande partie de l'enroulement [KLI 96]. Le courant à rotor bloqué est de l'ordre de 6 à 10 fois le courant nominal. La non détection de ce défaut conduit à un autre, plus néfaste : le court-circuit phase terre ou entre phases [Wie 03].

L'échauffement excessif causé par un défaut entre spires conduit souvent les moteurs à une défaillance après quelques minutes de fonctionnement. Une règle générale stipule que chaque 10°C supplémentaire par rapport à la température nominale, entraîne le bobinage à se détériorer deux fois plus vite. Si le défaut est détecté assez tôt la machine peut être remise en service après un simple re-bobinage de l'enroulement statorique. Le remplacement de l'ensemble du moteur nécessite généralement un temps d'arrêt plus important [Tal 03a].

### 3.2.1.1.2 Autres causes de la défaillance des enroulements statoriques

Le bobinage statorique d'une machine électrique est soumis à des contraintes thermiques (échauffement), mécaniques (vibrations) et électriques (pic de tension/courant). Selon Nandi [Nan 05], les causes les plus fréquentes des défaillances du bobinage statorique sont :

- la haute température de la culasse statorique et du bobinage,
- la contamination causée par les hydrocarbures, de l'humidité, la saleté ...etc.,
- les courts-circuits,
- les contraintes de démarrage,
- les décharges électriques,
- Les fuites dans les systèmes de refroidissement.

### 3.2.1.2. Défaut de la culasse

La culasse (ou noyau) des machines électriques est construite de tôles fines d'aciers isolés dans le but de minimiser les pertes par courants de Foucault pour une plus grande efficacité opérationnelle. Dans le cas des machines à moyenne et grandes puissances, le noyau est compressé avant l'emplacement des tôles afin de minimiser les vibrations des feuilles de laminage et de maximiser la conductivité thermique.

Généralement les problèmes de noyau sont rares (1% des défauts, figure 1.4). Par rapport à des problèmes d'enroulement, ils ne présentent pas une préoccupation majeure pour les petites machines. Pour les machines de grandes puissances la rectification des défauts du noyau est coûteuse [Tal 03a], car elle exige généralement le remplacement de l'ensemble du noyau. Par conséquent, il y a eu l'intérêt d'identifier les causes principales de ces problèmes, de détecter et prévenir la défaillance de la culasse.

Tavner *et al.* dans [Tav 05] déclarent que de tels défauts sont relativement rares, même pour les grandes machines. En outre, ils affirment que la plupart des détails de ces défaillances ne sont pas mis en évidence en raison de l'importance commerciale. Il est à noter que les résultats des enquêtes sont traités de manière confidentielle. Cela peut être une des raisons pour lesquels il n'existe pas non suffisamment de littérature sur ces défauts à ce jour.

#### 3.2.1.2.1 Les causes principales des défaillances de la culasse

Les causes principales de la défaillance de noyau du stator sont [KLI 04]:

- Echauffement des extrémités ferromagnétiques résultant du flux axial des têtes des bobines.
- Fusion du noyau causé par les courants de défaut.
- Vibration résultant de la dilatation de l'assemblage des tôles.
- Les défauts de fabrication des tôles : une épaisseur non uniforme des tôles cause une distribution non uniforme de pression.
- Défaillance de l'isolant entre les tôles.
- Les dommages mécaniques à la surface intérieure du stator pendant l'assemblage, l'inspection, le re-bobinage, etc.
- Arc électrique dû à la défaillance du bobinage.

Les défauts entre les tôles sont très difficiles à surveiller en ligne parce qu'ils provoquent localement la redistribution du flux et de l'échauffement. Le noyau d'une grande machine est généralement inspecté pendant ou après la fabrication, au cours d'un entretien régulier et après réparation. La détection des défauts précédemment évoqués se fait uniquement à travers l'inspection visuelle [Lee 05].

### **3.2.1.2.2 Les symptômes des défauts de la culasse**

Si les tôles sont court-circuitées pour une des raisons ci-dessus, un courant de Foucault plus grand que celui des conditions nominales est induit. La circulation de ce courant de défaut cause la perte de puissance dans le noyau et un échauffement local, ce qui entraîne éventuellement les tôles à fondre ou à brûler. En conséquence, l'enroulement statorique et l'isolation du bobinage peut également être endommagés. Dans ces conditions un fort courant peut passer vers la terre, ce qui entraîne une défaillance potentielle de la machine.

### **3.2.2. Défauts rotoriques**

Presque toutes les machines électriques ont une similarité de construction du stator et, par conséquent, les défauts sont également les mêmes. Toutefois, il existe une gamme de configurations du rotor selon le type de la machine. Les défauts rotoriques plus importants sont les suivants:

- Rupture des barres rotoriques dans les machines asynchrones.
- Défauts dans les enroulements rotoriques dans les machines synchrones classiques, les machines à courant continu et les machines asynchrones à rotors bobinés.
- Défauts dans les aimants dans les machines à aimants permanents.

- Excentricités du rotor dans toutes les machines électriques.

Ainsi, les défauts dans le rotor peuvent être considérés comme plus complexes et dépendent du type de la machine. Dans ce mémoire, nous nous concentrerons uniquement sur les défauts rotorique dans les (MSAP). Ils sont brièvement décrits ci-dessous.

### 3.2.2.1. Les défauts des aimants

Les moteurs à aimants permanents contiennent un rotor équipé d'aimants permanents. Ces derniers sont soit sur la surface du rotor ou intégrés, comme montré sur la figure (1.3). La présence des aimants dans le rotor produit un flux rotorique constant. Toutefois, ce flux peut varier sous l'influence de nombreux facteurs tels que la réaction d'induit et la température. Lorsque les enroulements statoriques sont alimentés avec une tension, le champ créé s'oppose au champ produit par les aimants. Dans des conditions normales le point de fonctionnement des aimants est situé dans le deuxième quadrant (figure 1.6). Mais ce point de fonctionnement peut évoluer et traverser le point limite de désaimantation réversible.

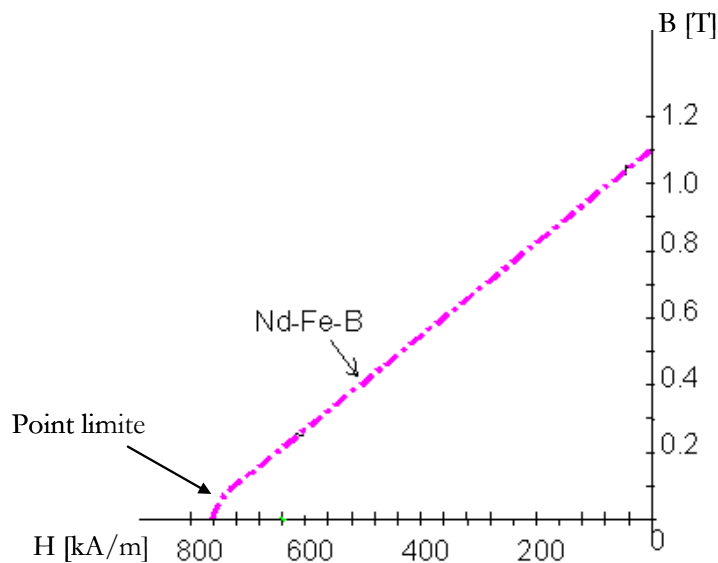
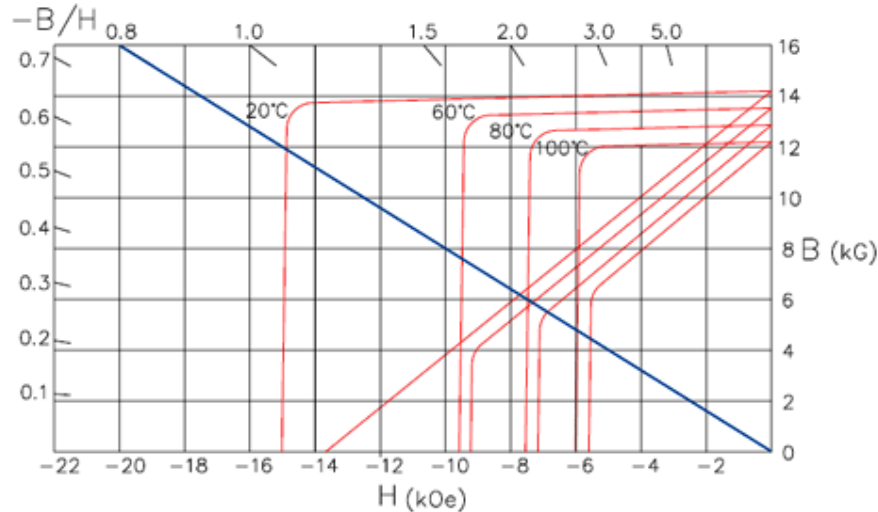


Figure 1.6 : Point limite de désaimantation réversible

Ce phénomène peut se produire lors des applications brutales de charges ou en cas de défaut de court-circuit des enroulements statoriques. Une fois produite, la réduction irréversible de l'induction rémanente ( $B_r$ ) de l'aimant réduit de façon permanente les performances de la machine.

Les températures élevées de fonctionnement réduisent aussi l'induction rémanente. La figure (1.7) montre la variation du  $B_r$  avec la température.



**Figure 1.7 :** Evolution de l'aimantation rémanente avec la température

En plus de la diminution de la force magnétique de l'aimant en raison de la réaction d'induit ou de la température, il est également connu que certains aimants (comme Nd-Fe-B) peuvent se détériorer par désintégration. Les fissures qui se forment lors de la fabrication peuvent conduire à la désintégration à grande vitesse. La désintégration entraîne la perturbation du flux dans l'entrefer causant ainsi le déséquilibre de l'attraction magnétique entre le rotor et le stator. Ceci engendre des vibrations et des contraintes sur les roulements [Raj 06].

### 3.2.2.2. Excentricité

Dans une machine idéale, le centre du rotor est aligné sur celui du stator, donc l'axe de rotation du rotor est le même que l'axe du stator comme indiqué sur la figure (1.8). L'excentricité dans une machine est définie comme un entrefer non symétrique entre le stator et le rotor. La présence d'un certain niveau d'excentricité est fréquente dans les machines électriques. Certains fabricants et utilisateurs spécifient un niveau maximal autorisé de 5%, alors que dans d'autres cas, un niveau maximal de 10% de longueur d'entrefer est autorisé par l'utilisateur. Toutefois, les fabricants normalement essaient de maintenir le niveau total de l'excentricité encore plus faible afin de réduire les vibrations et le bruit et de réduire au mieux possible les attractions magnétiques déséquilibrées (Unbalanced magnetic pull UMP) [Nan 98].

L'excentricité peut survenir sous forme statique ou dynamique. Dans le cas d'une excentricité statique, la position de la longueur radiale minimale de l'entrefer est fixée dans l'espace. Les causes typiques de l'excentricité statique comprennent l'ovaleité du stator ou le positionnement incorrect du rotor ou du stator à l'étape de mise en service. En supposant que le rotor et l'arbre sont suffisamment rigides, le niveau d'excentricité statique ne change pas avec le temps.

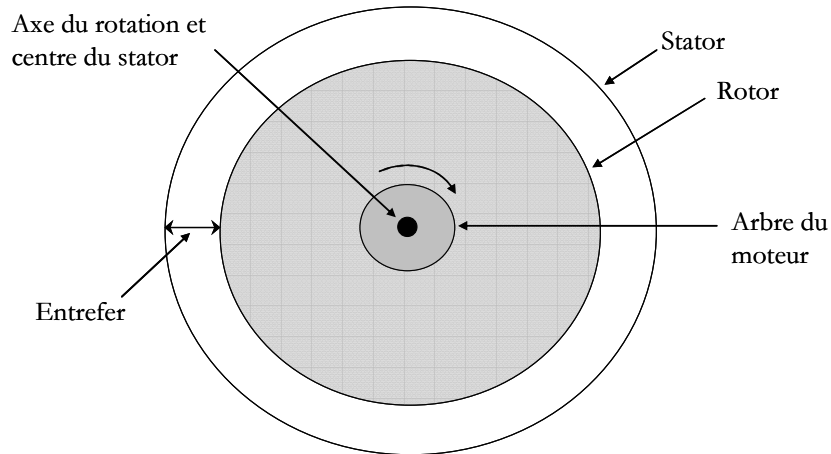
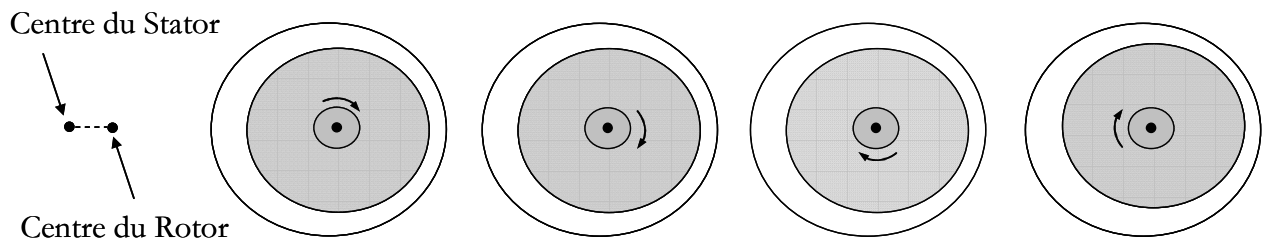
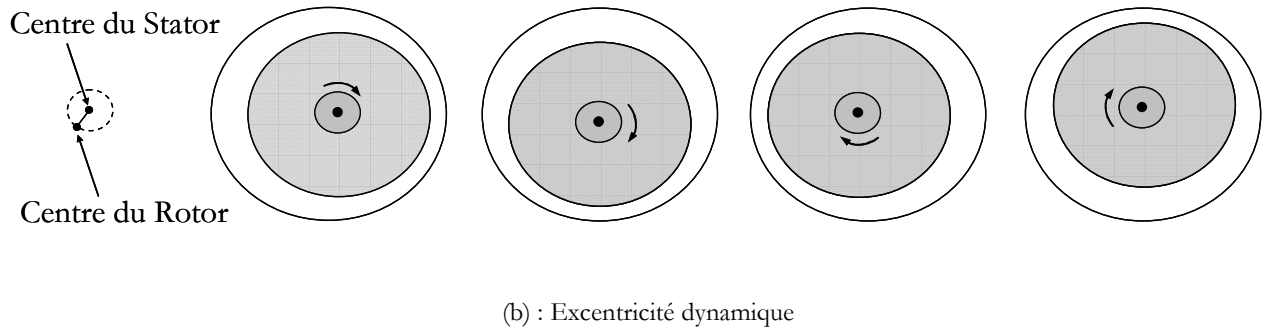


Figure 1.8 : Rotor parfaitement aligné au stator

Une excentricité dynamique se produit quand le centre du rotor n'est pas sur l'axe de rotation. Un entrefer minimum tourne alors avec le rotor. Cela signifie que l'excentricité dynamique est une fonction de l'espace et du temps. Les causes typiques d'une excentricité dynamique sont les arbres pliés, les résonances mécaniques à vitesses critiques, et l'usure des roulements. La figure (1.9) montre la façon dont le rotor va tourner en présence de chaque type d'excentricités de l'entrefer [Raj 06].



(a) : Excentricité statique



**Figure 1.9 :** Problème de excentricité dans une machine

Lorsque l'excentricité devient grande, les Forces Radiale du Déséquilibre (FRD), (Unbalanced magnetic pull UMP) peut provoquer un frottement entre stator - rotor, ce qui peut les endommager. Dans le cas d'excentricité statique (figure 1.9a) il s'agit d'une traction dans un sens. Cela rend les FRD dans une excentricité statique, difficile à détecter à moins d'utiliser un appareil spécial avant la mise en service du moteur. D'autre part l'excentricité dynamique produit un FRD qui tourne à la vitesse de rotation du moteur et agit directement sur le rotor. Ceci rend FRD plus facile à détecter à travers l'analyse des vibrations ou la surveillance des courants statoriques [Dor 97].

### 3.2.2.3. Défauts du roulement

En raison de la forte dépendance des moteurs aux roulements, il est difficile d'imaginer l'état d'avancement des machines tournantes modernes sans tenir compte de la large implication des roulements. Kliman *et al.* [KLI 97] indiquent que les défauts de roulement peuvent représenter entre 42% et 50% de l'ensemble des défaillances des moteurs. Le coût des roulements se situe entre 3 et 10% du coût réel du moteur. En outre, les coûts cachés générés dans les temps d'arrêt et la perte de production font que la défaillance de roulement soit plutôt une anomalie coûteuse [Bar 00].

La majorité des machines électriques utilisent un roulement du type billes. Chacun de ces roulements se compose de deux anneaux appelés l'intérieur et l'extérieur des anneaux. Un jeu de boules ou éléments roulants placés dans des pistes tourne à l'intérieur de ces anneaux. Les défauts des roulements pourraient se manifester comme des défauts d'asymétrie du rotor, qui sont généralement inclus dans la catégorie des défauts d'excentricité. Sinon, les défauts des roulements à billes peuvent être classés comme défauts d'anneau extérieur, défaut d'anneau intérieur et les défauts des billes.

Les contraintes agissant sur un roulement peuvent conduire à l'excès de bruit, par rapport au fonctionnement régulier. De ce fait les vibrations mécaniques se développent et l'usure du roulement augmente. Si ces contraintes sont prises en compte dans la phase de conception, une défaillance prématurée pourra être évitée. Par contre, lorsque ces contraintes dépassent la capacité du roulement, sa durée de vie peut être considérablement diminuée et sa défaillance pourrait se produire à tout moment.

Depuis deux décennies, des défaillances des roulements induites électriquement ont été enregistrées. Au début des années 1990 une étude par Kerszenbaum [Ker 92] a montré que la défaillance du roulement est environ 12 fois plus fréquente dans les moteurs alimentés par l'onduleur que ceux alimentés directement par le réseau. Ce pourcentage relativement élevé est dû aux appareils de commutation modernes de haute fréquence qui étaient en phase de développement au cours de cette période. Ces dispositifs produisent des conséquences non souhaitées pour les équipements périphériques, généralement décrit comme les interférences électromagnétiques (EMI). Concernant cette question, Mäki-Ontto [Ont 06] a développé des simulations, des expressions analytiques et des expériences. A partir de celles-ci, il a présenté des méthodes pour atténuer les tensions d'arbre et les courants des moteurs alimentés par convertisseur. Hsu *et al.* [Hsu 94], montrent que la tension d'arbre et les courants sont aussi des sources de défaillances du roulement. Toutefois, Barker [Bar 00] affirme que les contraintes mécaniques demeurent les causes principales de défaillance du roulement.

Les causes et mécanismes qui engendrent généralement ces défaillances ont été fournis par le même auteur, comme suit :

- Surcharge thermique.
- Contrainte lourde, radiale ou axiale, causée par déviation de l'arbre.
- Chargement excessif (statiques et / ou dynamique).
- Choc excessif et vibration.
- Défauts d'usinage.
- Mauvaise manipulation et / ou montage.
- Problèmes d'environnement.
- La contamination causées par le ponçage des particules minuscules dures ou l'action corrosive de l'eau, de l'acide, etc.
- Une mauvaise lubrification, ce qui provoque l'échauffement et l'abrasion.
- Contraintes de cisaillement.



## 4. Les méthodes de modélisation et d'analyse des défauts

La modélisation des défauts dans les machines électriques est une des tâches essentielles dans le développement du système de détection ou d'une stratégie de tolérance aux fautes. De toute évidence, un modèle le plus précis possible sera le mieux adapté pour ces processus.

Les machines électriques peuvent être modélisées en utilisant des approches analytiques ou les méthodes numériques telles que les éléments finis. Généralement, l'analyse par éléments finis (EF) fournit des informations plus précises sur le champ électromagnétique à l'intérieur de la machine. Cette méthode se base directement sur la géométrie et les propriétés physiques de la machine. Elle est donc plus informative et plus précise, en particulier dans les zones de fonctionnement non linéaire, telle que le phénomène de la saturation. Cela a conduit des nombreux chercheurs à utiliser la méthode EF pour la conception des machines électriques et l'étude des défauts. Dai *et al.* [Dai 05] analysent certains défauts du bobinage statorique pour les machines sans balais à aimants permanents par des simulations avec la MEF. Rojas *et al.* [ROJ 07] ont fait une étude de court-circuit entre spires d'une machine asynchrone par un modèle de la MEF. Rosu *et al.* [Ros 05] ont développé un modèle d'hystérésis pour l'analyse d'éléments finis de la désaimantation pour une machine synchrone à aimants permanents en régime de défaut.

En dépit de la précision, les simulations par éléments finis demandent beaucoup de temps de développement et de résolution. Généralement, elles conviennent lorsque des informations approfondies sur les machines étudiées sont nécessaires.

Hormis la méthode EF, plusieurs méthodes d'analyse analytique existent dans la littérature pour modéliser les défauts. Gerada *et al.* dans [GER 05] utilisent un réseau de reluctance pour simuler les défauts de bobinage dans les machines à aimants permanents. Cette méthode a été adoptée dans notre thèse pour modéliser le défaut de désaimantation dans une MSAP [R1]. Tallam *et al.* [Tal 02] ont développé un modèle transitoire pour les défauts des enroulements statoriques dans les machines asynchrones.

Bien que les résultats des modèles analytiques ne soient pas aussi précises que ceux de la méthode EF, ils sont acceptables dans certaines situations compte tenu de leur temps de simulation rapide. Pour surmonter les problèmes liés à la précision du modèle analytique, Mohammed *et al.* [Moh 06b] a mis au point un couplage de la méthode EF avec un modèle analytique pour l'analyse des défauts de court-circuit dans les machines à aimants permanents.

## 5. Les techniques de surveillance d'état

L'histoire du diagnostic des défauts, de surveillance d'état et la protection est aussi vieille que les appareils électriques. En règle générale, la surveillance et le diagnostic exigent la détection et l'analyse des signaux contenant des informations spécifiques (symptômes) qui caractérisent la dégradation de la machine. Thorsen *et al.* [Thor 99] classent principalement ces paramètres comme mécaniques (vibrations, acoustique, fluctuations de vitesse), électromécaniques (courants, couple, flux de fuites électromagnétiques, ondes, décharges partielles), thermique et chimique (la surveillance des particules d'huile isolante l'analyse des gaz).

Dans les paragraphes suivants une brève description des principes de certaines de ces techniques est présentée:

### 5.1. Surveillance électromagnétique

#### 5.1.1. Surveillance du couple

Presque tous les défauts des machines se traduisent par un couple d'entrefer avec des harmoniques ayant des fréquences spécifiques. Malheureusement, le couple d'entrefer n'est pas une quantité directement mesurable. Aux bornes de l'entrée de la machine, la puissance instantanée comprend la charge et la décharge d'énergie dans les enroulements. Par conséquent, la puissance instantanée ne peut pas représenter le couple instantané. A la sortie du rotor d'une machine tournante, l'arbre et la charge mécanique, constituent un système à ressort de torsion qui a sa fréquence propre. Les atténuations des composants du couple d'entrefer transmis par le système à ressort de torsion sont différentes pour les divers ordres des composants harmoniques du couple. En règle générale, la forme d'onde du couple d'entrefer est différente du couple mesuré à l'arbre. Hsu, [Hsu 95] a proposé une méthode spéciale pour détecter les barres du rotor fissurées et le déséquilibre des grandeurs statoriques en utilisant le couple d'entrefer.

Wieser *et al.* [Wies 98] ont proposé un modèle de courant et un modèle de tension pour estimer le couple électromagnétique d'un moteur asynchrone, appelé 'Vienne Monitoring Method'. La différence entre l'estimation des couples de ces deux modèles donne une indication de l'existence de la coupure des barres.

### 5.1.2. Surveillance du flux magnétique

La surveillance du flux d'entrefer des machines électriques peut également donner des informations exactes et fiables sur l'état de la machine. Tout changement d'entrefer, du bobinage, de tension et du courant, est reflété dans les spectres harmoniques du flux d'entrefer. Dorrell *et al.* [Dorr 97] ont analysé les relations entre les flux d'entrefer, les courants statoriques, le signal des vibrations et l'excentricité de l'entrefer par des équations analytiques.

La mesure du flux d'entrefer peut être faite par des bobines placées soit à l'extérieur soit à l'intérieur. Les bobines externes sont utilisées lorsque la machine est déjà en service. L'utilisation des bobines intérieures est très difficile à mettre en place. Néanmoins, cette méthode est plus précise que celle se basant sur l'analyse du courant statorique. Ceci est confirmé lors de la détection des défauts tels que les barres cassées des amortisseurs ou les spires court circuitées dans les enroulements rotoriques de générateur de puissance [Ram 01b]. Pour les machines ayant une petite longueur d'entrefer, l'installation de ce type de bobines peut exiger des modifications importantes, difficiles à mettre en place et coûteuses.

### 5.1.3. Surveillance du courant

La mesure des vibrations a été utilisée dans la base de la plupart sur des programmes de surveillance d'état en ligne. En revanche des nouvelles techniques comprenant l'analyse du courant des moteurs commencent à attirer l'attention des chercheurs. Le problème principal concernant les méthodes de surveillance basées sur la mesure de la vitesse de rotation, les vibrations et le flux, est essentiellement l'encombrement. Elles nécessitent des transducteurs qui doivent être montés à l'intérieur ou autour de la machine, avec une interruption évidente de l'exploitation. En plus, la préoccupation du coût, le montage des capteurs supplémentaires est également un problème pratique en termes de conception du moteur et de l'approbation par le fabricant, l'exploitant, ou la législation sur la sécurité.

Des systèmes de surveillance de l'état qui reposent sur l'analyse du courant du moteur sont les plus intéressants. En effet, les capteurs de courant sont habituellement installés par défaut dans le centre du contrôle et de la protection du moteur. En conséquence, une variété de méthodes est appliquée aux plates-formes de microprocesseur permettant de diagnostiquer avec précision, les défaillances imminentes des machines électriques. Les applications s'appuyant sur la surveillance à partir de l'analyse des courants utilisant généralement l'une des quatre approches ci-dessous :

### 5.1.3.1. L'approche du vecteur de Park

Elle a été appliquée principalement dans le diagnostic des défauts d'enroulement statorique pour la machine asynchrone triphasée. Comme indiqué dans [Car 99], cette technique de diagnostic est capable de détecter et de localiser ces défauts. L'idée de cette méthode se base, dans les conditions idéales, sur le fait que le courant du moteur constitue un vecteur de Park, composé des éléments suivants:

$$i_d = \left( \frac{\sqrt{6}}{2} \right) i_+ \sin(\omega t) \quad (1.1)$$

$$i_q = \left( \frac{\sqrt{6}}{2} \right) i_+ \sin(\omega t - \pi/2) \quad (1.2)$$

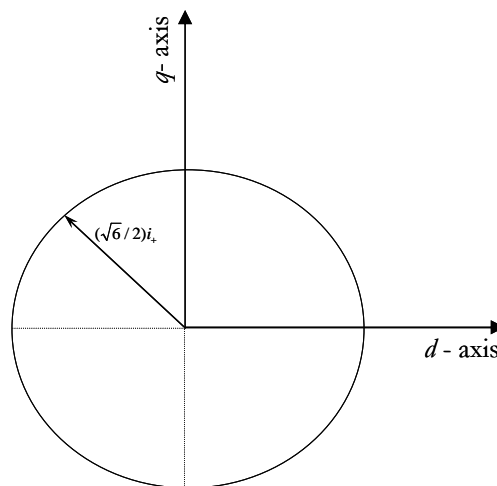
où

$i_+$  est la valeur maximale du courant réel (A)

$\omega$  est la fréquence angulaire (rad/s)

$t$  est la variable de temps (s)

La représentation correspondante est un cercle centré à l'origine des coordonnées (figure 1.10). Dans ces conditions, le module du vecteur de Park est une constante.



**Figure 1.10 :** Courant statorique dans le plan de Park. Cas d'un moteur sain

Dans des conditions anormales, les équations (1) et (2) ne sont plus valables, parce que les courants du moteur contiendront d'autres éléments en plus de la composante de la séquence positive, ce qui conduit à une représentation différente de la référence. De ce fait, le module du courant du vecteur de Park contiendra une partie dominante continue et une alternative, dont l'existence est directement liée à l'asymétrie soit dans le moteur ou sur la tension d'alimentation du système, voir figure (1.11).

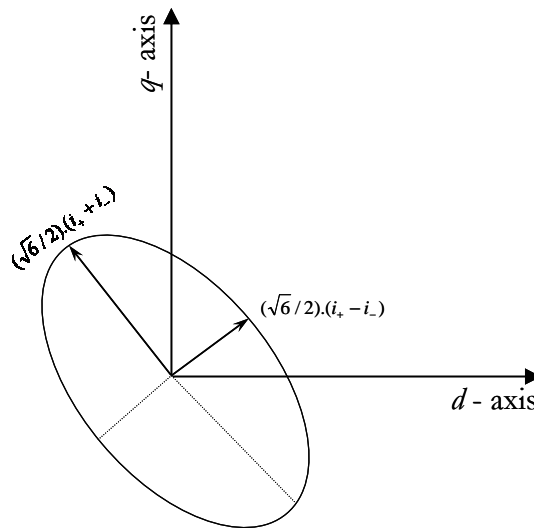


Figure 1.11 : Courant statorique dans le plan de Park. Cas d'un moteur avec défaut

Toutefois, l'approche du vecteur de Park ne tient pas compte de la non idéalité des machines électriques et des déséquilibres des tensions d'alimentation. Il est également difficile d'isoler les différents défauts en utilisant cette méthode à elle seule, en sachant que plusieurs défaillances peuvent causer un écart similaire du courant.

Cruz *et al.* [Cru 01] introduisent une nouvelle technique, appelée l'extension du vecteur de Park (Extended Park vector Approach, EPVA), qui est le résultat d'une analyse spectrale du courant d'alimentation du moteur. Cette nouvelle implantation de l'approche du vecteur de Park combine la simplicité de l'ancienne technique et le détail aperçu fourni par l'analyse spectrale. En outre, en prenant en compte le courant dans les trois phases, la EPVA fournit un spectre plus significatif que celui obtenu par l'analyse spectrale conventionnelle du moteur

### 5.1.3.2. Surveillance de courant de séquence inverse

Un défaut statorique dans une machine triphasée alternative symétrique entraîne un déséquilibre des phases de la machine. Ce déséquilibre induit les composants fondamentales de

séquence inverse dans la tension de phase et les courants statoriques [KLI 96]. Ainsi, les courants de séquence négative peuvent également être surveillés pour détecter les défauts d'enroulement du stator. A l'image du vecteur de Park, cette méthode est vulnérable aux déséquilibres des tensions.

### 5.1.3.3. Harmonique du deuxième ordre dans le courant de l'axe 'd'

Cette méthode est basée sur la détection des composants harmoniques du deuxième ordre dans le courant de l'axe 'd' dans des conditions de défaillance. Cette idée a été appliquée sur les moteurs asynchrones. La théorie liée à cette méthode stipule que, lorsqu'un moteur asynchrone fonctionne dans une zone de flux constant (ou couple constant), le courant de l'axe  $d$  dans le repère de référence tournant en synchronisme ( $i_{ds}^*$ ) est constant, alors que le courant de l'axe  $q$  dans le même repère de référence ( $i_{qs}^*$ ) est déterminé par la sortie du contrôleur de vitesse. Cela implique que ( $i_{ds}^*$ ) reste constant dans les zones du flux constants, même en régime d'un défaut statorique, tandis que ( $i_{qs}^*$ ) sera affecté par l'harmonique du deuxième ordre présent dans la vitesse de rotation suite à un défaut.

Comme déjà cité, un défaut de bobinage induit les composants fondamentaux de séquence inverse dans les courants statoriques. Par conséquent, les courants induits de séquence inverse sera distribué dans les courants de l'axe 'd' et 'q' ( $i_{ds}$ ,  $i_{qs}$ ). Dans le repère de référence tournant en synchronisme, le courant de séquence inverse est observé comme un élément tournant à la fréquence de synchronisme mais dans une direction opposée à la rotation du repère de référence. En revanche, le courant de séquence positive est observé comme un élément stationnaire. Alors, le courant fondamental de séquence inverse serait observé comme un harmonique du deuxième ordre dans le domaine temporel. Quant au courant fondamental de la séquence positive, il serait perçu comme une composante continue. Par conséquent, ( $i_{ds}^*$ ) et ( $i_{ds}$ ) devraient avoir différentes valeurs d'harmoniques du seconde ordre, dans le cas d'un défaut. La différence serait un bon indicateur de défaillance. De plus, cette différence est indépendante des actions du contrôleur et donc, la méthode peut être appliquée aux machines en boucle fermée. Le seul inconvénient est le fait que la machine doit fonctionner dans la zone du flux constant, ce qui n'est pas le cas pour tous les types des machines.

#### **5.1.3.4. L'analyse spectacle du courant (Motor current signature analysis)**

La technique la plus utilisée, dans la surveillance de l'état du moteur est l'analyse spectrale des courants (ASDC), souvent nommée ('Motor current signature analysis' : MCSA). Riley *et al.* [RIL 99] montrent qu'il existe une relation entre les vibrations mécaniques d'une machine et l'amplitude des harmoniques du courant statorique. Pour des vibrations mécaniques plus importantes, les amplitudes des harmoniques du courant, augmentent également. Ceci est dû au fait que les vibrations mécaniques modulent l'entrefer à cette fréquence. Ces composants de fréquence apparaissent dans les inductances, et enfin dans les courants statorique. Pour cette raison, le ASDC peut être utilisé pour détecter les défauts du rotor. L'induction dans l'entrefer est définie comme le produit de la force magnétomotrice du bobinage (FMM) et la perméance de l'entrefer. Les variations de l'une de ces variables provoqueront des anomalies dans la distribution du flux. Les changements dans la force magnétomotrice dépendent essentiellement de la distribution du bobinage. D'autre part, la perméance de l'entrefer dépend de nombreux paramètres tels que les encoches, les pôles saillants et les excentricités de l'entrefer. Le but de la technique ASDC est donc de détecter des changements dans les perméances de la machine par l'examen des signaux de courant [Raj 06].

#### **5.1.4. Surveillance de la tension**

Comme les courants, les signaux de tension peuvent également être utilisés pour la surveillance de l'état d'une machine électrique. Les méthodes basées sur la surveillance de tension sont particulièrement utiles dans les machines alimentées par l'onduleur. Leur seul inconvénient est l'obligation des capteurs de tension dont la machine n'est pas normalement équipée.

##### **5.1.4.1. La tension de séquence inverse**

Comme mentionné auparavant un défaut d'enroulement entraîne le déséquilibre des phases, ce qui induit les composants fondamentaux de la séquence inverse dans les tensions (ligne à neutre) et les courants de ligne. L'interaction entre la tension fondamentale de séquence positive et le courant fondamental de la séquence négative ou vice versa introduit des harmoniques du second ordre dans la puissance instantanée, le couple développé et la vitesse de rotation [Hsu 95].

Dans le cas des alimentations par l'onduleur en boucle fermée, la boucle tente de régler les courants de ligne afin de suivre leurs références en ajustant les tensions de sortie. Si les références des courants sont parfaitement équilibrées, et les performances des contrôleurs sont aussi parfaites, aucun courant fondamental de la séquence inverse ne sera observé même dans le cas du

défaut statorique. En outre, une composante de la séquence négative apparaît dans la tension de sortie de l'onduleur.

En pratique un contrôleur de vitesse a une performance limitée. Par ailleurs, l'information de la vitesse (position), qui possède un harmonique de second ordre à cause d'un défaut, est utilisée comme l'une des entrées du contrôleur de la vitesse. Si le contrôleur de la vitesse ne peut supprimer l'harmonique du deuxième ordre à la sortie (couple de référence), la symétrie des références du courant sera déformée. En outre, l'information de la vitesse (position) est utilisée pour la conversion des variables en repère stationnaire  $abc$  en repère tournant  $dq$  et vice versa. Pour ces raisons, un courant de la séquence inverse peut encore être observé lorsqu'une machine en boucle fermée a un défaut statorique. Toutefois, l'amplitude du courant de la séquence inverse causée par un défaut peut être affectée par les performances des contrôleurs de la vitesse et des courants. Si la bande passante du contrôleur de vitesse est bien inférieure à la fréquence de l'harmonique du deuxième ordre de la vitesse, la sortie du contrôleur (couple de référence) sera presque continue, et la composante fondamentale négative de la tension de la machine sera alors, dominante dans les courants de la ligne. D'autre part, si le couple de référence (référence de courant) contient l'harmonique du deuxième ordre, la composante fondamentale de la séquence inverse va apparaître dans les tensions de sortie et les courants de ligne de l'onduleur [Tal 03b].

#### 5.1.4.2. La tension de séquence zéro (homopolaire)

Dans le cas d'un défaut, une variation d'impédance de phase induit une tension fondamentale de séquence zéro dans les machines couplées en étoile. Les méthodes de détection des défauts basées sur ce phénomène sont proposées dans [CAS 98], [Bri 05], [Gar 04b]. Les idées de base de ces méthodes proposées sont identiques, mais la différence réside seulement dans le nombre de capteurs utilisés.

Si l'on considère seulement les composantes fondamentales de l'excitation électrique, la somme des tensions statoriques de ligne à neutre est donnée par:

$$V_{sum} = V_{an} + V_{bn} + V_{cn} = Z_a I_a + Z_b I_b + Z_c I_c \quad (1.3)$$

où,

$V$ ,  $I$  et  $Z$  représentent respectivement les vecteurs de la tension statorique de phase à neutre, le courant et l'impédance. Les indices  $a$ ,  $b$  et  $c$  représentent les trois phases et  $n$  indique le neutre



flottante des enroulements statoriques. Lorsque la machine est équilibrée, les trois impédances de phase sont :

$$Z_a = Z_b = Z_c \quad (1.4)$$

et pour un enroulement de stator couplé en étoile, la somme des courants de phase doit être:

$$I_a + I_b + I_c = 0 \quad (1.5)$$

donc pour une machine équilibrée, nous devons avoir:

$$V_{sum} = V_{an} + V_{bn} + V_{cn} = 0 \quad (1.6)$$

et

$$v_{sum}(t) = v_{an}(t) + v_{bn}(t) + v_{cn}(t) = 0 \quad (1.7)$$

$v(t)$  représente la tension instantanée. Ainsi, tout écart dans l'équation (1.7), se traduit par :

$$v_{sum}(t) \neq 0 \quad (1.8),$$

révèle le déséquilibre de phase causé par le défaut des spires.

L'utilisation de la tension de la séquence zéro comme un indicateur de défaut contribue à améliorer la fiabilité de la détection des défaillances pour les machines tournantes en boucle fermée. Cependant, les méthodes basées sur cette détection ont plusieurs limites pratiques. D'abord, ces méthodes ne peuvent pas être utilisées pour les machines couplées en étoile. Puis, les machines doivent avoir un accès au neutre flottant, car la tension homopolaire ne peut pas être mesurée à partir de la ligne électrique.

## 5.2. Surveillance mécanique

### 5.2.1. Surveillance des vibrations

Une surveillance des vibrations est basée sur le concept disant que les vibrations mécaniques à différentes fréquences sont liées à des sources identifiables dans la machine et peuvent donc être utilisées pour procurer l'état de la machine. Les défauts de roulement, d'excentricité, des

aimants et de déséquilibre des rotors sont les défaillances qui se prêtent aux méthodes de diagnostics basées sur les vibrations. Presque tous les défauts rotoriques et de roulement causent des vibrations mécaniques à des fréquences spécifiques [Nan 05]. Les paramètres de mesure peuvent être le déplacement, la vitesse et l'accélération. Les vibrations sont mesurées directement, radialement ou axialement. Les capteurs sont souvent placés sur les roulements pour la détection des défauts mécaniques [Wan 00a]. Toutefois, en plaçant des sondes sur le stator, il est également possible de détecter les irrégularités de l'entrefer, les défauts de l'enroulement statorique et les défauts rotoriques [Tru 02]. De même, Riley *et al.* [RIL 99] démontre qu'il existe une relation monotone entre les valeurs efficaces des sommes, des vibrations et des courants, pour une fréquence donnée. En effet, les vibrations mécaniques modulent l'entrefer à cette fréquence. Ces composants de fréquence apparaissent dans les inductances et ensuite dans les courants du stator.

L'inconvénient majeur de la surveillance basée sur les vibrations est le coût du capteur des vibrations. Cela limite l'utilisation de cette surveillance dans plusieurs applications notamment, dans les petites machines où le coût est un facteur important.

### **5.2.2. Surveillance de bruit ou 'acoustique'**

La surveillance des émissions acoustiques avec les ultrasons et les fréquences audibles est particulièrement favorable pour la détection des défauts de roulement. Le contact entre les éléments roulants sans et avec fissures génère des ondes acoustiques qui se propagent dans la machine avec la vitesse du son. Ces ondes ont peu d'énergie, mais elles peuvent être détectées par les capteurs de type piézoélectriques en particulier dans les cas des hautes fréquences. Rienstra *et al.* [Rie 08] présentent une étude sur les principes fondamentaux de la surveillance acoustique et l'utilisation industrielle de cette technique pour la détection des défaillances du roulement. La surveillance acoustique est reconnue comme fiable dans l'identification des défauts électriques, telle que le détachement des bobines statorique [Gay 95]. Dans ce cas, la procédure d'identification a été réalisée automatiquement par un réseau des neurones.

### **5.3. Surveillance thermique**

Les utilisateurs des machines électriques prêtent une attention particulière à la surveillance de la température. La règle de base stipule que tous les 10°C supplémentaires par rapport à la température nominale, entraîne une détérioration de l'enroulement deux fois plus vite que la normale. Cela a donné naissance à une préoccupation très sérieuse du bon fonctionnement de la

machine. En effet, plusieurs éléments des machines électriques peuvent être touchés de manière irréversible suite à des températures trop élevées. Les aimants permanents d'une machine sont un bon exemple à cet égard car, leurs caractéristiques magnétiques dépendent de la température : une température trop haute peut conduire à leur désaimantation irréversible. Negrea [Neg 01] présente une étude portant sur la distribution de la température dans une machine synchrone à aimants permanents utilisée pour la propulsion des navires. Plus précisément, il étudie le comportement transitoire thermique du moteur lors des courts-circuits survenus au niveau des extrémités du moteur. Diverses considérations sur la protection thermique du bobinage statorique et des aimants permanents sont présentées. Il est à noter que, dans le cas d'un défaut entre spires par exemple, la température augmente dans la région du défaut. La détection de cette élévation de la température comme un début du défaut peut-être trop lente, ce qui peut conduire à des défauts plus sévères tel que le court-circuit entre deux phases ou une phase et la terre.

Un autre exemple de la surveillance thermique à l'aide de l'estimation des paramètres des petites machines synchrones à aimants permanents, est donné dans [Mil 96b]. Les auteurs développent un modèle thermique de la machine électrique en fonction des grandeurs électriques, notamment le courant et la tension. Ce modèle est alors utilisé pour estimer la température du moteur pour identifier les défauts. Dans le cas d'un défaut dans le roulement, température dans cette région de la machine augmente à cause de l'augmentation du frottement. Ce processus lent peut être détecté par la surveillance thermique.

## **6. Les techniques du traitement de signal**

Les techniques de traitement du signal appliquées à la détection des défaillances dépendent des conditions de fonctionnement de la machine. Ces conditions peuvent être très différentes selon que la vitesse est constante ou variable.

### **6.1. Transformée en Série de Fourier**

La méthode la plus utilisée est la transformée de Fourier qui effectue l'analyse spectrale d'un signal donné. Chaque défaut, statorique ou rotorique a ses fréquences caractéristiques propres. Ainsi une simple application de la transformée de Fourier peut localiser ces fréquences. En raison de sa simplicité, cette méthode est très utilisée car elle est peu coûteuse et fiable [Rou 07]. Sa seule limitation réside dans le fait qu'elle ne peut être appliquée aux machines qui fonctionnent dans des conditions stationnaires (vitesse constante).

## 6.2. Les techniques de types non stationnaires

Un fonctionnement à vitesse variable (non stationnaire) modifie la fréquence fondamentale à chaque instant. Cela rend les méthodes classiques d'analyse harmonique inefficaces pour la détection des défaillances. Pour l'analyse d'un signal variable dans le temps, plusieurs techniques de traitement basées sur le temps et la fréquence ont été proposées. Dans ce qui suit, deux des techniques les plus couramment utilisées pour le diagnostic des défauts dans les machines électriques, sont exposées.

### 6.2.1. Transformé de Fourier à Court Terme : TFCT (Short Time Window Transform)

Cette méthode permet d'analyser les signaux variables dans le temps de façon aperiodique. Mathématiquement, elle présente une distribution linéaire du temps et de la fréquence. Les distributions du temps 'ou de la fréquence' sont normalement utilisées pour diagnostiquer les défauts dans les systèmes mécaniques. Ces distributions peuvent extraire avec précision les fréquences désirées d'un signal non stationnaire [Sat 98]. La TFCT d'un signal continu dans le temps  $x(t)$  est défini comme suit :

$$TFCT(\tau, f) = \int_{-\infty}^{\infty} x(t)w(t - \tau)e^{-j2\pi ft} dt \quad (1.9)$$

où  $w(t)$  est la fonction fenêtre (window) dont la position a été traduite dans le temps par ' $\tau$ '. La forme discrète de l'équation (1.7) est :

$$TFCT(k, m) = \sum_{n=0}^{N-1} x(n)w(n - m)e^{-j\frac{2\pi kn}{N}} \quad (1.10)$$

où  $w(n)$  est la fenêtre glissante.

Si la variation d'un signal en cours d'analyse est relativement lente, il peut être supposé que le signal est stationnaire dans l'ensemble du calcul de la TFCT. Le nombre de calculs TFCT nécessaires dépend de la longueur du signal échantillonné et de la taille de la fenêtre utilisée pour segmenter le signal. Malgré sa simplicité de mise en oeuvre et sa performance raisonnable, cette méthode reste limitée par le fait que la longueur de la fenêtre temporelle influence la fréquence de résolution. L'augmentation de la largeur de la fenêtre conduit à l'amélioration de la fréquence de résolution. Cela signifie que l'information provenant des signaux non stationnaires appartenant à

cette largeur risque de se perdre. Ce rapport intrinsèque entre le temps et la fréquence de la résolution devient plus critique lorsque la TFCT traite les signaux dont la fréquence est en évolution constante. Ainsi, un compromis entre le temps et la fréquence de la résolution doit être fait pour la mise en œuvre de cette technique.

### 6.2.2. Transformé d'ondelette : TO (Wavelet Transform)

Elle a été développée pour résoudre l'arbitrage entre le temps et la fréquence des résolutions de la TFCT. TO est essentiellement une méthode d'échelle du temps. Dans l'analyse d'ondelette, un signal est analysé pour différentes échelles ou résolutions: une fenêtre est utilisée pour regarder la stationnarité approximative du signal et une fenêtre est utilisée pour accéder au transitoires. Cette vue du signal en multi résolution ou multi échelle est la particularité de l'analyse avec d'ondelette [Tous 02]. La Transformée d'ondelette d'un signal  $x(t)$ , dépend de deux variables: paramètre de fréquence ' $a_f$ ', et le paramètre de temps ' $\tau$ '. Elle est donnée par :

$$TO(a_f, \tau) = \frac{1}{\sqrt{a_f}} \int_{-\infty}^{+\infty} x(t) g\left(\frac{t - \tau}{a_f}\right) dt \quad (1.11)$$

Le choix d'ondelette est important pour une bonne extraction des caractéristiques des défauts. Une vraie ondelette ne possède pas l'information de phase distincte et, par conséquent, elle est uniquement adaptée pour détecter les transitoires. Elle n'est donc pas d'une grande utilité dans le diagnostic des moteurs où l'information des défauts est répartie dans l'ensemble du signal. Une ondelette complexe permet de séparer l'amplitude et la composante de phase d'un signal. Elle est normalement utilisée pour mesurer les fréquences instantanées. Elle offre un meilleur choix pour la détection des défaillances des moteurs [Awa 06].

### 6.2.3. Les techniques d'intelligence artificielle (IA)

Ces dernières années, un certain nombre de techniques de l'intelligence artificielle (IA) ont évolué par rapport aux méthodes traditionnelles. Ces techniques peuvent être appliquées sans une analyse détaillée du défaut ni du modèle du système. Quand une technique IA est utilisée, la détection et l'évaluation des défauts peuvent être accomplies sans un expert. Plusieurs entrées sont utilisées: les courants et les tensions statoriques, les champs magnétiques, les vibrations, .... Mais dans la plupart des cas, les tensions et les courants sont suffisants.

Parmi les différents types des techniques basées sur IA, certaines d'entre elles utilisent des systèmes experts, réseaux de neurones artificiels, logique floue, logique floue et réseaux de neurones, algorithmes génétiques, etc. Un système expert a des capacités à gérer la connaissance fondée sur des règles qui modélisent un système physique. Les réseaux des neurones sont généralement des approximations non linéaires des fonctions [Q. Liu 00]. Cette approximation de fonctions est obtenue par l'utilisation d'un réseau constitué des neurones artificiels. Ces derniers sont reliés par des poids appropriés. Toutefois, l'architecture exacte d'un réseau de neurones n'est pas connue à l'avance, il est généralement obtenu après tâtonnement.

Le logique floue et les systèmes experts sont fondés sur des règles, mais ils peuvent aussi être considérés comme des approximations non linéaires de fonctions. Contrairement aux réseaux de neurones, ils décrivent clairement comment effectuer l'approximation d'une fonction [Awa 05].

Enfin, les algorithmes génétiques ne sont pas généralement des approximations de fonctions, mais ce sont des techniques d'optimisation stochastique. Toutefois, ils peuvent être utilisés conjointement avec les réseaux des neurones ou la logique floue et réseaux de neurones. On emploie cette combinaison par exemple, pour obtenir le poids optimal dans un réseau de neurones 'pure' ou pour obtenir les fonctions de membre en logique floue, etc.

## **7. Système de surveillance et de commande des MSAP**

La figure (1.12) montre un système de surveillance pour une machine synchrone à aimants permanents. La commande du système est une commande tolérante aux fautes qui réagit (si c'est possible) de sorte à compenser l'effet du défaut. Cette commande dépend d'un modèle (précis) du système. A partir des certaines mesures et d'un modèle de la machine, un algorithme de détection de défauts, cherche à trouver des paramètres qui sont différents d'un régime normal (sain). S'il y a un changement observé, la commande va s'adapter par rapport aux variations des paramètres.

Pour un certain type des défauts comme le court-circuit, l'arrêt de la machine dès que le défaut est détecté est obligatoire. Par contre la machine peut continuer à fonctionner pour les défauts comme la désaimantation des aimants. Dans ce cas la commande doit être capable de réagir pour compenser la perte de puissance due aux aimants. C'est ce qu'on appelle le fonctionnement en régime dégradé.

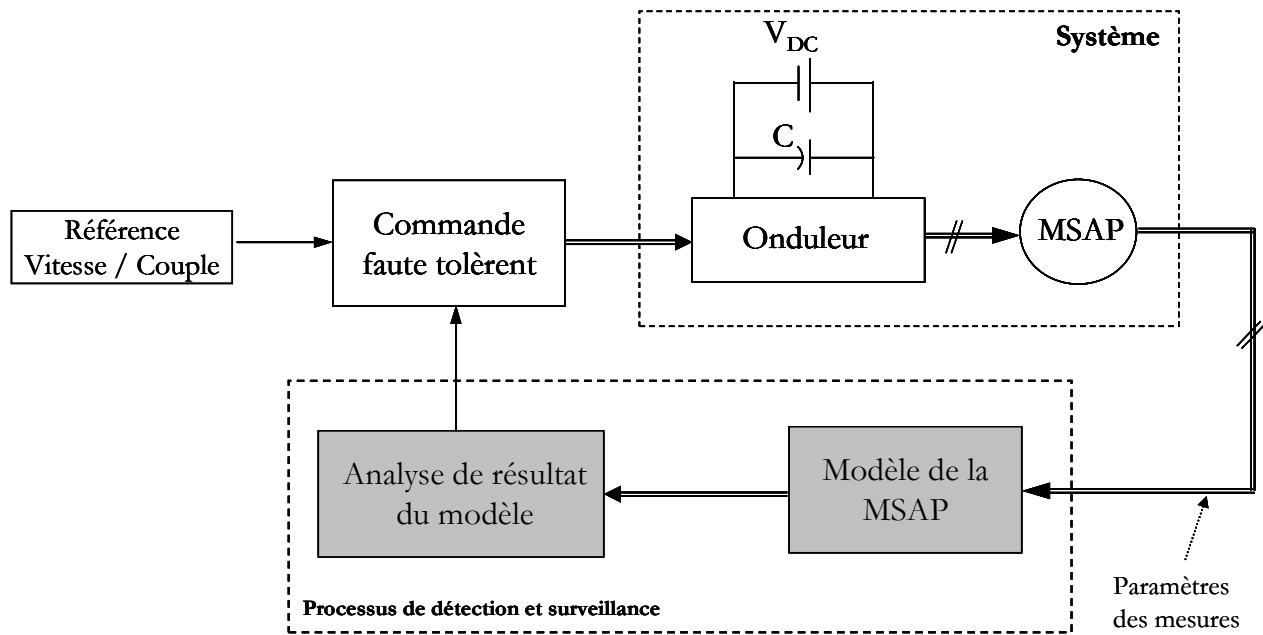


Figure 1.12 : Schéma bloc de système de surveillance

Le travail de cette thèse se situe au niveau des blocs gris (figure 1.12), au sein du processus de surveillance et de commande des MSAP. Le premier objectif visé dans ce travail de recherche est le développement de modèles capables de prendre en compte plusieurs types de défauts de la MSAP. Les défauts de désaimantation et de court-circuit sont le point de départ pour proposer des approches de modélisation précises et rapides. Le deuxième aspect de la thèse traite des algorithmes les mieux adaptés pour la détection et le diagnostic de ces défauts.

## 8. Conclusion

Ce chapitre a mis en évidence l'importance de la surveillance d'état des machines électriques. Les différents types de cette surveillance peuvent être classés, selon la nature des grandeurs surveillées, en trois catégories : électromagnétiques, mécaniques et thermiques. L'étude bibliographique réalisée sur la surveillance montre que le défaut de désaimantation est le plus néfaste pour les machines à aimants mais aussi assez fréquent. Il a été également montré que la modélisation des machines est la première étape de tout processus de surveillance de ces dernières. Lesdits modèles doivent répondre à deux exigences majeures : la précision et la rapidité d'exécution.





## *Chapitre 2*

# **Modélisation du défaut de désaimantation des aimants dans les MSAP**

## SOMMAIRE – Chapitre 2

1. Introduction .....	47
2. Les matériaux magnétiques et le problème de désaimantation .....	47
2.1. La courbe B(H) .....	47
2.2. Causes de la désaimantation .....	51
2.2.1. Variations de la température .....	51
2.2.2. Influence des champs magnétiques – réaction de l'induit .....	52
2.2.3. Autres causes de la désaimantation .....	52
3. Modélisation analytique de la désaimantation des MSAP .....	52
3.1. Modèle analytique .....	52
3.1.1. Système des équations pour un aimant segmenté .....	53
3.1.2. Solution des équations différentielles .....	55
3.2. Validation du modèle: Cas d'une machine saine .....	59
3.3. Validation du modèle : Cas d'une machine désaimantée .....	62
4. Les inconvénients du modèle analytique .....	65
5. Modélisation de la désaimantation des MSAP à l'aide de la méthode de RDPE .....	65
5.1. Détermination des tubes de flux .....	66
5.1.1. Les perméances constantes .....	67
5.1.2. Les perméances variables .....	68
5.1.2.1. La méthode des éléments finis .....	70
5.1.2.2. La fonction longueur d'entrefer .....	71
5.1.2.3. Méthode d'Ostovic .....	72
5.1.2.4. Ostovic généralisée .....	74
5.1.2.4.1. Perméance de chevauchement .....	74
5.1.2.4.2. Perméance de frange .....	75
5.2. Model de l'aimant .....	75
5.3. Système des équations .....	76
5.4. Validation du modèle RDPE: Cas d'une machine saine .....	77
5.5. Validation du modèle RDPE: Cas d'une machine dégradée .....	79
5.6. Synthèse .....	80
6. Conclusion .....	81

## 1. Introduction

Ces dernières années, les avancées technologiques des aimants permanents ont incité à leur utilisation dans de nombreuses nouvelles applications. Dans le domaine de l'industrie des moteurs, les aimants permanents ont joué un rôle principal dans la réduction de la taille globale de la machine. Cependant, les aimants permanents utilisés jusqu'à présent dans les moteurs, souffrent souvent des effets de la désaimantation diminuant considérablement leur propriété importante : l'induction rémanente.

Parmi les défauts rotoriques les plus importants dans une machine synchrone à aimants permanents (MSAP) on trouve la désaimantation irréversible des aimants. En effet, une fois survenu ce défaut peut affecter les performances globales de la machine. De plus, l'étude de ce défaut en particulier au même titre que les défauts en général dans les MSAP, présente un manque dans la littérature mondiale. Ainsi, le travail de cette thèse s'est principalement orienté vers le développement d'études dans ce domaine.

Ce chapitre est consacré au problème de désaimantation dans les MSAP. Tout d'abord, les différents facteurs responsables de la désaimantation sont cités. Puis, deux modèles de ce phénomène sont développés dans le cas d'une MSAP à aimants en surfaces : modèle analytique et modèle des réseaux de perméances équivalent (RDPE, souvent considéré comme semi-analytique). L'objectif étant de proposer des modèles précis et rapides prenant en compte les paramètres géométriques et matériels de la machine permettant ainsi leur utilisation dans la détection de ce défaut. Enfin, les modèles proposés sont validés en utilisant les simulations par éléments finis (EF) du logiciel Flux2D. Les deux modes de fonctionnement de la MSAP sont étudiés: mode sain (sans désaimantation) et mode dégradé (avec désaimantation).

## 2. Les matériaux magnétiques et le problème de désaimantation

La désaimantation se traduit par la diminution de l'induction rémanente dans l'aimant. Cela conduit à la perte de flux utile provenant de celui-ci, ce qui engendre une diminution de sa force. Avant d'aborder les causes physiques provoquant ce phénomène ainsi que sa modélisation, un rappel des principales notions autour des aimants permanents s'avère nécessaire.

### 2.1. La courbe $B(H)$

La caractéristique magnétique d'un aimant permanent (AP) est décrite par la courbe donnant la variation de l'induction magnétique ' $B$ ' en fonction du champ magnétique ' $H$ ' : courbe

B(H). Pour un matériau magnétique typique, la courbe B(H) forme un cycle d'hystérésis tel que celui-ci de la figure (2.1). La caractéristique d'un AP est aussi évaluée à travers trois paramètres: l'induction rémanente, le champ coercitif et la perméabilité de recul. L'induction rémanente ' $B_r$ ' d'un aimant est définie comme la valeur de l'induction magnétique conservée par celui-ci lorsque le champ magnétique ' $H$ ' est égal à zéro. D'autre part, le champ magnétique négatif qui ramène l'induction magnétique à zéro est appelé le champ coercitif ' $H_c$ ' de l'aimant. Si le champ magnétique négatif appliqué est éteint avant le point 'K' dans la figure (2.1), l'aimant sera reculé au point 'C' avec son induction rémanente d'origine. En revanche, si le champ négatif appliqué tel que le point 'K' est atteint, au point S par exemple, l'aimant sera reculé à un nouveau point 'R' sur un cycle mineur. Dans ce cas, l'aimant va perdre de façon permanente (irréversible) une partie de son induction rémanente et on dit que l'aimant est désaimanté. Le point 'K' définit alors le 'point limite' de la désaimantation réversible de l'aimant permanent. Dans les aimants terre rares, le cycle mineur peut être approximé par une ligne droite et est connue sous le nom de droite de recul. La pente de cette droite est appelée perméabilité de recul de l'aimant.

Tous les paramètres mentionnés ci-dessus sont définis dans le deuxième quadrant de la courbe B(H) que l'on appelle la courbe de désaimantation. Les caractéristiques des divers AP sont normalement décrites par la seule courbe de désaimantation au lieu de la courbe B(H) totale.

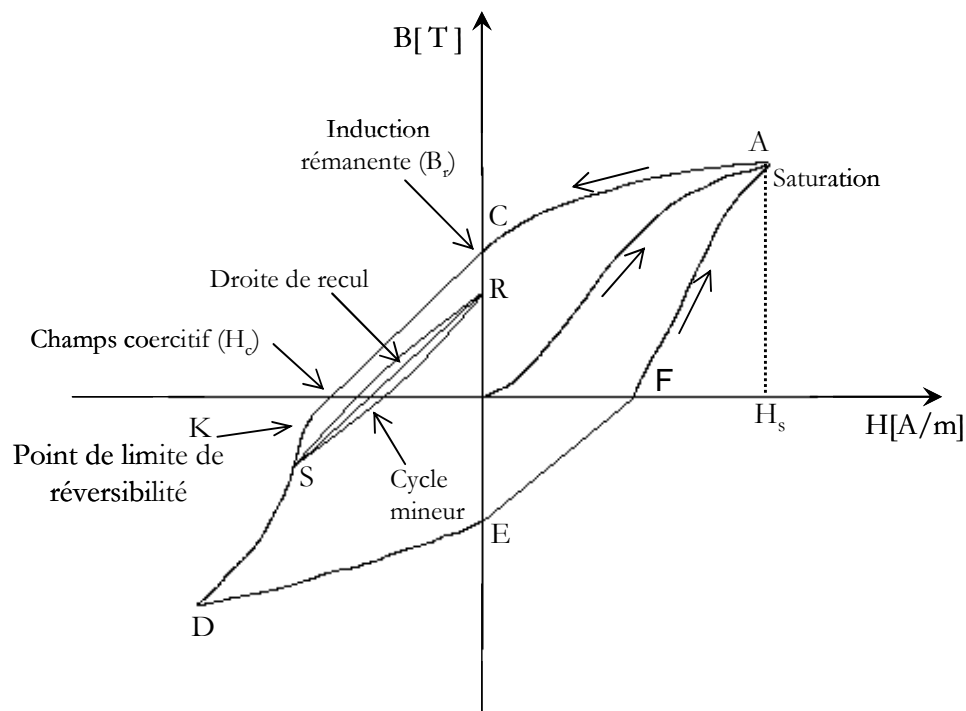


Figure 2.1 : Courbe B(H) d'un matériau magnétique typique – Cycle d'hystérésis

Les deux paramètres ( $B_r$  et  $H_c$ ) dépendent également de la température. En effet, la désaimantation d'un aimant est influencée par l'élévation de la température et la durée d'exposition à celle-ci. Une température élevée de l'aimant provoque le déplacement du point limite 'K' dans le deuxième quadrant. La température à laquelle l'aimantation de l'aimant est réduite à zéro est appelée la température de Curie. L'effet de la diminution de l'induction rémanente à haute température est évalué à travers le coefficient de température réversible  $\alpha_{Br}$  à l'aide de l'équation (2.1), [Mil 94a].

$$B_{r(T)} = B_{r(20)} \times \left[ 1 + \alpha_{Br} \times \frac{(T - 20)}{100} \right] \quad (2.1)$$

où,  $B_{r(20)}$  est la valeur de  $B_r$  à 20 ° C,  $\alpha_{Br}$  est le coefficient de température réversible exprimé en % par degré Celsius et 'T' est la valeur de la température de l'aimant.

Le point de fonctionnement de l'aimant dépend de la perméabilité du circuit magnétique externe. Si la perméance est faible, il se situe au bas de la courbe de désaimantation, à proximité de ' $H_c$ '. Dans un tel cas, la possibilité de désaimantation irréversible est élevée. Le point de fonctionnement est déterminé à partir de la perméance définie comme suit:

$$P_{pf} = \frac{A_g l_{AP}}{A_{AP} g} \quad (2.2)$$

où,

$A_g$ : est la surface de l'entrefer ( $m^2$ ),

$l_{AP}$ : la longueur de l'aimant (m),

$A_{AP}$ : la surface de l'aimant ( $m^2$ ),

$g$ : la longueur de l'entrefer (m).

L'autre paramètre important de l'aimant est son énergie maximale stockée ; elle est définie par  $(BH)_{max}$ . Le produit de 'B' et 'H' est une hyperbole dans le plan (B, H) comme montré dans la figure (2.2). Le  $BH_{max}$  d'un aimant se produit au point où l'hyperbole est tangente à la courbe de désaimantation.

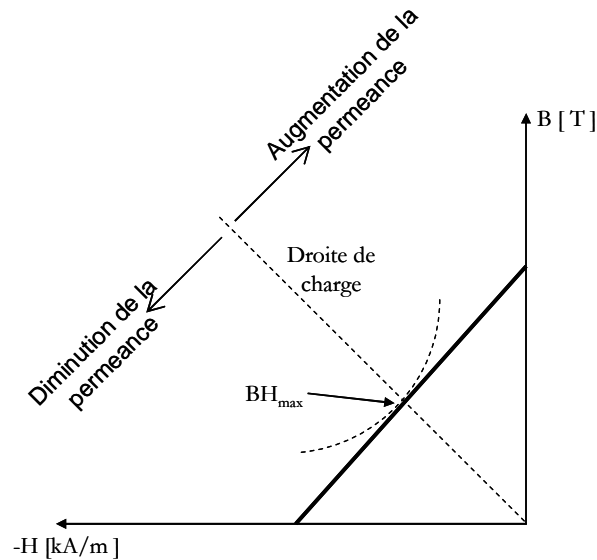


Figure 2.2 : L'énergie stockée par aimant permanent

Selon les caractéristiques démagnétisantes, les aimants permanents peuvent être subdivisés en plusieurs groupes dont les trois principaux sont les suivants :

- Alinco (Alinco5, Alinco5-7, Alinco9 etc)
- Ferrites (Barium ferrite, Strontium ferrite etc)
- Terres rares (Sarrium cobalt (SmCo), Neodyum-Fer-Bore (Nd-Fe-B))

Les courbes de désaimantation de ces matériaux sont présentées dans la figure (2.3). Il ressort de cette figure que les Alinco ont la plus haute induction rémanente, un très petit champ coercitif et une courbe non linéaire. Les Alinco peuvent être magnétisés et désaimantés très facilement. Ils ont été largement utilisés dans les moteurs à courant continu à aimants permanents jusqu'à ce que les aimants en ferrite, sont devenus disponibles sur le marché.

Les ferrites sont mieux que les Alinco, en terme du champ coercitif mais leur induction rémanente est plus faible. Les ferrites sont les aimants permanents les moins chers, disponibles sur le marché. Ils sont couramment utilisés pour les machines à AP de faible puissance.

Les matériaux terre rare (SmCo et Nd-Fe-B) ont quasiment une courbe de désaimantation linéaire. Ils ont une induction rémanente et un champ coercitif élevés. Toutefois, le coût des SmCo est beaucoup plus élevé que ceux des autres AP. Bien que le coût du Nd-Fe-B est plus élevé que celui des ferrites, il est plus approprié pour les machines à AP à hautes performances, en raison des propriétés magnétiques supérieures. L'inconvénient des Nd-Fe-B réside dans leur faible tenue à la corrosion.

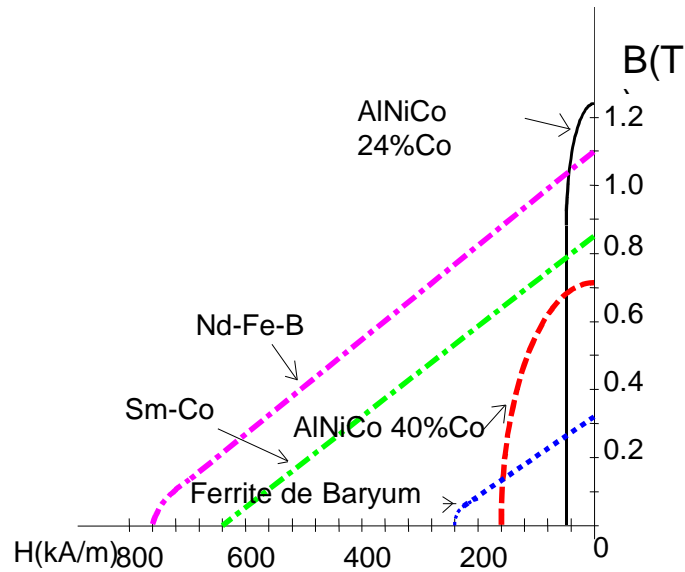


Figure 2.3 : Courbe de désaimantation des matériaux magnétiques

## 2.2. Causes de la désaimantation

Le champ magnétique vu par l'aimant peut être variable soit par la modification de la géométrie du circuit magnétique, soit par l'application d'un champ magnétique extérieur variable. Dans ces deux cas, le point de fonctionnement de l'aimant quitte le cycle d'hystérésis (définie précédemment) pour se placer sur un cycle mineur. Les différentes causes de désaimantation sont les suivants :

### 2.2.1. Variations de la température

A des températures de fonctionnement qu'on appelle critiques, les grandeurs essentielles de l'aimant, ( $B_r$  et  $H_c$ ), subissent des variations dont les effets se matérialisent par des pertes de flux dans l'entrefer de la machine. On distingue généralement trois sortes de diminutions :

- Diminutions réversibles d'induction : elles sont annulées par le retour de l'aimant à la température initiale. Elles s'expriment par le coefficient de la température de la rémanence. On ne peut pas les éviter mais on a la possibilité de les prévoir dans l'étude.
- Diminutions irréversibles d'induction : elles sont dues à la dépendance en température du champ coercitif. En effet, à des températures élevées le champ coercitif diminue et l'aimantation de certaines zones ne peut être ramenée à l'état initial. Ces pertes ne sont pas annulées après retour à la température initiale. Elles ne pourront l'être que par une réaimantation.

- Diminutions irrémédiables d'induction : elles sont dues à la dégradation de la surface de l'aimant, de son oxydation, du changement de sa structure etc.... même après réaimantation, les diminutions persistent.

### 2.2.2. Influence des champs magnétiques – réaction de l'induit

Si un champ de désaimantation ' $H_M$ ' est appliqué à l'aimant et si par la suite on réduit ' $H_M$ ' à 0 et l'on retrouve une courbe de désaimantation avec une diminution d'induction rémanente, on dira qu'il y a diminution de l'induction irréversible.

### 2.2.3. Autres causes de la désaimantation

Le vieillissement de l'aimant se traduit souvent par une diminution de son aimantation rémanente de façon globale ou locale au sein du corps du matériau. Les désaimantations locales peuvent être dues par exemple, aux vibrations du rotor notamment suite aux harmoniques du couple.

## 3. Modélisation analytique de la désaimantation des MSAP

Un certain nombre d'approches de modélisation pour les machines à aimants permanents sont rapportés dans la littérature pour calculer le champ magnétique dans l'entrefer. Les deux méthodes les plus connues de celles-ci, sont : la résolution analytique des équations de Laplace en coordonnées polaires et le méthode par réseau de perméance/reluctance [Rab 96], [Wan 03b], [Zhu 93 bis], [Zhu93b], [Zhu 02], [Fra 07], [Kan 05], [RAS 97]. Dans ce chapitre nous abordons ces deux approches à travers la modélisation du phénomène de désaimantation dans les MSAP à aimants en surface.

### 3.1. Modèle analytique

Il a été mentionné en chapitre 1, qu'un défaut d'un aimant peut se produire à cause de réaction d'induit ou l'apparence d'une fissure. Cela signifie que le défaut d'un aimant peut être classé comme un type de défaut qui est réparti uniformément sur toute sa surface ou localisé à un endroit précis du pôle. Afin de tenir compte de cette non uniformité du défaut dans le modèle analytique, l'aimant est considéré être composé de petits éléments comme montré dans la figure (2.4).



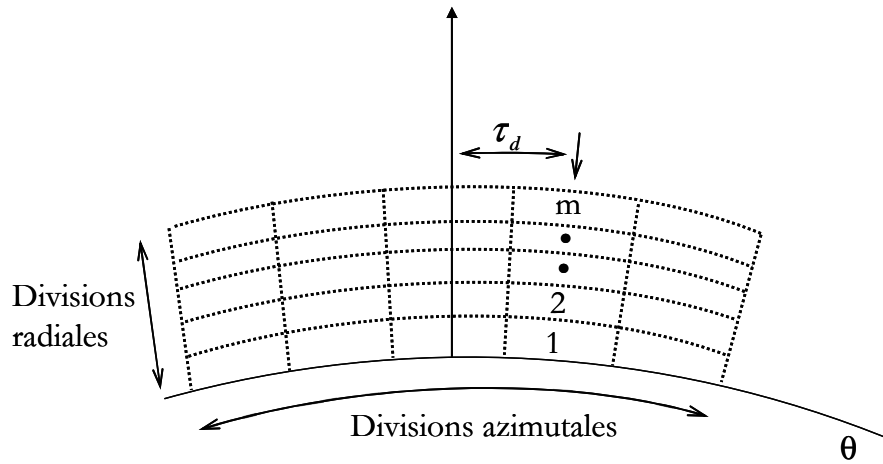


Figure 2.4 : Subdivision de l'aimant permanent en 'm'

### 3.1.1. Système des équations pour un aimant segmenté

Les équations de Maxwell sont appliquées avec les hypothèses suivantes:

- Les petits éléments de l'aimant sont aimantés radialement et uniformément.
- Les effets des bords sont négligés.
- La perméabilité de la culasse rotorique et statorique est considérée infinie.
- L'effet de denture est négligé.

En négligeant l'effet de denture, la distribution de champ magnétique produit par les aimants en surface peut être calculée par la solution des équations aux dérivées partielles dans l'entrefer et dans chaque élément de l'aimant (figure 2.5).

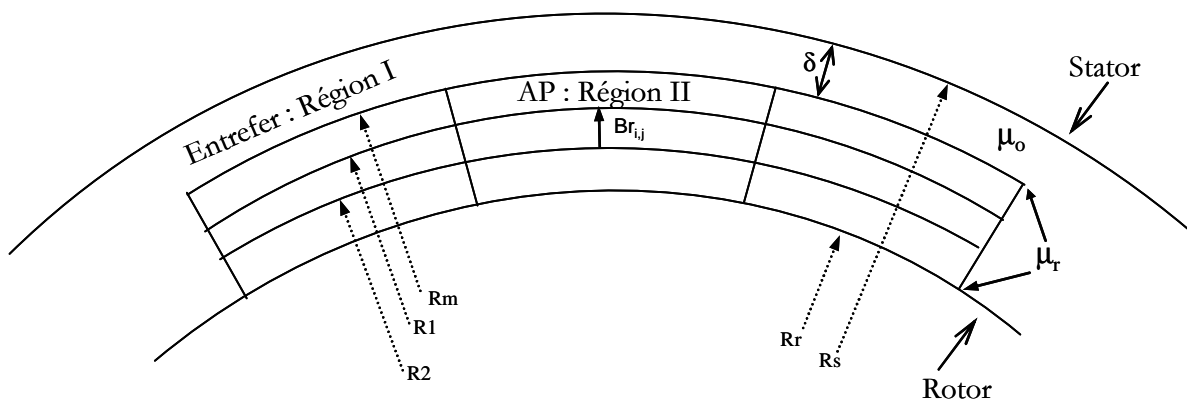


Figure 2.5 : Géométrie du problème électromagnétique

A partir des équations de Maxwell, nous pouvons écrire :

$$\text{rot}\vec{H} = 0 \quad (2.3)$$

$$\text{div}\vec{B} = 0 \quad (2.4)$$

- dans l'entrefer, région I :

$$\vec{B}_{I,i,j} = \mu_0 \vec{H}_{I,i,j} \quad (2.5)$$

- et dans les aimants (éléments), région II :

$$\vec{B}_{II,i,j} = \mu_0 \mu_r \vec{H}_{II,i,j} + B_{r,i,j} \quad (2.6)$$

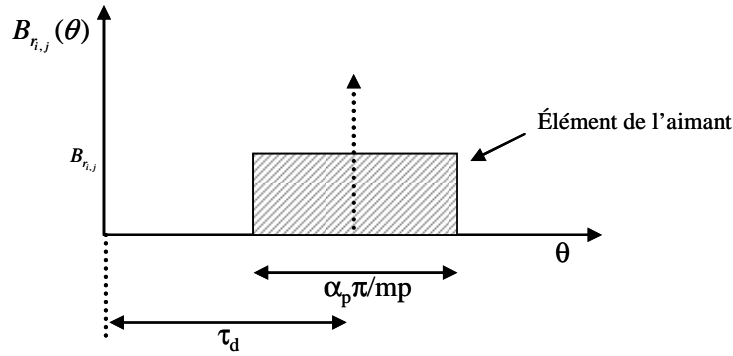
où, ' $\vec{H}$ ' est l'intensité du champ, ' $\vec{B}$ ' est l'induction, ' $B_r$ ' est l'induction rémanente de l'aimant, ' $\mu_0$ ' est la perméabilité du vide et ' $\mu_r$ ' est la perméabilité de la droite de recul.

On suppose que chaque aimant est divisé en 9 éléments comme dans la figure (2.5). La position de chaque élément peut être définie selon la figure (2.6). L'induction rémanente pour un aimant aimanté radialement est exprimée en utilisant la série de Fourier, comme suit :

$$B_{r,i,j}(\theta) = \frac{\alpha B_{r,i,j}}{2m} + \sum_{n=\text{impair}}^{N_h} \frac{2 \cdot B_{r,i,j}}{n \cdot \pi} \sin\left(n \frac{\alpha_p \pi}{2m}\right) \cdot \cos(n \cdot p \cdot (\theta - \tau_d)) \quad (2.7)$$

où, 'i,j' définit la position d'un élément, ' $\alpha_p$ ' est l'ouverture du pôle, 'm' est le nombre de divisions radiales d'un pôle, 'p' est le nombre de paires de pôles, ' $\tau_d$ ' est la distance entre l'élément et le centre du pôle nord (voir figure 2.6) et ' $N_h$ ' est le nombre d'harmoniques.

L'équation (2.7) est valable pour un pôle magnétique (ici pôle nord), une autre équation similaire peut être écrite pour pôle sud. Pour une raison de simplicité nous considérons un cas d'une machine à deux pôles. Les équations de champs sont écrites dans les deux régions (c'est-à-dire région I : l'entrefer et région II : l'aimant).



**Figure 2.6 :** Définition de la position d'un élément de l'aimant dans le plan transversal de la machine

Le potentiel vecteur dans la région I celle de l'entrefer, satisfait la relation suivante :

$$\Delta A_{I,i,j} = 0 \quad (2.8)$$

$$\frac{\partial^2 A_{I,i,j}}{\partial r^2} + \frac{1}{r} \frac{\partial A_{I,i,j}}{\partial r} + \frac{1}{r^2} \frac{\partial^2 A_{I,i,j}}{\partial \theta^2} = 0 \quad (2.9)$$

Dans la région II, de l'aimant, le potentiel vecteur est exprimé par :

$$\Delta A_{II,i,j} = \frac{1}{r} \frac{\partial B_{ri,j}(\theta)}{\partial \theta} \quad (2.10)$$

$$\frac{\partial^2 A_{II,i,j}}{\partial r^2} + \frac{1}{r} \frac{\partial A_{II,i,j}}{\partial r} + \frac{1}{r^2} \frac{\partial^2 A_{II,i,j}}{\partial \theta^2} = \frac{1}{r} \cdot \frac{\partial B_{ri,j}(\theta)}{\partial \theta} \quad (2.11)$$

### 3.1.2. Solution des équations différentielles

Les équations aux dérivées partielles pour les deux régions sont résolues en tenant compte de tous les petits éléments de l'aimant. Dans le cas d'un aimant avec 9 éléments, il y aura trois séries d'équations à résoudre. Dans ces conditions la forme générale du potentiel vecteur dans les deux régions I et II est donnée par :

$$A_{I,i,j}(r, \theta) = \sum_{n \neq 0} (\alpha_{i,j} \cdot r^{np} + \beta_{i,j} \cdot r^{-np}) \sin(np(\theta - \tau_d)) \quad (2.12)$$

$$A_{II_{i,j}}(r, \theta) = \sum_{n \neq 0} (\chi_{i,j} \cdot r^{np} + \gamma_{i,j} \cdot r^{-np}) \sin(np(\theta - \tau_d)) + A_{II_{i,j}}^p \quad (2.13)$$

où  $A_{II_{i,j}}^p$  est la solution particulière et est de la même forme que le second membre de l'équation (2.10) :

$$A_{II_{i,j}}^p(r, \theta) = \sum_{n=\text{impair}} \lambda_{i,j} \cdot r \sin(np(\theta - \tau_d)) \quad (2.14)$$

La valeur de  $\lambda_{i,j}$  est déterminée après substitution de l'équation (2.14) dans (2.11), nous obtenons :

$$\lambda_{i,j} = -\frac{2pB_{r_{i,j}}}{(1-(np)^2)\pi} \sin\left(\frac{n\alpha_p\pi}{2m}\right) \quad (2.15)$$

L'équation (2.13) devient donc :

$$A_{II_{i,j}}(r, \theta) = \sum_{n \neq 0} \left[ (\chi_{i,j} r^{np} + \gamma_{i,j} r^{-np}) - \frac{2pB_{r_{i,j}} r}{(1-(np)^2)\pi} \sin\left(\frac{n\alpha_p\pi}{2m}\right) \right] \sin(np(\theta - \tau_d)) \quad (2.16)$$

En utilisant les équations du potentiel vecteur, les composantes radiales et tangentielles de l'induction dans les deux régions s'obtiennent comme suit :

$$B_{I_{i,j}}^r(r, \theta) = \sum_{n \neq 0} np \cdot (\alpha_{i,j} \cdot r^{np-1} + \beta_{i,j} \cdot r^{-np-1}) \cos(np(\theta - \tau_d)) \quad (2.17)$$

$$B_{I_{i,j}}^\theta(r, \theta) = \sum_{n \neq 0} -np \cdot (\alpha_{i,j} \cdot r^{np-1} - \beta_{i,j} \cdot r^{-np-1}) \sin(np(\theta - \tau_d)) \quad (2.18)$$

$$B_{II_{i,j}}^r(r, \theta) = \sum_{n \neq 0} (np \cdot (\chi_{i,j} \cdot r^{np-1} + \gamma_{i,j} \cdot r^{-np-1}) - np^2 M_{ni,j}) \cos(np(\theta - \tau_d)) \quad (2.19)$$

$$B_{II_{i,j}}^\theta(r, \theta) = \sum_{n \neq 0} (-np \cdot (\chi_{i,j} \cdot r^{np-1} - \gamma_{i,j} \cdot r^{-np-1}) + pM_{ni,j}) \sin(np(\theta - \tau_d)) \quad (2.20)$$

où,

$$M_{ni,j} = \frac{2B_{r_i,j}}{(1-(np)^2)\pi} \sin\left(\frac{n\alpha_p\pi}{2m}\right) \quad (2.21)$$

Dans les équations (2.17) à (2.20), ‘ $\alpha$ ’, ‘ $\beta$ ’, ‘ $\chi$ ’ et ‘ $\gamma$ ’ sont les constantes d’intégration. Leurs valeurs peuvent être trouvées par l’application des conditions aux limites, qui existent aux frontières des différentes régions, à savoir :

$$\left\{ \begin{array}{ll} H_{I_i,j}^\theta(R_s, \theta) = 0 & \forall \theta \\ H_{IV_i,j}^\theta(R_r, \theta) = 0 & \forall \theta \\ B_{I_i,j}^r(R_m, \theta) = B_{II_i,j}^r(R_m, \theta) & \forall \theta \\ H_{I_i,j}^\theta(R_m, \theta) = H_{II_i,j}^\theta(R_m, \theta) & \forall \theta \\ B_{II_i,j}^r(R_1, \theta) = B_{III_i,j}^r(R_1, \theta) & \forall \theta \\ H_{II_i,j}^\theta(R_1, \theta) = H_{III_i,j}^\theta(R_1, \theta) & \forall \theta \\ B_{III_i,j}^r(R_2, \theta) = B_{IV_i,j}^r(R_2, \theta) & \forall \theta \\ H_{III_i,j}^\theta(R_2, \theta) = H_{IV_i,j}^\theta(R_2, \theta) & \forall \theta \end{array} \right. \quad (2.22)$$

Une fois les coefficients ‘ $\alpha$ ’, ‘ $\beta$ ’, ‘ $\chi$ ’ et ‘ $\gamma$ ’ sont obtenus, les expressions du potentiel vecteur dans l’entrefer et dans les aimants élémentaires peuvent facilement être calculés. Le potentiel vecteur total de l’entrefer ou d’un aimant est la somme des contributions de tous les éléments. Ainsi, des nouvelles équations, du potentiel vecteur de l’entrefer et de l’aimant ont été développées. Celles-ci sont en fonction de l’induction rémanente de tous les éléments de l’aimant. Ainsi, l’équation (2.23) exprime le potentiel au niveau de l’entrefer et produit par une colonne d’aimant élémentaire. L’équation (2.25) donne alors le potentiel vecteur total de l’entrefer produit par un pôle entier d’aimant. Cette équation est également valable pour l’autre pôle magnétique. L’expression complète du potentiel vecteur au niveau de l’entrefer s’obtient en sommant celles des pôles nord et sud ; elle est explicitée en Annexe I.

$$A_{I_i,j}(R_s, 0) = \sum_{n=\text{impair}}^{Nh} \frac{1}{n} \frac{R_s^{np}}{(R_s^{2np} + R_r^{2np})} \left[ \begin{array}{l} \left( R_m^{np+1}(M_{n_i,j})(1-np) + R_m^{-np+1}R_r^{2np}(M_{n_i,j})(1+np) + R_1^{np+1}((M_{n_i,j})(1-np) - (M_{n_i,j})(1-np)) + \right. \\ \left. R_1^{-np+1}R_r^{2np}((M_{n_i,j})(1+np) - (M_{n_i,j})(1+np)) + R_2^{np+1}((M_{n_i,j})(1-np) - (M_{n_i,j})(1-np)) + \right. \\ \left. R_2^{-np+1}R_r^{2np}((M_{n_i,j})(1+np) - (M_{n_i,j})(1+np)) - 2(M_{n_i,j})R_r^{np+1} \right) \sin(np(\theta - \tau_d)) \end{array} \right] \quad (2.23)$$

$$A_I(R_s, 0) = (A_{I_{11}} + A_{I_{12}} + A_{I_{13}}) \quad (2.24)$$

$A_{I_{11}}$ ,  $A_{I_{12}}$  et  $A_{I_{13}}$  s'obtient en remplaçant '  $\tau_d$  ' dans l'équation (2.23) respectivement par :  $\frac{\alpha_p \pi}{3p}$ , 0

et  $-\frac{\alpha_p \pi}{3p}$ .

$$A_I(R_s, 0) = \sum_{n=\text{impair}}^{N_h} \frac{1}{n} \frac{R_s^{np}}{(R_s^{2np} - R_r^{2np})} \cdot \left[ \begin{array}{l} \left[ \begin{array}{l} \left( R_m^{np+1} M_{n_{11}} (1-np) + R_m^{-np+1} R_r^{2np} M_{n_{11}} (1+np) + R_1^{np+1} (M_{n_{21}} (1-np) - M_{n_{11}} (1-np)) + \right. \\ \left. R_1^{-np+1} R_r^{2np} (M_{n_{21}} (1+np) - M_{n_{11}} (1+np)) + R_2^{np+1} (M_{n_{31}} (1-np) - M_{n_{21}} (1-np)) + \right. \\ \left. R_2^{-np+1} R_r^{2np} (M_{n_{31}} (1+np) - M_{n_{21}} (1+np)) - 2M_{n_{31}} R_r^{np+1} \right] \sin(np(\theta + \frac{\alpha_p \pi}{3p})) + \\ \left[ \begin{array}{l} \left( R_m^{np+1} M_{n_{12}} (1-np) + R_m^{-np+1} R_r^{2np} M_{n_{12}} (1+np) + R_1^{np+1} (M_{n_{22}} (1-np) - M_{n_{12}} (1-np)) + \right. \\ \left. R_1^{-np+1} R_r^{2np} (M_{n_{22}} (1+np) - M_{n_{12}} (1+np)) + R_2^{np+1} (M_{n_{32}} (1-np) - M_{n_{22}} (1-np)) + \right. \\ \left. R_2^{-np+1} R_r^{2np} (M_{n_{32}} (1+np) - M_{n_{22}} (1+np)) - 2M_{n_{32}} R_r^{np+1} \right] \sin(np(\theta - 0)) + \\ \left[ \begin{array}{l} \left( R_m^{np+1} M_{n_{13}} (1-np) + R_m^{-np+1} R_r^{2np} M_{n_{13}} (1+np) + R_1^{np+1} (M_{n_{23}} (1-np) - M_{n_{13}} (1-np)) + \right. \\ \left. R_1^{-np+1} R_r^{2np} (M_{n_{23}} (1+np) - M_{n_{13}} (1+np)) + R_2^{np+1} (M_{n_{33}} (1-np) - M_{n_{23}} (1-np)) + \right. \\ \left. R_2^{-np+1} R_r^{2np} (M_{n_{33}} (1+np) - M_{n_{23}} (1+np)) - 2M_{n_{33}} R_r^{np+1} \right] \sin(np(\theta - \frac{\alpha_p \pi}{3p})) \end{array} \right] \end{array} \right] \quad (2.25)$$

Le potentiel vecteur total de l'entrefer qui est fonction de l'ensemble des éléments de l'aimant sera ensuite utilisé pour trouver les différentes grandeurs électromagnétiques de la machine telles que l'induction dans l'entrefer, force électromotrice etc. La force électromotrice sera donc évaluée par :

$$e(t) = -N_s \frac{\partial \phi}{\partial t} = -N_s \frac{\partial \theta}{\partial t} \frac{\partial \phi}{\partial \theta} = -N_s \Omega \frac{\partial \phi}{\partial \theta} \quad (2.26)$$

où, ' $N_s$ ' est le nombre de spires de la bobine, ' $\Omega$ ' est la vitesse angulaire du rotor de la machine et ' $\phi$ ' est le flux d'induction magnétique qui est donné par :

$$\phi(\theta) = \int_{\alpha}^{\alpha+\alpha_p} B_I^r(r, \theta) d\theta \quad (2.27)$$

où  $B_I^r(r, \theta)$  est l'induction totale dans l'entrefer issue des contribution des 9 élément de l'aimant.

### 3.2. Validation du modèle: Cas d'une machine saine

Le modèle analytique développé avec aimant segmenté a été mis en oeuvre dans le logiciel Matlab<sup>®</sup>. Pour valider le modèle, la géométrie du moteur a été simulée à l'aide de logiciel d'éléments finis (EF), Flux 2D. La figure (2.7) montre une paire de pôle du moteur étudié. C'est une machine synchrone à aimant permanent MSAP pour laquelle la position classique du stator et le rotor sont inversées, d'où le nom de 'structure inversée'. Les aimants de cette machine sont placés sur la surface du rotor et ces caractéristiques principales sont données en tableau (2.1), [Esp 99].

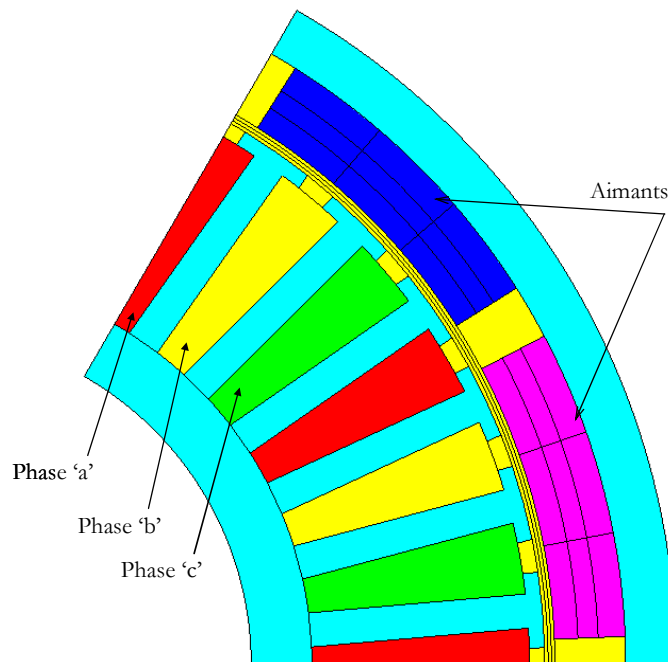


Figure 2.7 : Structure d'une paire de pôles du moteur étudié

Tableau (2.1) : Caractéristiques de la machine

Nombre de phase	3
Nombre de paire de pôle	6
Nombre d'encoche par pôle et par phase	1
Rayon extérieur du rotor	75mm
Rayon intérieur du rotor	33mm
Longueur de fer	49mm
Vitesse nominale	200tr/mn
Couple nominale	25N.m

Les simulations en régime ‘transitoire magnétique’ ont été effectuées pour calculer le flux qui traverse les bobines et la force électromotrice induite (FEM). Les figures (2.8) et (2,9) montrent une comparaison des flux dans la bobine ‘a’ et la force électromotrice induite a ses bornes pour un moteur sain.

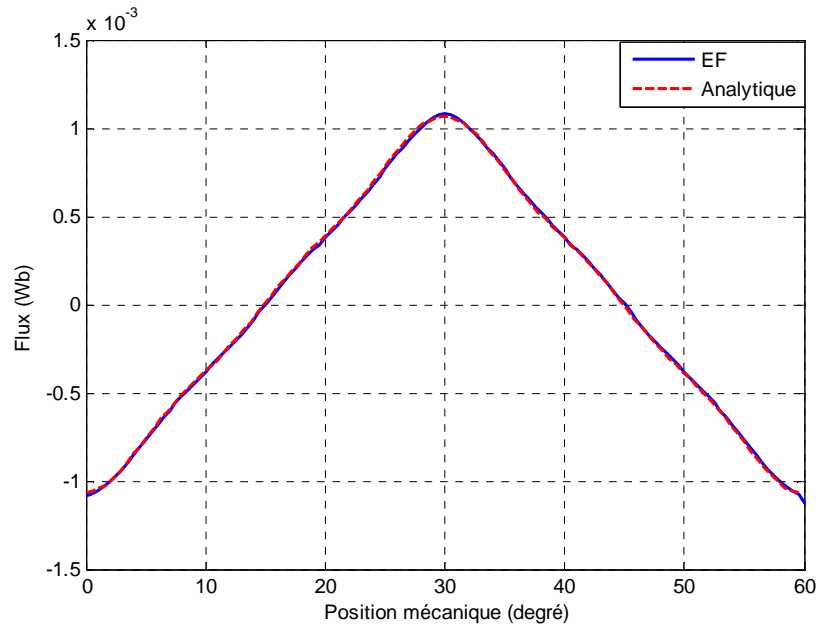


Figure 2.8 : Flux magnétique

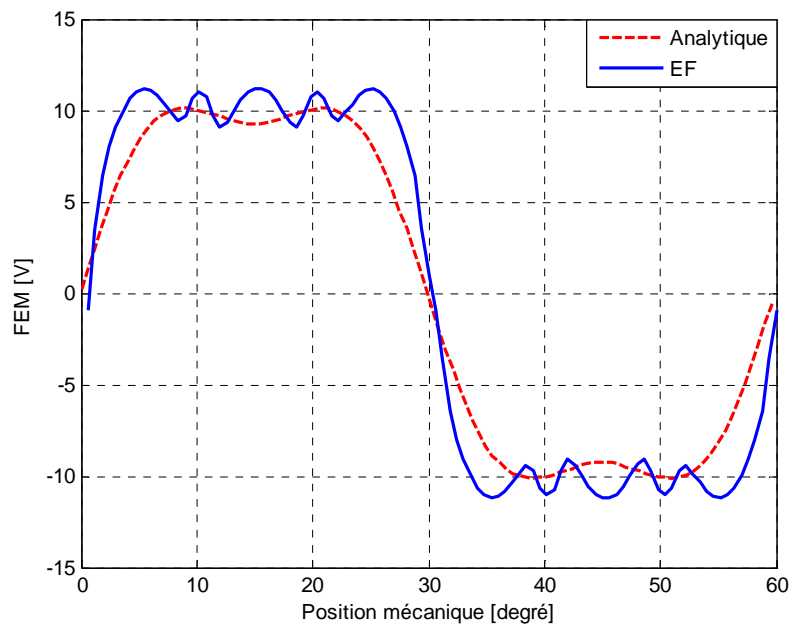
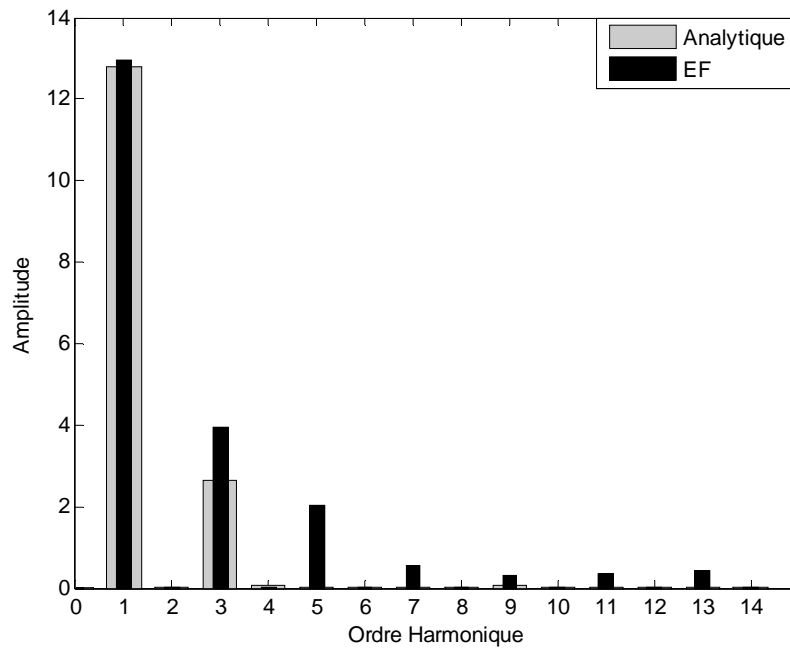


Figure 2.9 : Force électromotrice induite dans une phase



L'analyse harmonique des deux FEM a donné le spectre représenté sur la figure (2.10) :



**Figure 2.10** : Spectre harmonique de la FEM

L'examen comparatif des résultats précédents montre une bonne corrélation entre les résultats du modèle analytique proposé et ceux du logiciel Flux2D. L'erreur relative maximale obtenue s'élève ainsi à 1.1% au niveau du flux et à 12.4% au niveau de la FEM.

L'analyse des 15 premiers harmoniques montre que la différence entre les deux FEM réside au niveau des harmoniques 3, 5, 7, 9, 11 et 13. Ceci est dû aux hypothèses de linéarité des matériaux magnétiques ainsi qu'à la non prise en compte de l'effet de denture de la modèle analytique. La précision de celui-ci pourra être améliorée en cas de besoin, en modifiant le continu de ces harmoniques en corrélation avec les résultats des éléments finis. La figure (2.11) montre les résultats analytiques précédemment avec une modification des harmoniques.

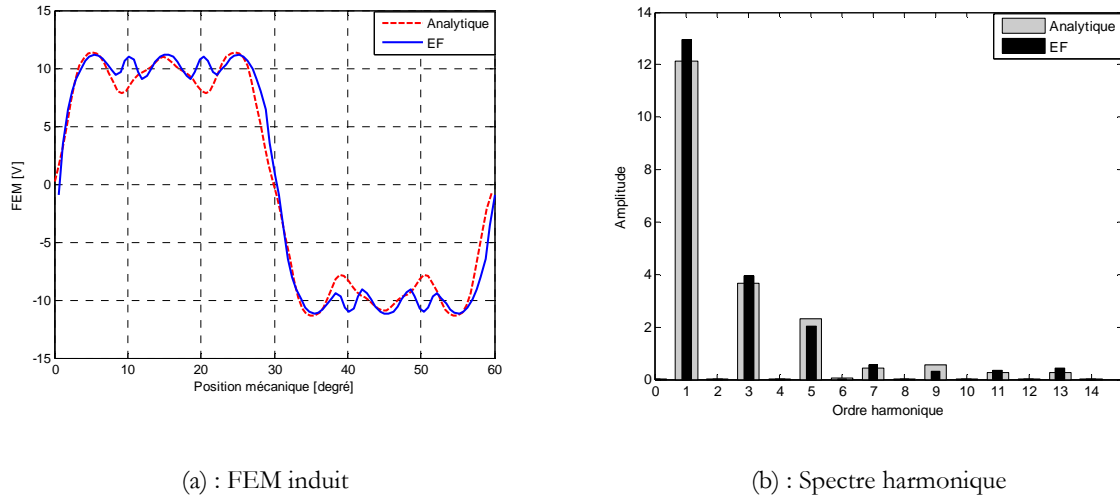


Figure 2.11 : Comparaison des résultats avec les harmoniques modifiés

### 3.3. Validation du modèle : Cas d'une machine désaimantée

Une deuxième validation du modèle analytique proposée a été également effectuée en régime dégradé. Pour cette vérification un élément de l'aimant (aimant divisé en 9 éléments) a été supposé comme désaimanté. Donc, dans les simulations éléments finis et celle du modèle, l'induction rémanente d'un élément inférieure à sa valeur normale, était introduite. La figure (2.12) montre les images des deux défauts simulés.

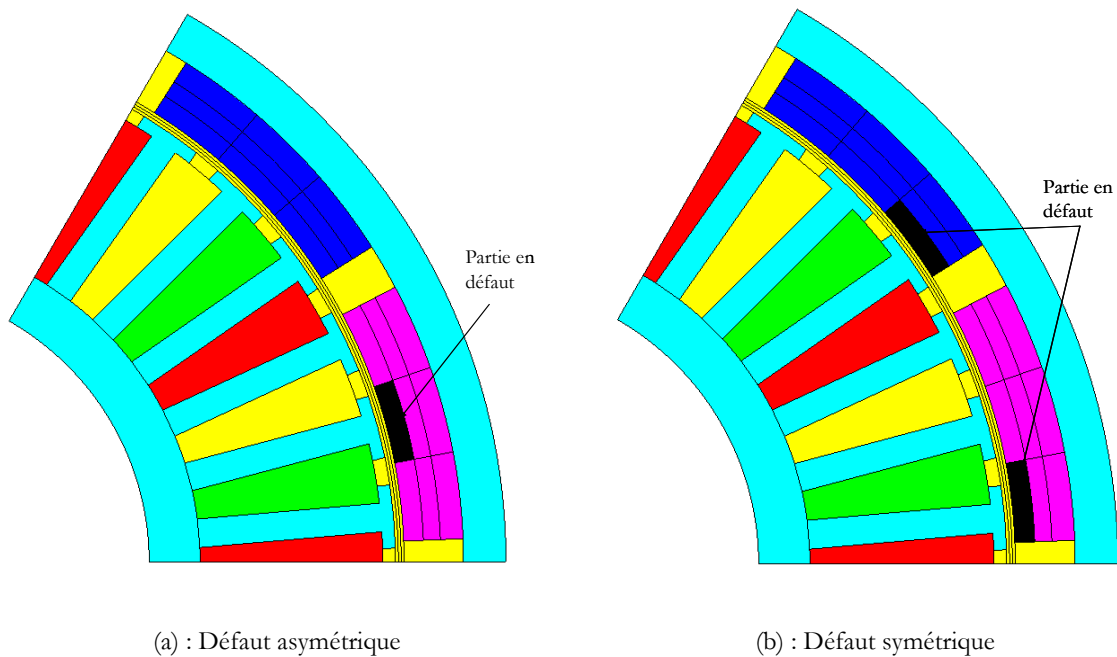


Figure 2.12 : La coupe transversale de 1/6 ème de la machine avec défauts

Les résultats obtenus à partir des simulations EF et ceux du modèle analytique sont montrés dans les figures (2.13) à (216).

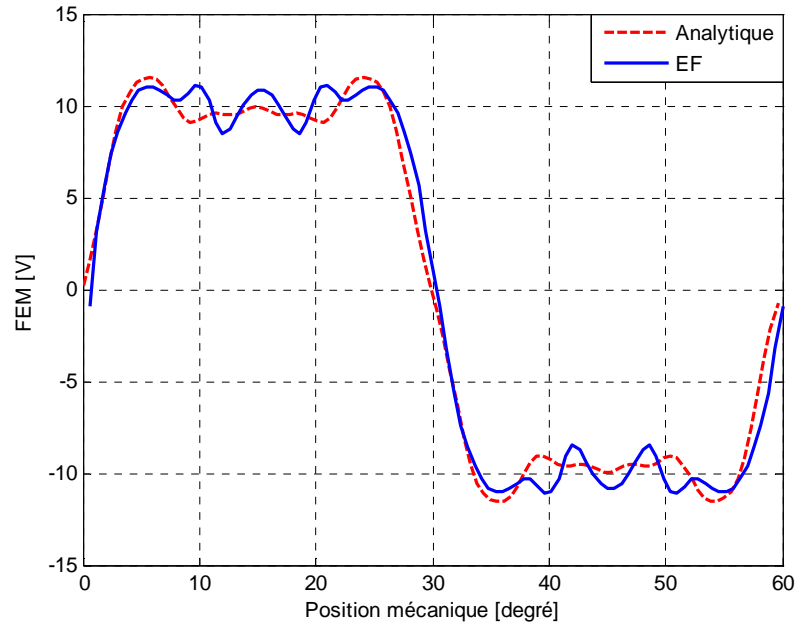


Figure 2.13 : La FEM induite (cas du défaut asymétrique)

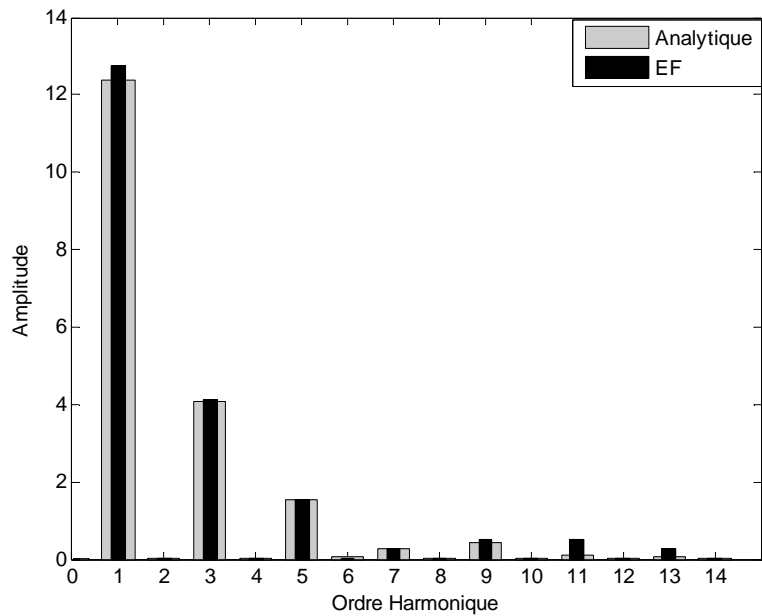


Figure 2.14 : Le spectre harmonique de la FEM induite (cas du défaut asymétrique)

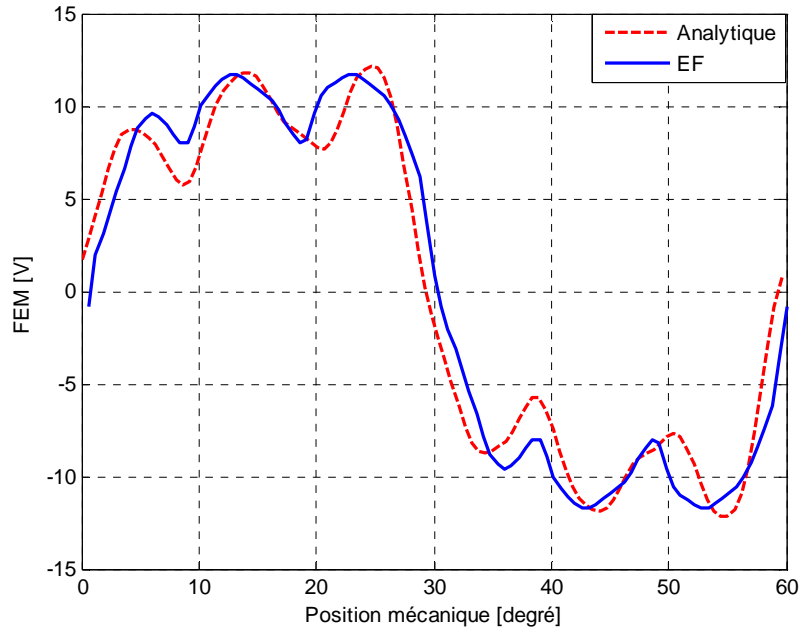


Figure 2.15 : La FEM induite (cas défaut symétrique)

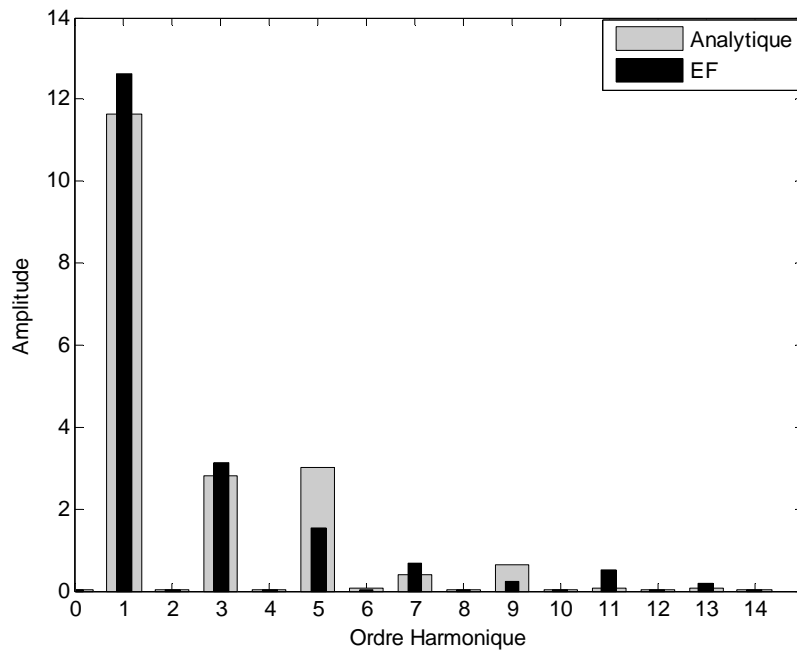


Figure 2.16 : Le spectre harmonique (défaut symétrique)

## 4. Les inconvénients du modèle analytique

Le modèle analytique développé pour un aimant segmenté a été fondé sur certaines hypothèses. Parmi les plus importantes : la négligence de l'effet de la denture statorique, la non prise en compte de l'espace entre les aimants. En plus, l'influence d'un élément de l'aimant sur son élément adjacent n'est pas prise en considération. Cela est important, du fait que l'évolution de l'induction rémanente d'un élément affecte certainement les autres. Ce phénomène est difficile à prendre en compte dans le modèle analytique notamment à cause de la complexité des conditions aux limites tangentielles qui en découlent. Pour ces raisons on utilise généralement un modèle semi numérique (à base de réseaux de perméances). Dans le réseau de perméances, les éléments passifs et actifs se basent sur la géométrie réelle de la machine (l'effet denture par exemple). Il y est également beaucoup plus facile de prendre en compte l'effet des éléments adjacents de l'aimant.

## 5. Modélisation de la désaimantation des MSAP à l'aide de la méthode du réseau de perméance

La méthode des réseaux de perméances (la perméance est la grandeur inverse de la réluctance,  $P = 1/\mathfrak{R}$ ) est fondée sur la décomposition physique d'un circuit magnétique d'un système électromécanique en un nombre restreint mais suffisant d'éléments, appelés tubes de flux. Chaque tube de flux reflète une des trajectoires possibles des principales lignes de champ, elle est modélisée par une perméance dont la valeur dépend du matériau. L'ensemble des tubes de flux constituant un circuit magnétique donne lieu à un réseau équivalent appelé Réseau De Perméances Equivalent (RDPE).

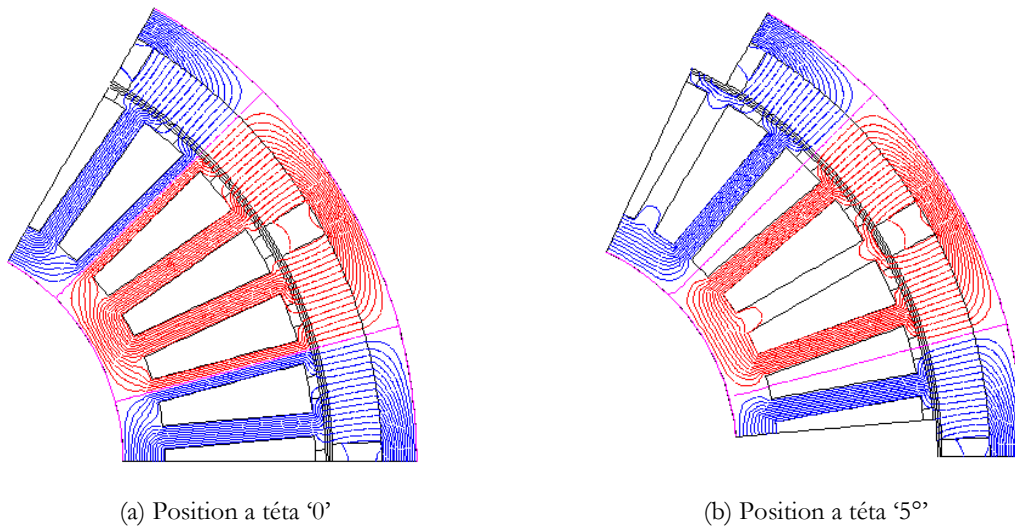
Le RDPE se compose de deux types d'éléments, les éléments actifs et les éléments passifs. Dans la première catégorie, celle des éléments actifs, entrent les sources de forces magnétomotrices. La deuxième, celle des éléments passifs, est constituée de perméances. Trois types de perméances sont à considérer :

- Les perméances constantes modélisant les fuites d'encoche ou du circuit magnétique.
- Les perméances non linéaires modélisant les parties ferromagnétiques du circuit.
- Les perméances variables dans le temps, indépendamment de l'état de saturation du circuit magnétique et servant à la prise en compte du mouvement rotorique.

La méthode réseau de perméance a été appliquée, avec succès sur différents types de systèmes électromagnétiques. Par exemple sur les machines asynchrones [Per 02], les machines à aimants permanents [Ras 97], [Roi 98b], [Pol 03], les machine à reluctance variable [Kok 00], [Nak 98] etc.

### 5.1. Détermination des tubes de flux

La décomposition précise du circuit magnétique d'une machine tournante ou statique ne peut s'effectuer qu'après une étude éléments finis approfondie. Grâce à cette analyse, on examine l'allure des lignes d'induction (figure 2.17) afin d'identifier les tubes de flux dont les perméances peuvent être exprimées à l'aide de relations mathématiques simples. En connectant ces perméances de manière à respecter le trajet des lignes d'induction, nous aboutissons un RDPE.



**Figure 2.17 :** Définition des tubes de flux à l'aide d'une analyse par éléments finis du circuit magnétique de la machine

Le réseau de perméance d'une paire de pôle du moteur étudié est illustré dans la figure (2.18). Il comporte deux types de perméances : constantes et variables en fonction du temps. Les perméances constantes concernent la culasse et les dents statoriques, la culasse rotorique et les aimants permanents. Les perméances variables en fonction de la position du rotor (du temps) concernent celles qui se trouvent dans l'entrefer et qui relient les dents statoriques aux pôles magnétiques des aimants permanents. L'élaboration complète du RDPE passe inévitablement par le calcul de toutes ses perméances. Dans ce qui suit, une étude détaillée montrant les techniques d'évaluation des différentes perméances, est exposée.

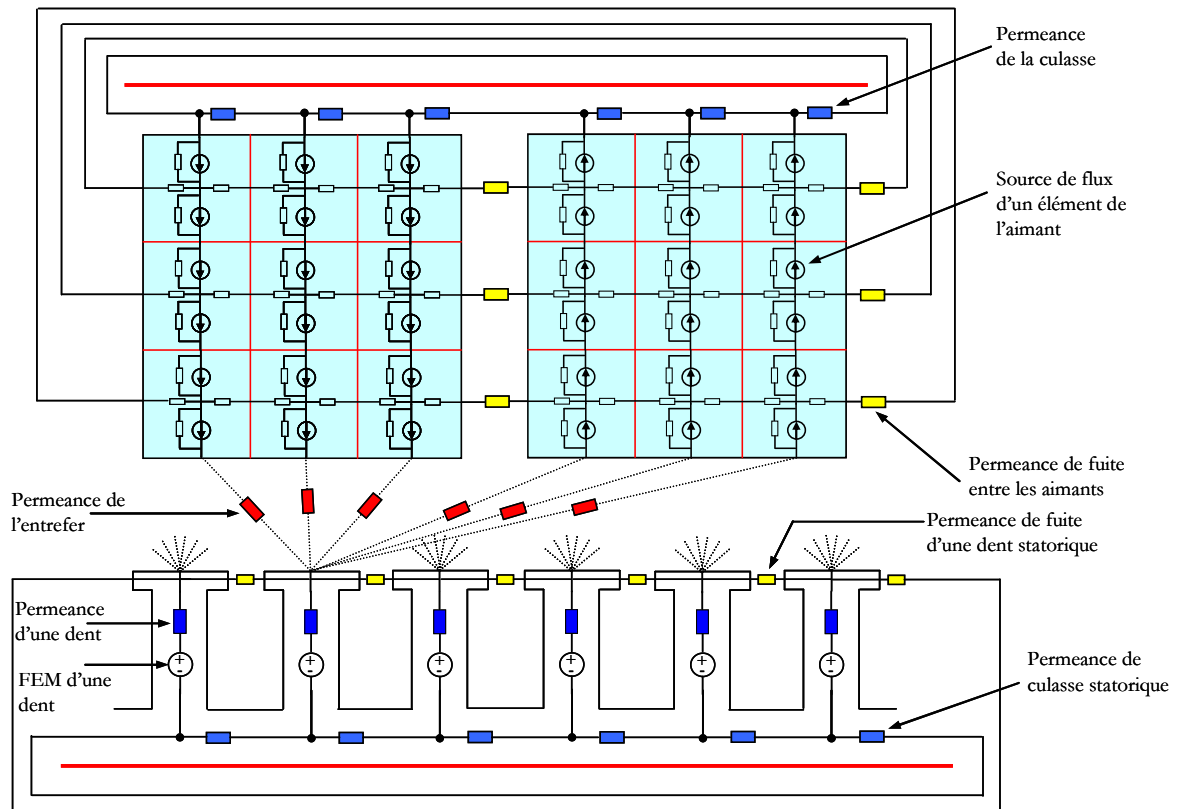


Figure 2.18 : RDPE d'une paire de pôle de la machine étudiée

### 5.1.1. Les perméances constantes

Les perméances constantes sont caractérisées par une géométrie et une perméabilité constantes. Elles sont assignées aux parties du circuit magnétique qui ne changent pas de dimensions et la perméabilité lors du fonctionnement de la machine. Ces perméances peuvent être calculées à l'aide des formules analytiques en fonction de la forme géométrique de la région considérée [Par 02].

Pour une région cubique (figure 2.19), les éléments de perméance radiale et tangentielle sont donnés par:

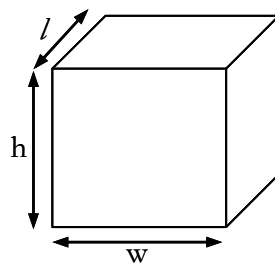


Figure 2.19 : Région magnétique cubique

$$P_r = \mu_0 \mu_r \frac{w.l}{h} \quad (2.28)$$

$$P_t = \mu_0 \mu_r \frac{h.l}{w} \quad (2.29)$$

et pour une région cylindrique (figure 2.20), les deux composantes de perméance sont les suivantes:

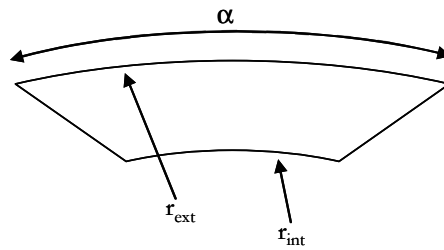


Figure 2.20 : Région magnétique cylindrique

$$P_r = \mu_0 \mu_r \frac{l.\alpha}{\ln\left(\frac{r_{ext}}{r_{int}}\right)} \quad (2.30)$$

$$P_t = \mu_0 \mu_r \frac{l.\ln\left(\frac{r_{ext}}{r_{int}}\right)}{\alpha} \quad (2.31)$$

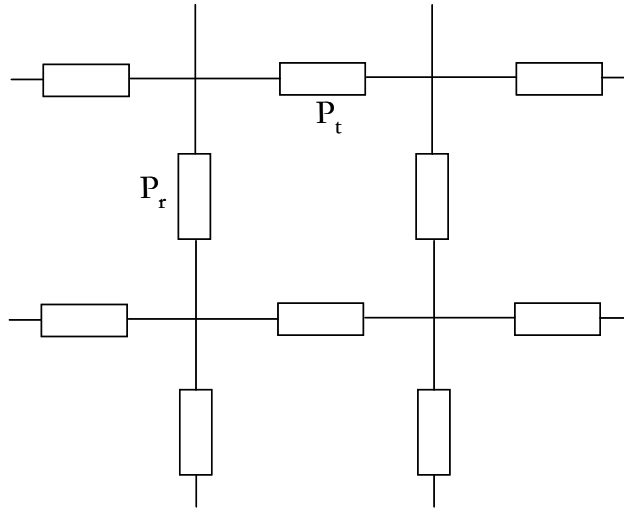
### 5.1.2. Les perméances variables

La modélisation de l'entrefer d'une machine est la partie la plus délicate de la construction d'un RDPE. En effet, c'est à l'intérieur de l'entrefer qu'un maximum d'énergie est consommé et transféré. De même, celui-ci constitue la partie prenant en compte le mouvement du rotor vis-à-vis du stator, c'est-à-dire la modification de la répartition des tubes de flux entre le stator et le rotor en fonction de la position du rotor.

Une possibilité de prendre en compte le mouvement, à la vue de la grande taille de l'entrefer, due au fait que les aimants possèdent une perméabilité relative proche de l'unité, modélise à la fois l'entrefer et l'aimant par des sources de forces magnétomotrices variables dans le temps.



Une deuxième possibilité est fondée sur le principe d'une bande de mouvement réalisée de façon à décomposer l'entrefer en un nombre conséquent d'éléments en plusieurs couches selon deux directions, l'une radiale et l'autre tangentielle (figure 2.21).



**Figure 2.21** : Réseau de perméance dans l'entrefer

Avec,

$P_r$  : Perméance d'entrefer radiale

$P_t$  : Perméance d'entrefer transversale

Ce principe nécessite d'affiner le réseau au niveau de l'entrefer au fur et à mesure que le pas de calcul et de déplacement diminue. Cette méthode est coûteuse en temps de calcul, car elle nécessite un grand nombre d'éléments concentrés au niveau de l'entrefer [Per 02], [Ras 97].

Une autre possibilité tout à fait adaptée à la prise en compte du mouvement relatif du rotor vis-à-vis du stator, est de considérer que lors de ce mouvement, le tube de flux entre une dent statorique et un pôle rotorique évolue de façon périodique. Son analyse, réalisée à partir de plusieurs positions du rotor, permet alors de déterminer la loi périodique d'évolution de cette perméance.

Différentes méthodes sont présentés dans la littérature pour exprimer cette évolution périodique de perméance de l'entrefer en fonction de la position angulaire du rotor.

### 5.1.2.1. La méthode des éléments finis

Le perméance de l'entrefer peut être calculée par la méthode des éléments finis, avec une très bonne précision ; les flux de fuite peuvent être également être pris en compte. Une fois le tube de flux est clairement identifié, la valeur de sa perméance est calculée à partir du flux qu'il conduit et du potentiel magnétique à ses bornes (figure 2.22) [Roi 98a].

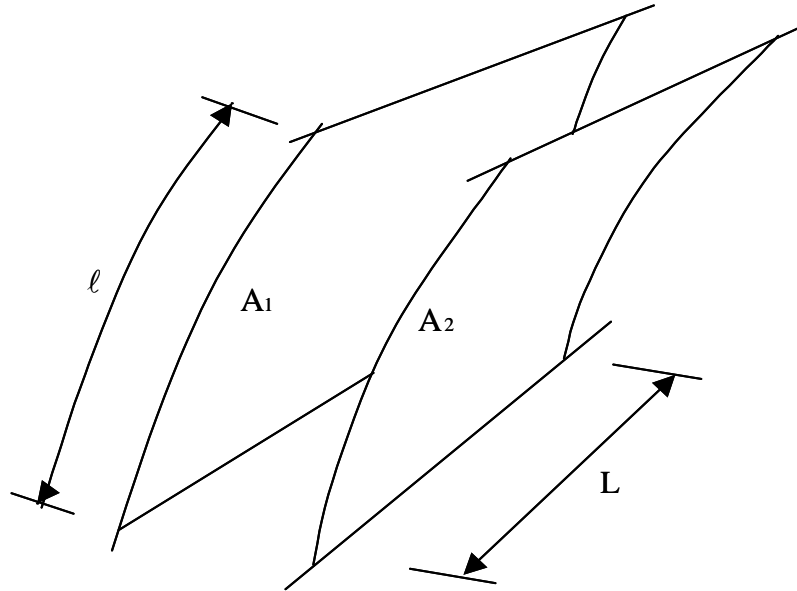


Figure 2.22 : Tube de flux

Dans le cas d'une analyse en potentiel vecteur, le flux est déterminé par :

$$\phi = (A_2 - A_1).L \quad (2.32)$$

où :

'A<sub>1</sub>' et 'A<sub>2</sub>' sont les potentiels vecteurs sur les deux surfaces latérales de tube de flux et 'L' est la longueur du tube de flux.

De même, la force magnétomotrice 'F' aux bornes de ce tube peut être exprimée comme la circulation du champ magnétique :

$$F = \int_l \vec{H} \cdot d\vec{l} \quad (2.33)$$

La valeur de la perméance 'P' est alors donnée par le rapport du flux sur la force magnétomotrice.

$$P = \frac{\phi}{F} \quad (2.34)$$

### 5.1.2.2. La fonction longueur d'entrefer

La perméance de l'entrefer peut également être calculée par la définition d'une fonction longueur d'entrefer. Cette dernière a une valeur minimale constante égale à la distance entre un pôle rotorique et le bout de dent statorique mesuré radialement et il augmente de manière linéaire jusqu'à une valeur maximale au milieu de l'encoche adjacente. La valeur maximale est ajustée pour s'adapter à l'ondulation sur la FEM et le couple de détente, obtenues à partir de l'analyse éléments finis. La fonction longueur d'entrefer est représentée à travers d'une série de Fourier. En plus, deux autre fonctions (une liée au stator et l'autre au rotor) sont également introduites, elles ont une valeur égale à '1' en face d'une dent statorique ou un élément rotorique et une valeur égale à '0' ailleurs (figure 2.24). La perméance liant une dent statorique et un élément rotorique (perméance de connexion) est ainsi obtenue par l'intégration du produit de leurs fonctions et l'inverse de la fonction longueur d'entrefer (figures 2.23 et 2.24), [Ram 07a].

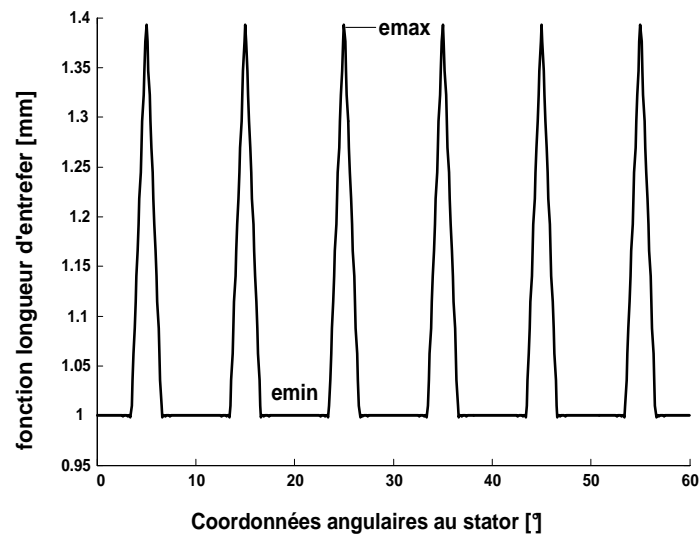


Figure 2.23 : Définition de fonction longueur d'entrefer

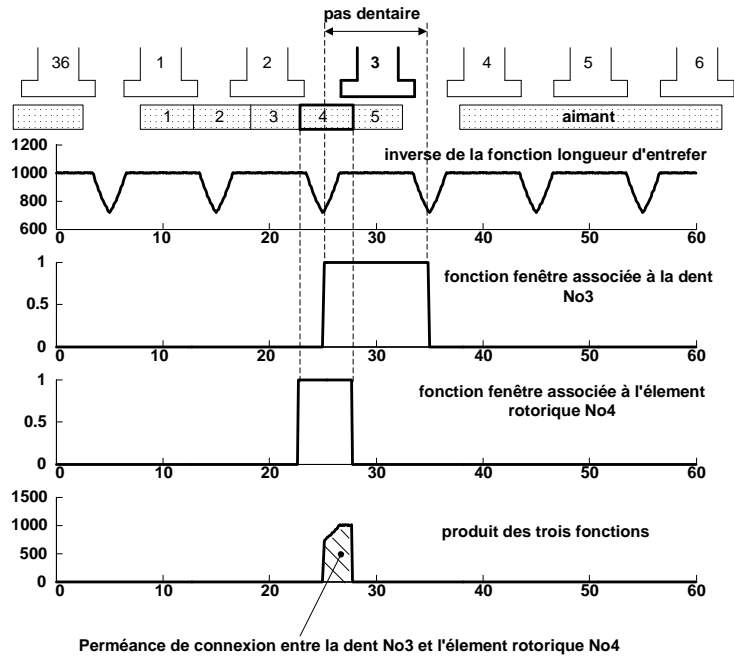


Figure 2.24 : Définition de perméance de connexion

### 5.1.2.3. Méthode d'Ostovic

Ostovic propose un modèle analytique calculant la perméance de l'entrefer. Ce modèle est appliqué avec un certain succès aux machines à pôles saillants. La configuration générale de l'entrefer de ce type de machines est illustrée par la figure (2.25).

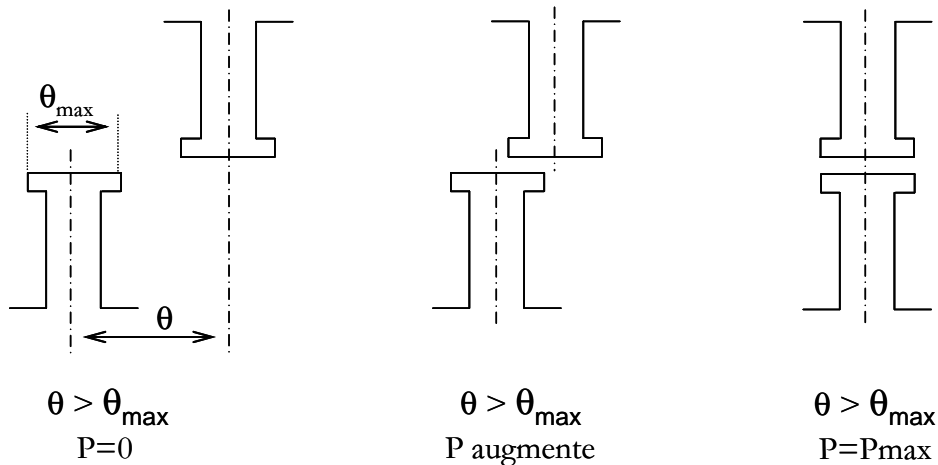


Figure 2.25 : Evolution de la perméance

La figure (2.26) montre l'évolution de perméance en fonction de position électrique.

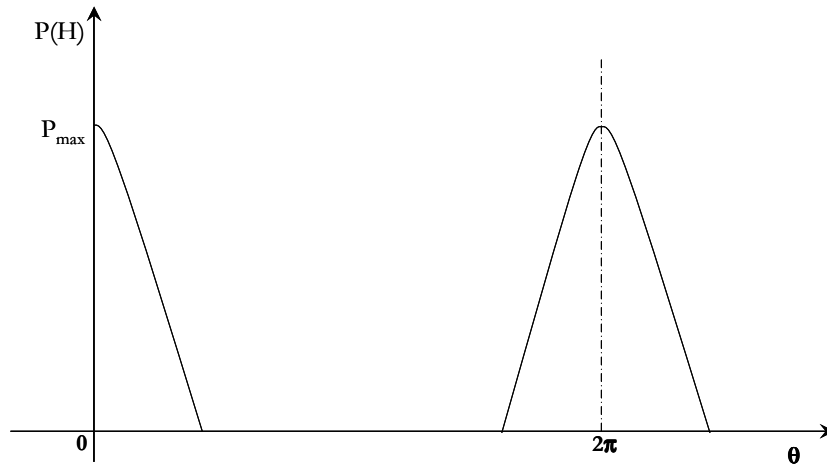


Figure 2.26 : Evolution de la perméance pour une période électrique

Ostovic propose de décomposer la loi d'évolution en quatre parties [Ost 89]:

$$P = \begin{cases} \mu_o \frac{l.w_{\min}}{g} & \text{si } 0 \leq \theta \leq \theta'_i \quad \text{et} \quad 2\pi - \theta'_i \leq \theta \leq 2\pi \end{cases} \quad (2.35)$$

$$P = \begin{cases} \mu_o \frac{l.w_{\min}}{g} \cdot \frac{1 + \cos\left(\pi \cdot \frac{\theta - \theta'_i}{\theta_i - \theta'_i}\right)}{2} & \text{si } \theta'_i \leq \theta \leq \theta_i \end{cases} \quad (2.36)$$

$$P = \begin{cases} \mu_o \frac{l.w_{\min}}{g} \cdot \frac{1 + \cos\left(\pi \cdot \frac{\theta - 2\pi + \theta'_i}{\theta_i - \theta'_i}\right)}{2} & \text{si } 2\pi - \theta_i \leq \theta \leq 2\pi - \theta'_i \end{cases} \quad (2.37)$$

$$P = 0 \quad \text{si } \theta_i \leq \theta \leq 2\pi - \theta_i \quad (2.38)$$

Avec,

$w_{\min} = \min(w_{st}, w_{rt})$  :  $w_{st}$  et  $w_{rt}$  sont respectivement les largeurs d'une dent statorique et d'un pôle rotorique coté entrefer, 'l' est la longueur axiale de la machine et 'g' est la longueur de l'entrefer.

$\theta'_i = \frac{|w_{st} - w_{rt}|}{D_{ag}}$ , où  $D_{ag}$  est le diamètre de l'entrefer moyen

$$\theta_t = \frac{w_{st} + w_{rt} + O_{ss} + O_{sr}}{Dag}, \text{ où } O_{ss} \text{ et } O_{sr} \text{ sont respectivement les largeurs des ouvertures des}$$

encoches statoriques et rotoriques.

#### 5.1.2.4. Ostovic généralisée

Dans cette thèse l'approche analytique proposée par Ostovic, a été adoptée pour calculer la perméance de l'entrefer. Afin d'améliorer la précision du modèle, cette perméance a été considéré comme étant composé de deux parties, une partie de chevauchement et de l'autre partie de frange (figure 2.27), d'où le nom 'Ostovic généralisée'.

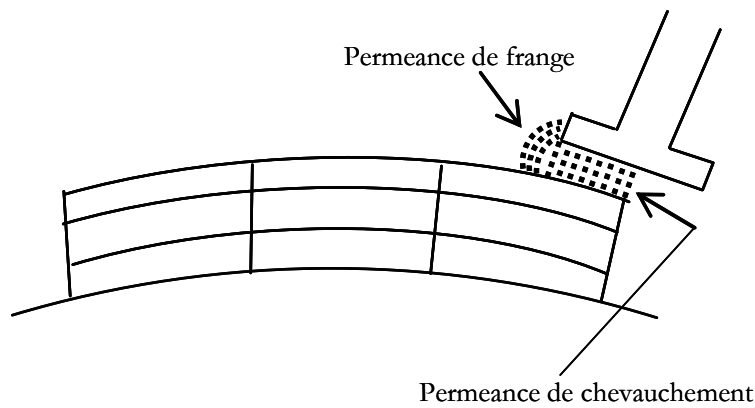


Figure 2.27 : Les deux types de perméances entre une dent statorique et un élément de l'aimant

##### 5.1.2.4.1 Perméance de chevauchement

Il s'agit de la perméance qui existe entre la dent statorique et un élément de l'aimant dans la région de chevauchement. Sa valeur maximale est atteinte lorsque la dent et un élément sont en chevauchement complète (l'élément de l'aimant est entièrement couvert par la dent). La perméance maximale  $P_{max}$  dans ce cas est donnée par:

$$P_{max} = \mu_o \frac{l\alpha_{min}}{g} \left( \frac{r_s + r_{mag}}{2} \right) \quad (2.39)$$

où, ' $l$ ' est la longueur axiale de la machine, ' $g$ ' le longueur de l'entrefer, ' $r_s$ ' et ' $r_{mag}$ ' sont respectivement les rayons externe statorique et interne rotorique,  $\alpha_{min} = \min(\alpha_s, \alpha_{mag})$  ; ' $\alpha_s$ ' est l'ouverture angulaire d'une dent statorique et ' $\alpha_{mag}$ ' est l'ouverture angulaire d'un élément de l'aimant. Ainsi, la perméance entre le pôle statorique  $i$  et l'élément de l'aimant  $j$  est donnée par :

$$P_{i,j} = \left( \frac{\alpha_{chevauche}}{\alpha_{min}} \right) P_{max} \quad (2.40)$$

#### 5.1.2.4.2 Perméance de frange

Cette perméance peut être décrite par des lignes de flux en forme d'arc de cercle entre un élément d'aimant et le côté d'une dent (figure 2.28). Sa prise en compte est importante car elle influence la valeur de la perméance totale (dent – élément). Une première étude par la méthode des éléments finis est utile pour définir les tubes de flux de la perméance de frange. Ainsi, il est possible de l'évaluer analytiquement à l'aide de l'équation (2.41) [GIE 02].

$$P_f = \mu_o \frac{2l}{\pi(x_1 / x_2 + 0.5)} \quad (2.41)$$

où les paramètres ' $x_1$ ' et ' $x_2$ ' sont indiquées dans la figure (2.28).

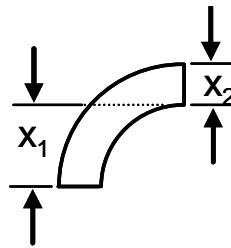
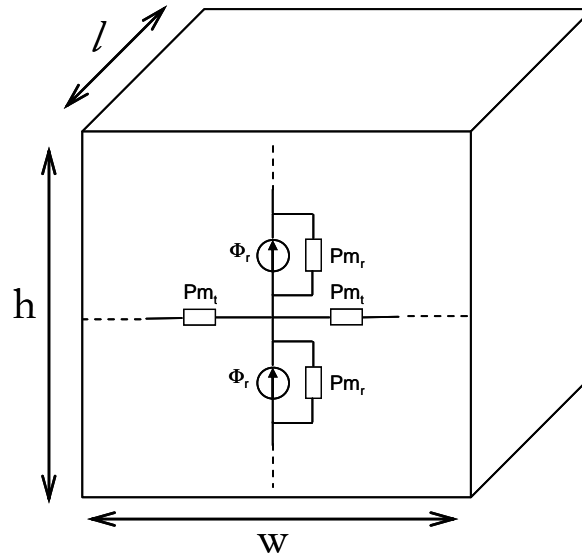


Figure 2.28 : Paramètres géométriques du tube de flux relatif à la perméance de frange

## 5.2. Model de l'aimant

Comme la courbe  $B(H)$  d'un aimant ne passe pas par l'origine, cela signifie que le matériau agit comme une source de flux. L'aimant dans notre cas est segmenté en neuf éléments (même nombre de divisions que dans le cas du modèle analytique). Chaque élément de l'aimant est alors, modélisé comme un élément bidirectionnel ayant quatre perméances et deux sources de flux mises dans la direction radiale (figure 2.29). Les éléments bidirectionnels permettent de prendre en compte l'influence d'un élément sur l'autre et le flux de fuite circulant dans l'aimant.



**Figure 2.29 :** Paramètre géométrique de l'élément de l'aimant étudiée et son réseau de perméance.

Les perméances radial et tangentielle ( $Pm_r$  et  $Pm_t$ ) de chaque élément de l'aimant sont exprimés par [Par 02]:

$$Pm_r = 2 \left( \frac{1}{\mu_o \mu_r} \frac{wl}{h} \right) \quad (2.42)$$

$$Pm_t = 2 \left( \frac{1}{\mu_o \mu_r} \frac{hl}{w} \right) \quad (2.43)$$

où 'w' est la largeur, 'h' est la hauteur et 'l' est respectivement la longueur des perméances radiale et tangentielle. Si la section transversale de l'aimant perpendiculaire à la direction de l'aimantation est 'S', la source du flux est donnée par :

$$\Phi_r = B_r S \quad (2.44)$$

### 5.3. Système des équations

Une fois le RDPE entièrement défini, il devra être résolu afin de trouver les flux dans toutes les branches et les potentiels magnétiques scalaires de tous les noeuds. En raison de l'analogie entre les circuits électriques et magnétiques, un circuit magnétique contenant des éléments avec une courbe de désaimantation, est identique à un circuit électrique continu avec des sources de courant et des résistances linéaires ou non linéaires.



Les lois de Kirchhoff permettent de résoudre le problème du RDPE. La méthode des potentiels des noeuds est généralement préférée aux équations des mailles en raison de sa simplicité de traitement d'un grand nombre de branches dans le RDPE.

La loi des potentiels des nœuds lorsqu'elle est appliquée au circuit électrique, les valeurs de courants connues sont écrites à droite des équations (second membre). Lorsque cette méthode est utilisée pour le RDPE, les valeurs des flux connues (source de flux) vont, également apparaître à droite des équations. Ces flux sont produits par les aimants (pour une machine à aimants permanents) ou par les enroulements statoriques. En décrivant les équations sur l'ensemble des noeuds du réseau on arrive à une relation matricielle entre les sources de flux  $[\Phi]$  des différentes branches, les potentiels magnétiques des nœuds  $[U]$  et les perméances des branches  $[G]$  :

$$[U].[G] = [\Phi] \quad (2.45)$$

On peut également écrire :

$$[U] = [G]^{-1}[\Phi] \quad (2.46)$$

Une fois le potentiel de chaque noeud connu, le flux qui traverse n'importe quelle branche et par conséquent différents paramètres de la machine tels que la force électromotrice (FEM), l'induction dans l'entrefer couple dynamique etc. peuvent facilement être calculés.

#### **5.4. Validation du modèle RDPE : Cas d'une machine saine**

Le modèle de la MSAP issu de RDPE a été validé avec des simulations EF réalisées avec le logiciel Flux2D. La même machine traitée précédemment est considérée dans la présente étude de validation dans le cas d'un mode de fonctionnement sain de la machine. Les figures (2.30) et (2.31) montrent respectivement les formes d'ondes des forces électromotrices induites et les spectres des 15 premiers harmoniques.

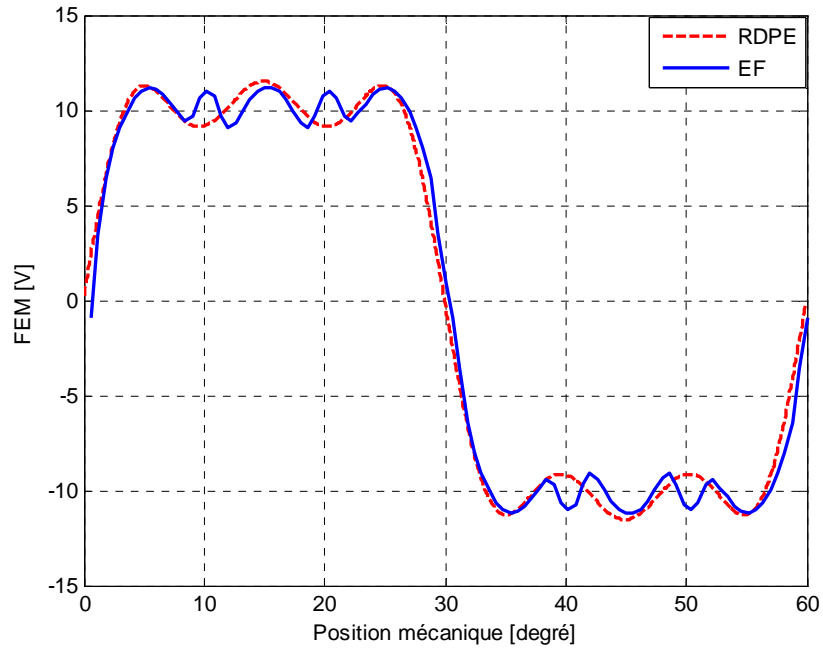


Figure 2.30 : FEM induite en régime sain

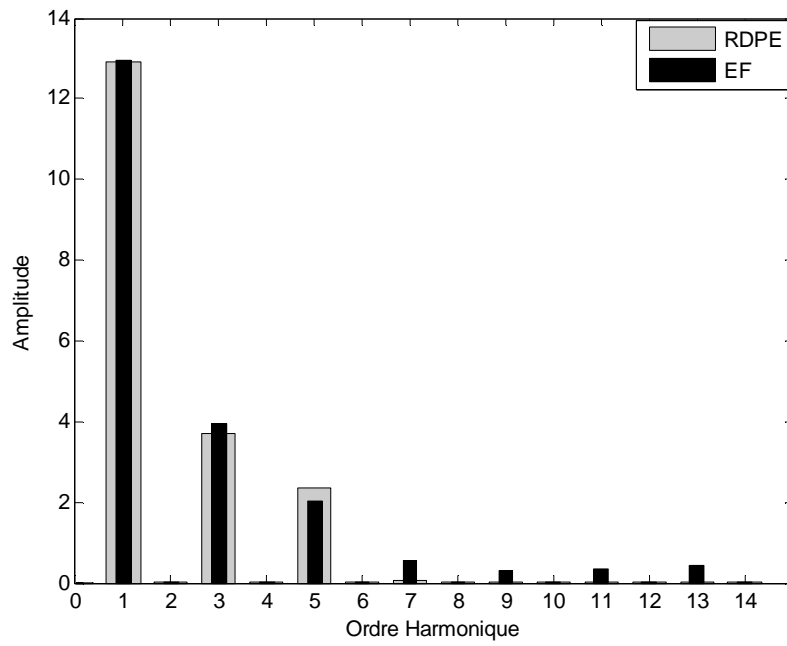


Figure 2.31 : Spectre harmonique de la FEM en régime sain

## 5.5. Validation du modèle RDPE : Cas d'une machine dégradée

Les mêmes défauts simulés dans le cas du modèle analytique sont considérés dans cette section (un défaut symétrique et un défaut asymétrique). Les figures (2.32 à 2.35) montrent les résultats obtenus avec le modèle du RDPE et celui des EF ; les allures des FEM et leurs spectres harmoniques sont respectivement présentés.

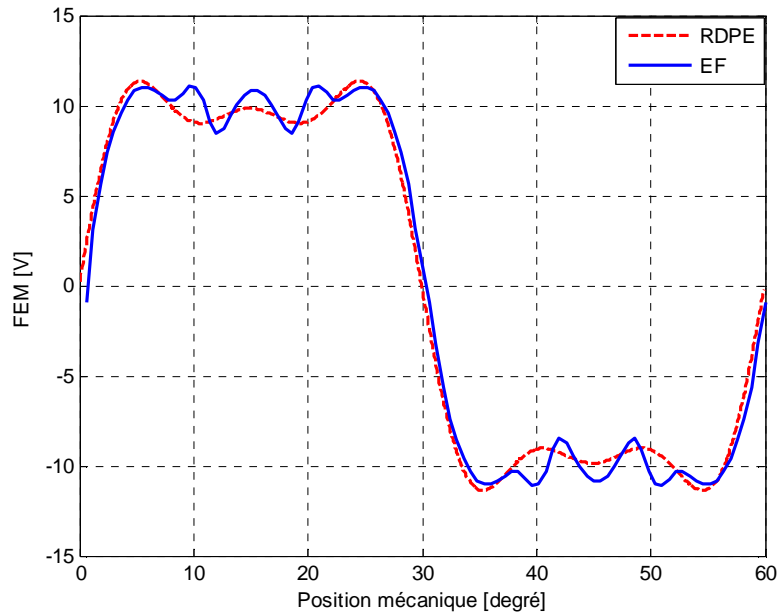


Figure 2.32 : FEM induit (défaut asymétrique)

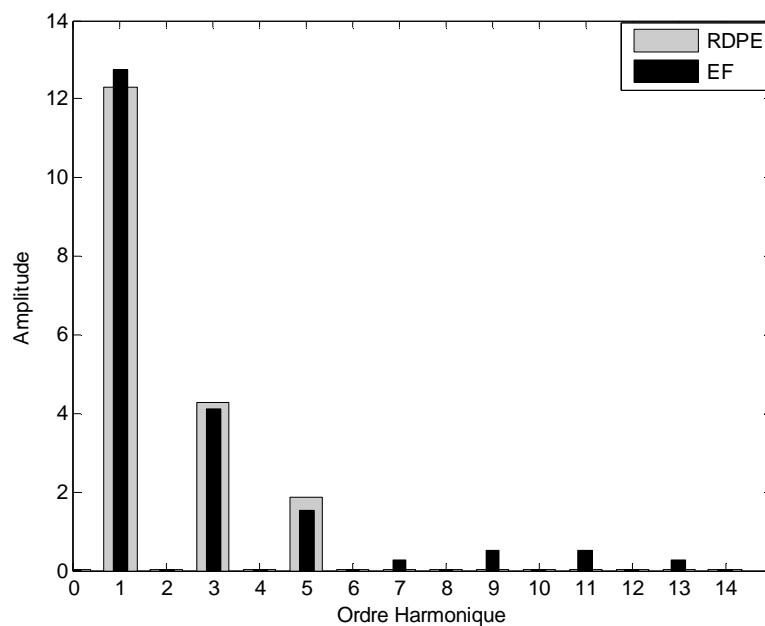


Figure 2.33 : Analyse harmonique (défaut asymétrique)

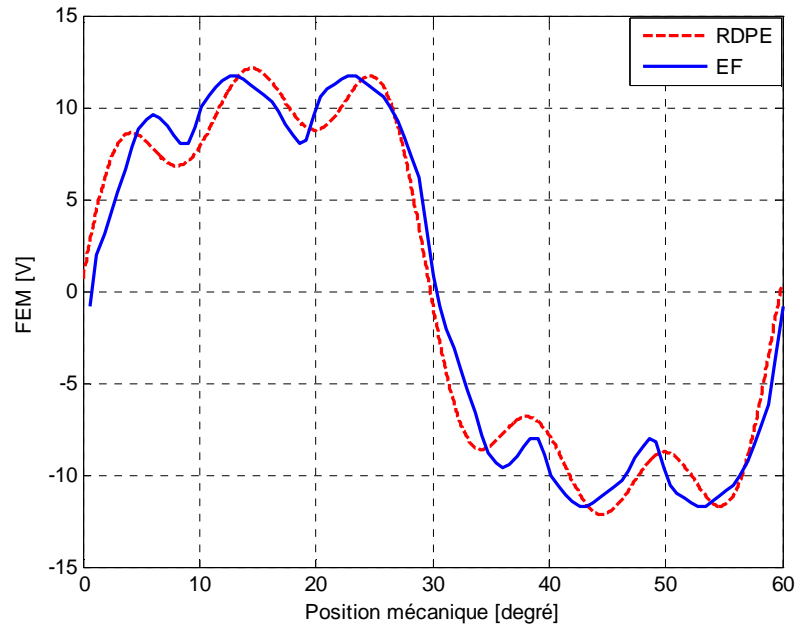


Figure 2.34 : FEM induit (défaut symétrique)

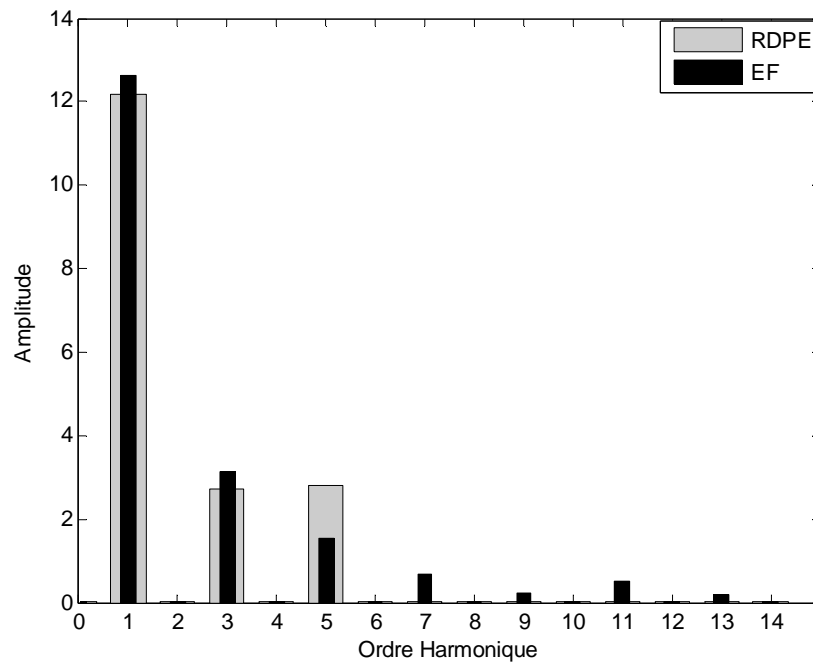


Figure 2.35 : Analyse harmonique (défaut symétrique)

## 5.6. Synthèse

On note la très bonne corrélation entre les résultats du modèle du RDPE et ceux des EF et cela au niveau des 5 premiers harmoniques dans le cas du mode de fonctionnement sain. Pour le mode dégradé, la corrélation des résultats est moins satisfaisante mais reste tout de même

meilleure que celle relevée dans le cas du modèle analytique. On peut expliquer la non existence des harmoniques supérieurs à 7 dans le modèle du RDPE par le choix du nombre des nœuds du RDPE.

## 6. Conclusion

Dans ce chapitre, deux modèles du phénomène de la désaimantation des aimants dans les MSAP à aimants en surface, ont été développés. Le premier modèle, dit analytique, est basé sur les équations du potentiel vecteur dans les régions (l'entrefer et l'aimant). Le deuxième modèle, a été développé à travers la représentation de la machine à l'aide d'un réseau de perméances équivalent (RDPE). L'objectif était de comparer ces deux modèles afin d'en choisir celui qui représente les meilleures performances en termes de précision, de généralité et de temps de calcul. Pour ce faire les deux modèles ont été confrontés aux simulations par élément finis (EF), réalisés à l'aide de logiciel Flux2D. Les résultats de cette étude comparative montrent que le modèle du RDPE est plus précis que le modèle analytique. Cet avantage du RDPE est du au fait que la géométrie réelle de la machine est prise en compte par celui-ci tant dis que la méthode analytique se base sur la simplification de la géométrie (lissage de l'entrefer, pas d'effets de bord). Néanmoins, le modèle analytique garde son intérêt car il offre l'avantage d'être plus rapide à exécuter et plus général que celui du RDPE. De plus, il peut être facilement ajusté pour améliorer la précision, juste en adaptant certains de ses harmoniques. En résumé, on peut dire que les deux modèles peuvent être utilisés autant dans la conception des MSAP que dans la détection et le diagnostic du défaut de désaimantation de ces machines.



## *Chapitre 3*

# **Modélisation du défaut de court-circuit dans le bobinage statorique des MSAP**

## SOMMAIRE – Chapitre 3

1. Introduction .....	85
2. Modélisation des courts-circuits statoriques dans les machines MSAP .....	85
2.1. Modèle dans le repère $abc$ : Machine Saine .....	85
2.2. Transformation de Park et le modèle $dq$ en repère tournant: Mode sain .....	90
2.3. Modèle de la machine dans le repère $abc$ : Mode de défaut de court-circuit entre spires .....	92
2.4. Modèle en repère $dq$ stationnaire avec défaut entre spires .....	96
3. Résultats de simulation du modèle .....	98
4. Validation du modèle par la méthode des éléments finis .....	100
5. Généralisation du modèle $abc$ aux court-circuit multiphasés .....	104
6. Conclusion .....	105



## 1. Introduction

Parmi les causes de la désaimantation des aimants dans les MSAP, on trouve la réaction magnétique de l'induit. Cette dernière est d'autant plus importante et néfaste que la valeur du courant d'induit est importante. Les accélérations/décélérations de ces machines ainsi que le court-circuit du bobinage d'induit sont les événements susceptibles de mettre la machine dans des régimes de fonctionnement à haute intensité de courant. Afin de prendre en compte ces deux phénomènes une modélisation dynamique a été proposée.

Dans ce chapitre les étapes principales nécessaires à l'élaboration de ce modèle sont d'abord exposées. Après la présentation de quelques résultats de simulation de défaut de court-circuit, une étude de validation du modèle à l'aide du logiciel Flux2D est effectuée.

## 2. Modélisation des courts-circuits statoriques dans les machines synchrones à aimants permanents (MSAP)

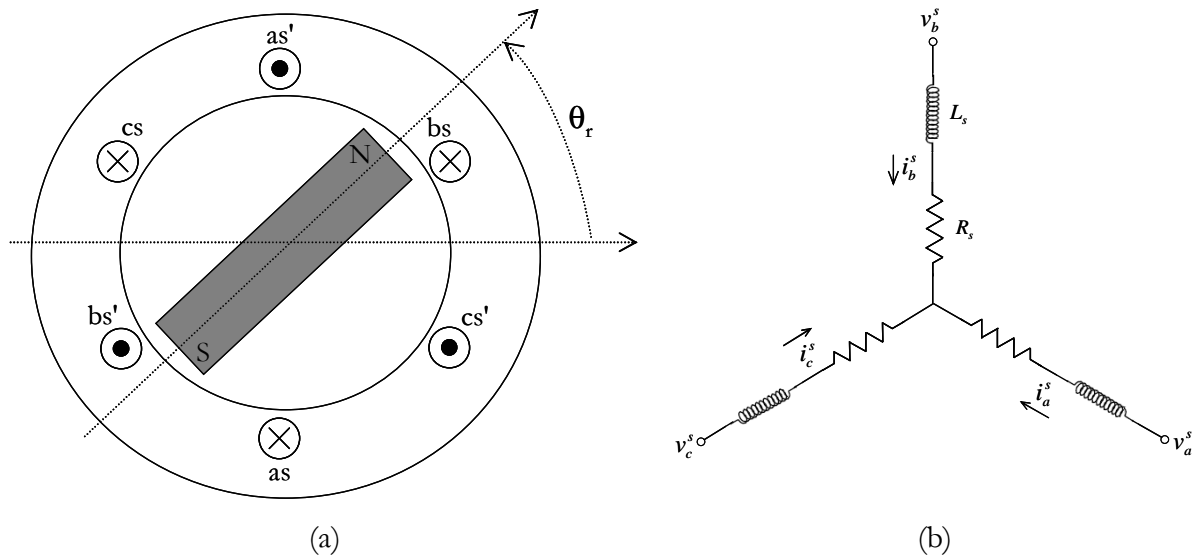
Les modèles dynamiques des MSAP dans les repères, statorique (fixe) et rotorique (tournant) sont déjà connus. Pour ces modèles, le repère tournant est généralement préféré à cause des plusieurs simplifications qu'il occasionne en régimes transitoire et permanent [Har 98], [Bur 06], [Pil 90], [Sim 99], [Stu 07]. Les modèles en repère tournant (appelé aussi modèle  $dq$ ) offre une commodité importante pour le contrôle du système par la transformation des grandeurs symétriques alternatives en continu, dans le repère tournant. Cet avantage peut aussi être utilisé dans la détection des défauts pour les machines MSAP (cf chapitre 4). Dans les paragraphes suivants, tout d'abord un modèle sain de la MSAP sera développé dans les repères stationnaires et tournants. A la base de ce dernier, le modèle intégrant le défaut de courts-circuits dans le bobinage statorique sera ensuite développé.

### 2.1. Modèle dans le repère $abc$ : Machine Saine

Les machines MSAP sont des moteurs sans balais avec une distribution sinusoïdale des enroulements statorique. Le flux d'excitation vient des aimants situés sur ou à la intérieur du rotor. Les lois de Kirchhoff sont appliquées pour développer le modèle électrique de la machine montrée dans la figure (3.1). Ce modèle adopte les hypothèses suivantes:

- La perméabilité magnétique des parties ferromagnétique est considérée comme infinie.
- Le phénomène de saturation est négligé.

- La force magnétomotrice et le flux sont d'abord considérés comme distribués sinusoidalement.



**Figure 3.1 :** Schéma de la coupe transversale (a), et bobinage statorique équivalent (b) d'une MSAP

Ces hypothèses sont normalement connues comme étant appropriées pour un modèle de paramètres global pour les moteurs électriques [Moh 01a]. La figure (3.1) est une illustration schématique d'une MSAP triphasée et à deux pôles. Les symboles '  $v^s$  ' et '  $i^s$  ' représentent respectivement les tensions et les courants dans chaque phase, '  $R^s$  ' et '  $L_s$  ' et '  $N_s$  ' sont respectivement les résistances, l'inductance et le nombre de spires de chaque bobine des trois phases statoriques.

Sans la saturation magnétique, le modèle électrique de la machine à trois phases dans le repère statorique  $abc$  est le suivant :

$$v_{abc}^s = R_{abc}^s i_{abc}^s + \frac{d\Psi_{abc}^s}{dt} \quad (3.1)$$

où,  $v_{abc}^s$ ,  $R_{abc}^s$ ,  $i_{abc}^s$  et  $\Psi_{abc}^s$  indiquent les grandeurs et paramètres électromagnétiques de trois phases, exprimés sous forme matricielle comme suit :

$$v_{abc}^s = \begin{bmatrix} v_a^s & v_b^s & v_c^s \end{bmatrix}^T$$

$$R_{abc}^s = \begin{bmatrix} R_a^s & 0 & 0 \\ 0 & R_b^s & 0 \\ 0 & 0 & R_c^s \end{bmatrix} \quad (3.2)$$

$$i_{abc}^s = \begin{bmatrix} i_a^s & i_b^s & i_c^s \end{bmatrix}^T$$

$$\Psi_{abc}^s = \begin{bmatrix} \Psi_a^s & \Psi_b^s & \Psi_c^s \end{bmatrix}^T$$

En examinant les systèmes d'équations (3.1) on remarque que les tensions statoriques de phase se composent de deux parties: une partie résistive représentant les chutes de tension aux bornes de la résistance, et une partie magnétique résultant de l'évolution du flux lié au stator. Ce modèle s'applique aussi bien aux MSAP dont les enroulements de phase sont symétriques qu'à celles avec des enroulements non symétriques. La dissymétrie des enroulements peut être représentée par des variations dans la matrice des résistances et celle des inductances liées au flux magnétique.

Pour les machines à aimants permanents, le flux magnétique ' $\Psi_{abc}^s$ ' dans l'équation (3.2) est généré par deux sources différentes: le flux créé par les bobines statoriques et celui provenant des aimants situés sur le rotor. Ainsi, ' $\Psi_{abc}^s$ ' peut être exprimé par l'équation matricielle suivante:

$$\Psi_{abc}^s = L_s i_{abc}^s + \Psi_{mabc} \quad (3.3)$$

où, ' $\Psi_{mabc}$ ' est la partie du flux créée par les aimants, ' $L_s$ ' est l'inductance statorique comme définie dans l'équation (3.4). Les éléments diagonaux sont les inductances propres de chaque bobine, et les éléments hors diagonale sont les inductances mutuelles entre les différents enroulements de phase.

$$L_s = \begin{bmatrix} L_{aa} & L_{ab} & L_{ac} \\ L_{ba} & L_{bb} & L_{bc} \\ L_{ca} & L_{cb} & L_{cc} \end{bmatrix} \quad (3.4)$$

Dans le cas d'une machine avec des aimants en surface, l'inductance propre d'une phase et l'inductance mutuelle sont constantes et indépendantes de la position du rotor c'est-à-dire :

$$L_{aa} = L_{bb} = L_{cc} = L \quad (3.5)$$

et

$$L_{ab} = L_{ac} = L_{ba} = L_{bc} = L_{ca} = L_{cb} = M \quad (3.6)$$

La matrice de l'inductance ' $L_s$ ' prend alors la forme :

$$L_s = \begin{bmatrix} L & M & M \\ M & L & M \\ M & M & L \end{bmatrix} \quad (3.7)$$

et pour un système équilibré et connecté en étoile :

$$i_a^s + i_b^s + i_c^s = 0 \quad (3.8)$$

$$L_s = \begin{bmatrix} L-M & 0 & 0 \\ 0 & L-M & 0 \\ 0 & 0 & L-M \end{bmatrix} \quad (3.9)$$

Le flux produit par les aimants permanents ' $\Psi_{mabc}$ ' est lié à la position angulaire électrique ' $\theta_r$ ' du rotor. En supposant que les enroulements du stator sont placés régulièrement avec un déphasage de  $\frac{2\pi}{3}$  et que la distribution de flux qui les traversent est sinusoïdale, ' $\Psi_{mabc}$ ' peut alors être exprimé sous la forme d'une fonction périodique de ' $\theta_r$ ' définie par l'équation (3.10) dans laquelle ' $\Psi_m$ ' est l'amplitude de flux de l'aimant.

$$\Psi_{mabc} = \begin{bmatrix} \Psi_{ma}(\theta_r) \\ \Psi_{mb}(\theta_r) \\ \Psi_{mc}(\theta_r) \end{bmatrix} = \Psi_m \begin{bmatrix} \sin(\theta_r) \\ \sin\left(\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \sin\left(\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \quad (3.10)$$

où,  $\theta_r$  est la position angulaire du rotor par rapport à l'axe magnétique de la phase 'a' du stator,  $\theta_r = \omega_r t$ , avec ' $\omega_r$ ' est la pulsation rotorique et 't' est le temps.

L'équation de tension (3.1), peut maintenant être écrite de manière plus détaillée :

$$v_{abc}^s = R_{abc}^s i_{abc}^s + L_s \frac{di_{abc}^s}{dt} + \frac{d\Psi_{mabc}}{dt} \quad (3.11)$$

avec,

$$\frac{d\Psi_{mabc}}{dt} = \Psi_m \omega_r \begin{bmatrix} \cos(\theta_r) \\ \cos\left(\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \quad (3.12)$$

Afin de résoudre l'équation (3.11), il y a deux variables ' $\theta_r$ ' et ' $\omega_r$ ' qui doivent être calculées. Pour ce faire, les équations mécaniques du système sont incorporées. Conformément à la loi de Newton, le modèle mécanique peut être décrit par les deux équations suivantes:

$$\frac{d\omega_r}{dt} = \frac{1}{J} p \left[ T_e - B_m \frac{\omega_r}{p} - T_{ch} \right] \quad (3.13)$$

$$\frac{d\theta_r}{dt} = \omega_r \quad (3.14)$$

où, 'p' est le nombre de paires de pôle, 'J' est l'inertie du rotor, ' $B_m$ ' est le coefficient de frottement, ' $T_e$ ' est le couple électromagnétique et ' $T_{ch}$ ' est le couple de charge.

## 2.2. Transformation de Park et le modèle $dq$ en repère tournant: Mode sain

La transformation de Park ( $dq$ ) est la transformation du repère qui exprime les trois grandeurs variables des phases statoriques dans un système de coordonnées tournantes. Dans la transformation  $dq$ , le système de coordonnées en rotation est défini par rapport à un angle de référence stationnaire qui peut être choisi arbitrairement. Pour simplifier, la référence est généralement choisie comme l'axe magnétique de la phase 'a'. Ainsi, l'angle de transformation a la même valeur que celle de la position électrique du rotor, comme montré dans la figure (3.2).

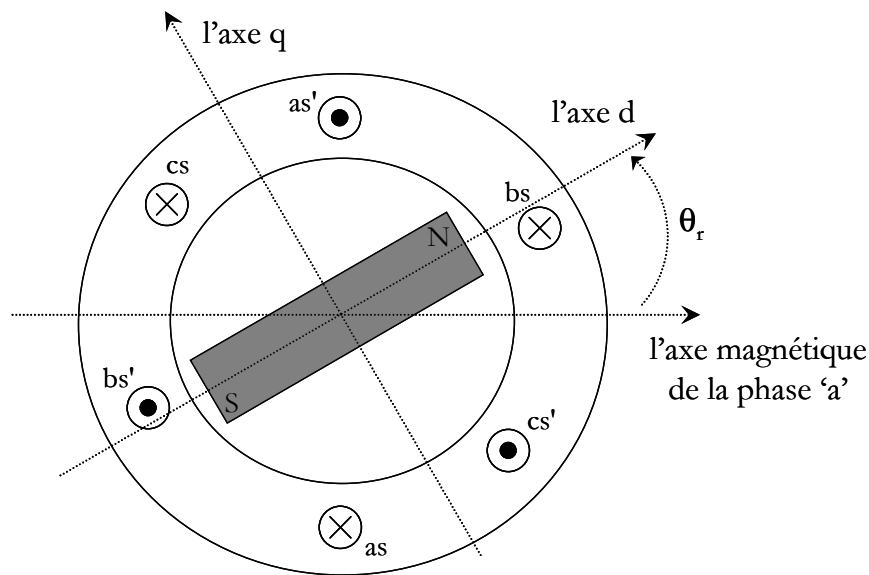


Figure 3.2 : Système d'axes de Park ( $dq$ )

En définissant les trois variables dans le repère tournant comme directe 'd', quadrature 'q' et séquence homopolaire '0',  $u_{dq0}$ , la transformation de Park peut être représentée par [Pin 04]:

$$\begin{bmatrix} u_d \\ u_q \\ u_0 \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\theta_r) & \cos\left(\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \sin(\theta_r) & \sin\left(\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) & \sin\left(\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_a \\ u_b \\ u_c \end{bmatrix} \quad (3.15)$$

Dans l'équation (3.15), 'u' peut être n'importe quelle variable, c'est-à-dire la tension, le courant, l'impédance, le flux, etc. Lorsque ces variables sont symétriques, la transformation de Park produit une composante homopolaire 'u<sub>0</sub>' nulle. On parle alors d'une transformation 3/2.

Par contre dans les conditions asymétriques, la composante homopolaire est différente de zéro, ce qui peut être utilisé comme un symptôme de défaut.

Dans les conditions normales, le modèle triphasé de la figure (3.2) peut être simplifié par l'application de la transformation de Park. En conséquence, le modèle électrique dans le nouveau repère tournant est exprimé par [Vas 92] :

$$\frac{di_d^r}{dt} = \frac{1}{L_d} [v_d^r - R_s i_d^r + \omega_r L_q i_q^r] \quad (3.16)$$

$$\frac{di_q^r}{dt} = \frac{1}{L_q} [v_q^r - R_s i_q^r - \omega_r L_d i_d^r - \omega_r \Psi_m] \quad (3.17)$$

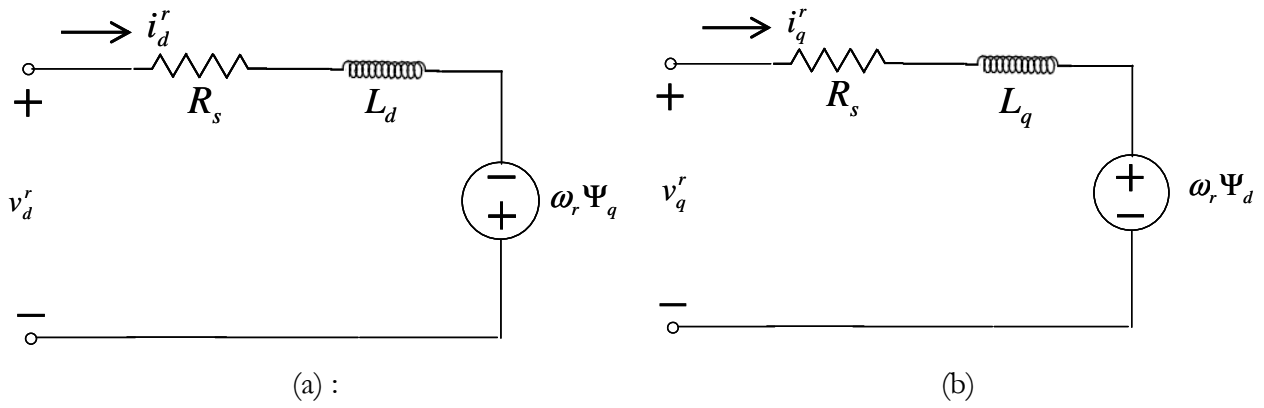
où ' $R_s$ ' est la résistance,  $L_d$  et  $L_q$  sont définies comme les inductances dans l'axe  $dq$  et le couple électromagnétique devient:

$$T_e = \frac{3}{2} p [i_q^r \Psi_m + (L_d - L_q) i_q^r i_d^r] \quad (3.18)$$

pour une MSAP avec  $L_d=L_q$ , l'équation (3.18) peut être réécrite comme :

$$T_e = \frac{3}{2} p [i_q^r \Psi_m] \quad (3.19)$$

Les équations (3.13), et (3.16) à (3.19) décrivent complètement le modèle d'une MSAP dans le repère tournant. Elles peuvent également être directement tirées à partir des circuits équivalents montrés dans la figure (3.3a et 3.3b).



**Figure 3.3 :** Circuits équivalents d'un MSAP dans le repère de Park selon l'axe d (a) et selon l'axe q (b)

Sous forme matricielle on a :

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_d^r \\ i_q^r \\ \omega_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_d} & \omega_r \frac{L_q}{L_d} & 0 \\ -\omega_r \frac{L_d}{L_q} & -\frac{R_s}{L_q} & -\frac{\Psi_m}{L_q} \\ 0 & \frac{3p^2}{2J} \Psi_m & -B_m \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d^r \\ i_q^r \\ \omega_r \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_d} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_q} \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_d^r \\ v_q^r \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ -\frac{p}{J} (T_{ch}) \end{bmatrix} \quad (3.20)$$

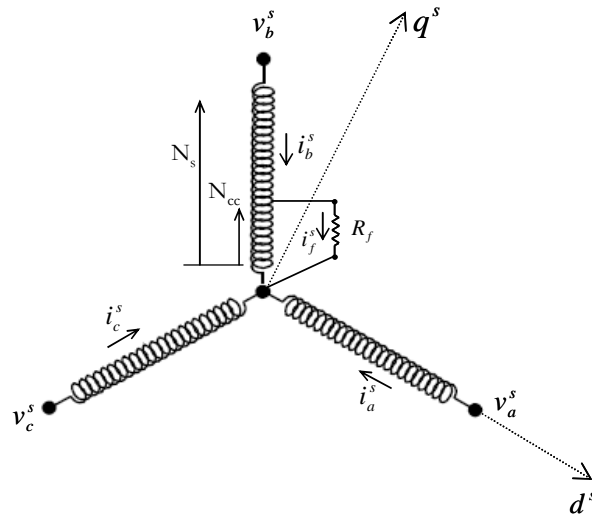
Bien évidemment, ce modèle en  $dq$  est un modèle non linéaire avec deux entrées et trois sorties. Les grandeurs ' $i_d^r$ ', ' $i_q^r$ ', ' $\omega_r$ ' sont des variables d'état et ' $v_d^r$ ' et ' $v_q^r$ ' sont les signaux de contrôle (entrées). En régime permanent dans le cas d'un système équilibré, les courants et les tensions dans le repère  $dq$  sont constants, ce qui rend le modèle préférable pour le contrôle du moteur.

### 2.3. Modèle de la machine dans le repère $abc$ : Mode de défaut de court-circuit entre spires

On suppose qu'un défaut de court circuit entre spires se produit dans la phase 'b' d'une machine à aimants permanents. La figure (3.4) montre le bobinage de la machine avec une branche supplémentaire. Ainsi, pour prendre en compte le défaut entre spires dans le modèle, le bobinage de la phase 'b' est réparti en deux parties: une partie saine et l'autre court-circuitée. La partie court-circuitée qui forme un circuit supplémentaire crée un champ magnétique stationnaire. Ce nouveau champ magnétique modifie le champ principal en ajoutant la quatrième branche



magnétique dans le système. La même procédure sera appliquée si le défaut se produit dans d'autres phases.



**Figure 3.4 :** Bobinage de la MSAP avec un court-circuit entre spires de la phase 'b', repère  $dq$  statorique

Pour représenter la gravité et l'emplacement du défaut, deux nouveaux paramètres ' $\sigma$ ' et ' $\theta_f$ ' sont introduites. Le paramètre ' $\sigma$ ' représente la gravité du défaut; il est défini comme le rapport entre le nombre de spires court-circuitées ' $N_{cc}$ ' et le nombre total de spires ' $N_s$ '. Le paramètre ' $\theta_f$ ' définit l'emplacement du défaut; ' $\theta_f$ ' peut prendre seulement trois valeurs (0,  $2\pi/3$  or  $-2\pi/3$ ) par rapport aux trois phases 'a', 'b' et 'c' respectivement. En définissant les grandeurs électriques du nouveau circuit avec l'indice 'f', la nouvelle équation des tensions du moteur se reformule comme suit :

$$v_{abc}^s = \begin{bmatrix} v_a^s & v_{b1}^s & v_{b2}^s & v_c^s \end{bmatrix}^T \quad (3.21)$$

où,  $v_{b1}^s$  et  $v_{b2}^s$  sont respectivement les tensions aux bornes des bobines saine et court-circuitée.

De même, le vecteur du courant devient :

$$i_{abc}^s = \begin{bmatrix} i_a^s & i_b^s & (i_b^s - i_f^s) & i_c^s \end{bmatrix}^T \quad (3.22)$$

où, ' $i_f^s$ ' est le courant supplémentaire engendré par le court-circuit.

Le problème fondamental est de savoir comment calculer les nouveaux paramètres, c'est-à-dire : les nouvelles résistances et inductances. En cas de défaut les dimensions des matrices de ces deux paramètres deviennent égales à  $4 \times 4$ . La propriété de proportionnalité peut être utilisée pour trouver les nouvelles résistances en se basant sur le paramètre ' $\sigma$ '; elles sont calculées comme suit :

$$R_{b1}^s = (1 - \sigma)R_b^s \quad R_{b2}^s = \sigma R_b^s \quad \text{avec } \sigma = \frac{N_{cc}}{N_s} \quad (3.23)$$

La matrice des résistances devient alors,

$$R^s = \begin{bmatrix} R_a^s & 0 & 0 & 0 \\ 0 & R_{b1}^s & 0 & 0 \\ 0 & 0 & R_{b2}^s & 0 \\ 0 & 0 & 0 & R_c^s \end{bmatrix} \quad (3.24)$$

La nouvelle matrice de l'inductance ' $L_s$ ' est maintenant composée des inductances propres et mutuelles entre les parties court-circuitées et les parties saines des enroulements statoriques. Ce problème de calcul d'inductance a déjà été traité dans plusieurs publications [Ark 05], [Bas 94], [Tal 02] etc. Bastard dans son travail [Bas 94] propose une méthode pour étudier les défauts dans le transformateur. Cette méthode offre un bon équilibre entre la simplicité de modèle et sa précision. La nouvelle matrice de l'inductance y est exprimée par :

$$L_s = \begin{bmatrix} L & (1 - \sigma)M & \sigma M & M \\ (1 - \sigma)M & (1 - \sigma)^2 L & (1 - \sigma)\sigma L & (1 - \sigma)M \\ \sigma M & (1 - \sigma)\sigma L & \sigma^2 L & \sigma M \\ M & (1 - \sigma)M & \sigma M & L \end{bmatrix} \quad (3.25)$$

Le flux de l'aimant traversant au niveau de la phase en défaut peut également être divisé en deux parties qui sont proportionnelles à la gravité du défaut :

$$\Psi_{mabc} = \begin{bmatrix} \Psi_{ma}(\theta_r) \\ \Psi_{mb1}(\theta_r) \\ \Psi_{mb2}(\theta_r) \\ \Psi_{mc}(\theta_r) \end{bmatrix} = \Psi_m \begin{bmatrix} \sin(\theta_r) \\ (1-\sigma)\sin\left(\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \sigma\sin\left(\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \sin\left(\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \quad (3.26)$$

En faisant la somme des lignes 2 et 3 de l'équation (3.21), une nouvelle forme d'équation de la machine est obtenue.

$$v_{abc}^s = R_s i_{abc}^s + \frac{d\Psi_{abc}^s}{dt} - \sigma R_s i_f^s - \sigma \frac{d\Psi_f^s}{dt} \quad (3.27)$$

où,  $R_s = R_a = R_b = R_c$  en mode sain, et

$$v_{abc}^s = \begin{bmatrix} v_a^s & v_b^s & v_c^s \end{bmatrix}^T \quad (3.28)$$

$$i_{abc}^s = \begin{bmatrix} i_a^s & i_b^s & i_c^s \end{bmatrix}^T \quad (3.29)$$

$\Psi_f$  est le flux traversant la partie court-circuitée de l'enroulement.

$$\Psi_f^s = L_f^s i_f^s \quad (3.30)$$

où,  $L_f^s = \begin{bmatrix} M & L & M \end{bmatrix}^T$

L'équation (3.27) décrit complètement le modèle électrique d'une MSAP dans le repère  $abc$  avec défaut de court-circuit entre spires dans une phase. Il est évident que cette équation se compose de deux parties, une partie saine même que celle de l'équation (3.1) et la deuxième qui est apparu à cause du court-circuit. En suivant la même démarche on peut écrire les équations de la machine dans le cas de défauts dans d'autres phases. La tension aux bornes de la partie court-circuitée peut être calculée par :

$$v_{b2}^s = \sigma R_s (i_b^s - i_f^s) + \frac{d\Psi_{b2}^s}{dt} = i_f^s R_f \quad (3.31)$$

$$\text{où, } \Psi_{b2}^s = \sigma [L_f]^T i_{abc}^s - \sigma^2 L i_f^s + \sigma \Psi_{mb}$$

Dans l'équation (3.31), ' $R_f$ ' est une résistance fictive connectée en parallèle avec la partie court-circuitée dans le but de contrôler le courant de court-circuit comme montré dans la figure (3.4). Grâce à cette résistance le modèle proposé devient à la fois valable pour mode sain et le mode dégradé. Cette particularité permet d'éviter la nécessité de changer de modèle d'un fonctionnement sain à un fonctionnement en défaut.

## 2.4. Modèle en repère $dq$ stationnaire avec défaut entre spires

Comme indiqué précédemment l'équation de la machine en défaut est composée d'une partie saine et une autre incluant le court-circuit. La transformation de Park peut être appliquée séparément sur ces deux parties. L'équation finale s'obtient en effectuant la somme des équations issues des parties précédentes. La décomposition de l'équation (3.27) est faite comme suit :

$$v_{abc}^s = v_{abc_n}^s - v_f^s \quad (3.32)$$

où,

$$v_{abc_n}^s = R_s i_{abc_n}^s + \frac{d\Psi_{abc_n}^s}{dt} \quad (3.33)$$

$$v_f^s = \sigma R_s i_f^s + \sigma \frac{d\Psi_f^s}{dt} \quad (2.34)$$

Le changement du repère  $abc$  stationnaire au repère  $dq$  stationnaire (figure 3.5) est fait en utilisant la transformation de Clarke :

$$u_{dq}^s = T_{23} u_{abc}^s \quad (3.35)$$

où,

$$T_{23} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix}$$

En appliquant la transformation ci-dessus, les équations (3.33) et (3.34) deviennent respectivement :

$$v_{dq_n}^s = R_s i_{dq_n}^s + \frac{d\Psi_{dq_n}^s}{dt} \quad (3.36)$$

où,

$$\Psi_{dq_n}^s = [L_s] i_{dq_n}^s + \Psi_{mdq}^s [\cos \theta_r \quad \sin \theta_r]^T$$

et

$$v_{dq_f}^s = \frac{2}{3} \sigma \left( R_s i_{dq_f}^s + \frac{d\Psi_{dq_f}^s}{dt} \right) \quad (3.37)$$

où,

$$\Psi_{dq_f}^s = L_s i_{dq_f}^s$$

$i_{dq_f}^s$  est la projection du courant de défaut ' $i_f$ ' sur les axes statoriques. Leur relation est donnée par [Bac 06] :

$$i_{dq_f}^s = \begin{bmatrix} \cos(\theta_f) \\ \sin(\theta_f) \end{bmatrix} i_f \quad (3.38)$$

donc, l'équation (3.32) en repère stationnaire  $dq$  devient :

$$v_{dq}^s = R_s i_{dq_n}^s + \frac{d\Psi_{dq_n}^s}{dt} - \frac{2}{3} \sigma \left( R_s i_{dq_f}^s + \frac{d\Psi_{dq_f}^s}{dt} \right) \quad (3.39)$$

La tension aux bornes de la partie court-circuitée dans le repère  $dq$  stationnaire est donnée par :

$$v_{(dq)_{cc}}^s = \frac{2}{3} \sigma i_{dq_n}^s - (\sigma R_s + R_f) i_{dq_f}^s + \frac{d}{dt} \left( \sigma [L_f]^r i_{dq_n}^s - \sigma^2 L i_{dq_f}^s + \frac{2}{3} \sigma \Psi_{dq_n}^s \right) \quad (3.40)$$

### 3. Résultats de simulation du modèle

Le modèle proposé pour le défaut de court-circuit a été mis en œuvre dans le logiciel Matlab/Simulink<sup>®</sup>. Le défaut (entre spires) a été initialisé par le contrôle de la résistance 'R<sub>f</sub>' du modèle proposé. La machine saine est représentée par une résistance de très grande valeur (R<sub>f</sub>=10<sup>4</sup> ohm), en revanche le court circuit se traduit par une faible valeur de R<sub>b</sub> (R<sub>f</sub>=0 ohm). Les figures (3.5) à (3.10) montrent les différents paramètres de la machine avant et après le court-circuit. Dans toutes ces simulations un court-circuit de 10% de spires de la phase 'b' a été appliqué à un instant (t = 0.5s) après avoir atteint le régime permanent.

Dans la figure (3.6) on note une augmentation visible de l'amplitude du courant dans la phase en défaut (phase 'b'). Les courants dans les autres phases (les figures 3.5 et 3.7) augmentent aussi, mais l'augmentation est moins importante par rapport à la phase défectueuse. L'analyse harmonique du couple (la figure 3.8 (b)) montre une apparition de la composante harmonique de 2<sup>ème</sup> ordre après le défaut. La figure (3.9) montre le courant qui circule dans la branche 'R<sub>f</sub>' avant et après le défaut.

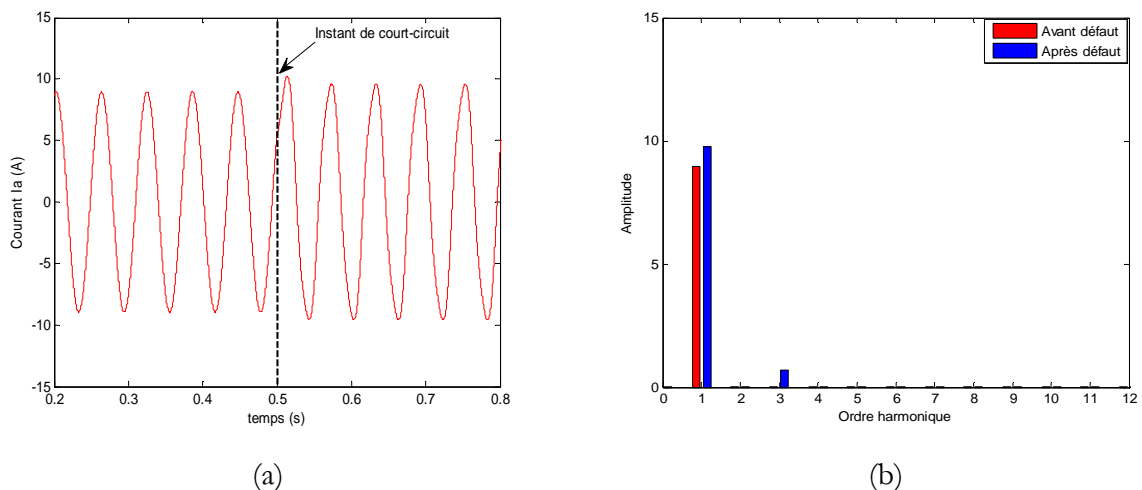


Figure 3.5 : (a) : Courant de la phase 'a', et (b) : Le spectre harmonique

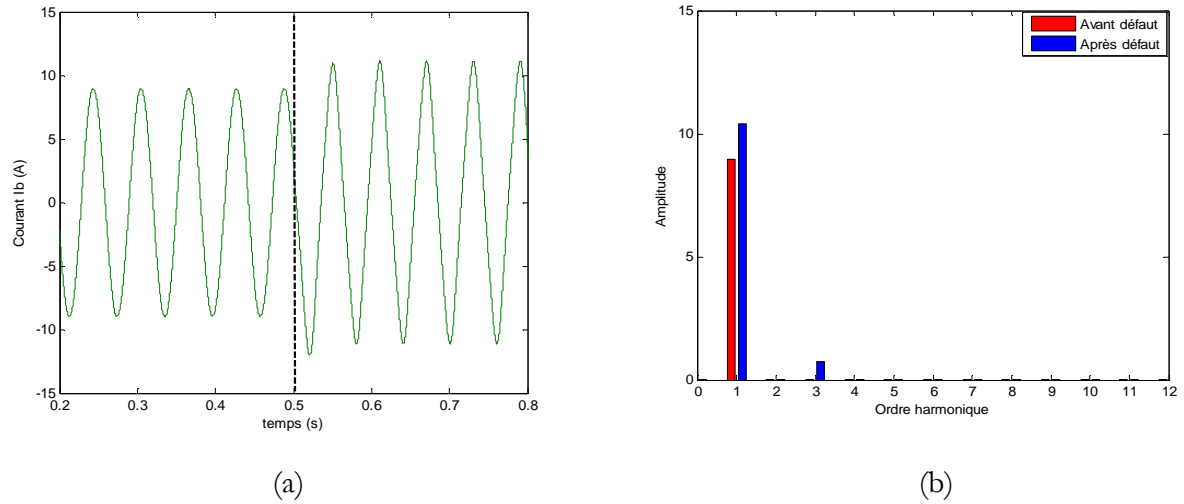


Figure 3.6 : (a) : Courant de la phase 'b', et (b) : Le spectre harmonique

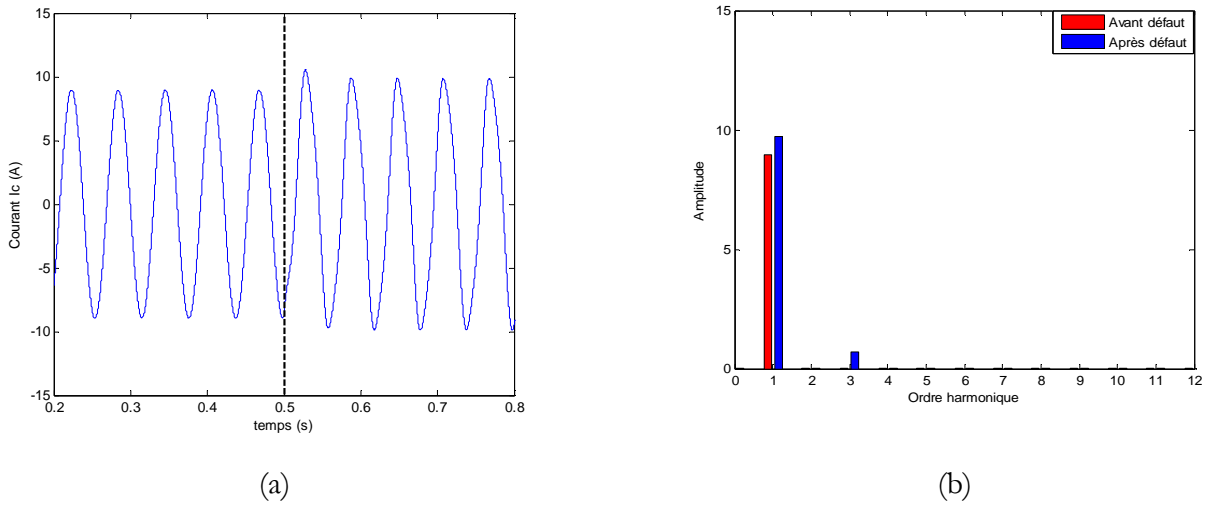


Figure 3.7 : (a) : Courant de la phase 'c', et (b) : Le spectre harmonique

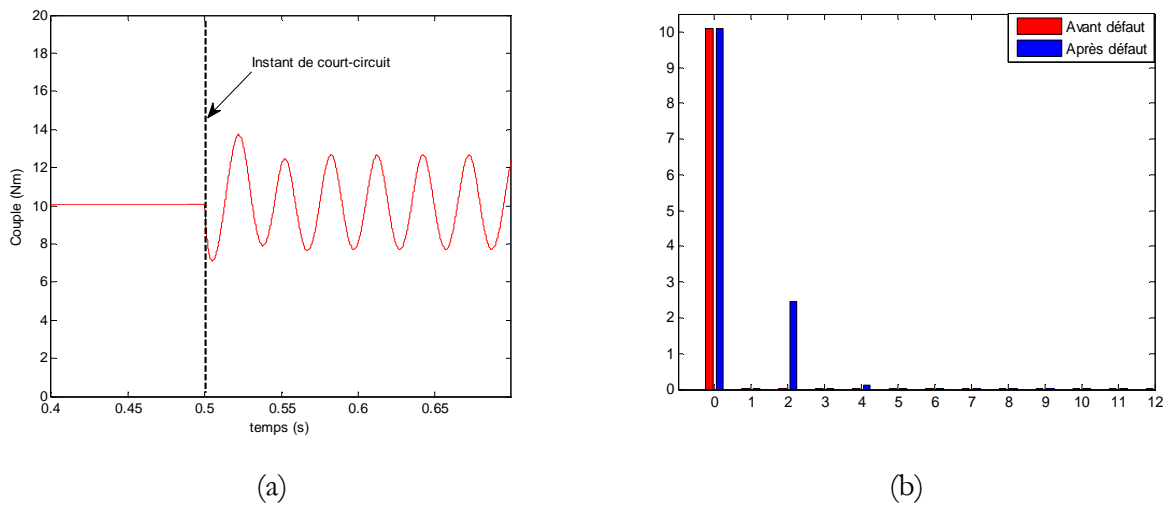


Figure 3.8 : (a) : Couple électromagnétique, et (b) : Le spectre harmonique

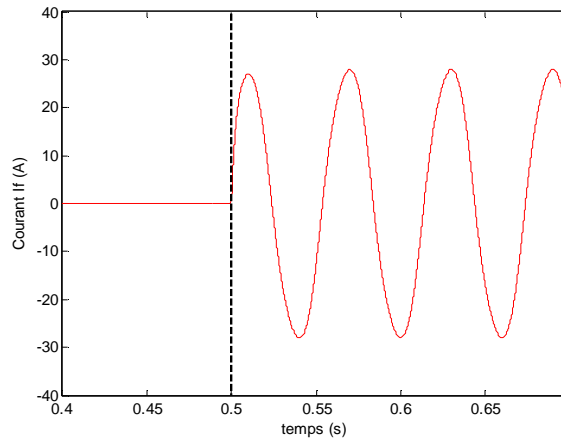


Figure 3.9 : Le courant dans le branche ' $R_f$ '

La figure (3.10) montre l'évolution de la vitesse pour différent nombre de spires court-circuitée. Il est évident que la machine commence à décroché en augmentant le nombre de spires court-circuitées.

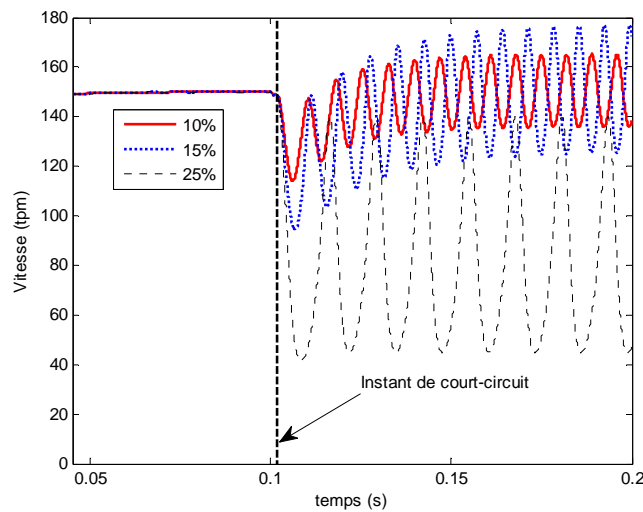


Figure 3.10 : L'évolution de la vitesse en fonction de nombre de spires court-circuitées

#### 4. Validation du modèle par la méthode des éléments finis

La première validation du modèle de court-circuit proposé a été faite avec des simulations par éléments finis sous le logiciel Flux2D. Pour simuler le court-circuit la géométrie du moteur (partie stator) dans le module 'géométrie et physique' a été modifiée. La figure (3.11) montre la structure modifiée au niveau de l'enroulement statorique.



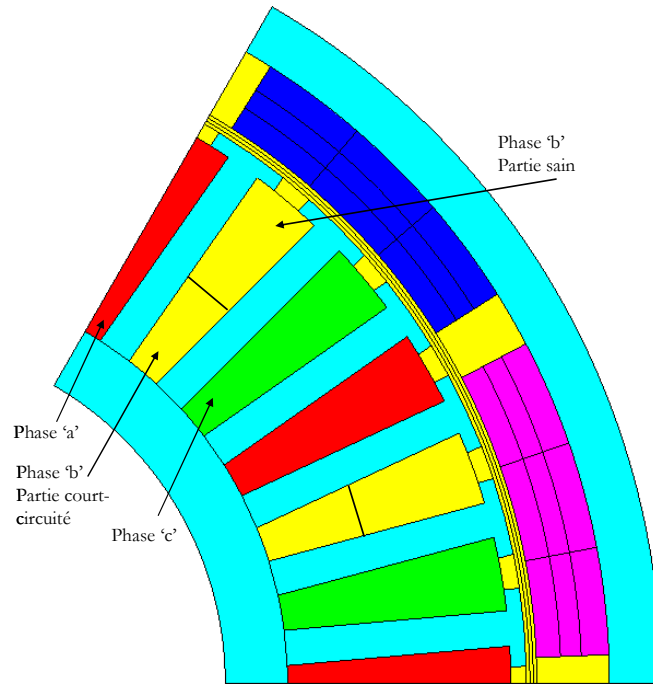


Figure 3.11 : La coupe transversale de la machine avec bobinage modifiée

En plus de la modification de la géométrie, le circuit électrique qui lui est associé a été également divisé en partie normale et partie dégradée. Enfin, la géométrie du moteur et son circuit électrique (modifié) a été couplé au même programme de Matlab/Simulink® utilisé auparavant pour le modèle de court-circuit. Pour initialiser le défaut la résistance ' $R_f$ ' est définie dans le circuit électrique de Flux2D et contrôlée dans le programme Simulink. Les figures (3.12) à (3.17) montrent les résultats des simulations dans les mêmes conditions qu'auparavant.

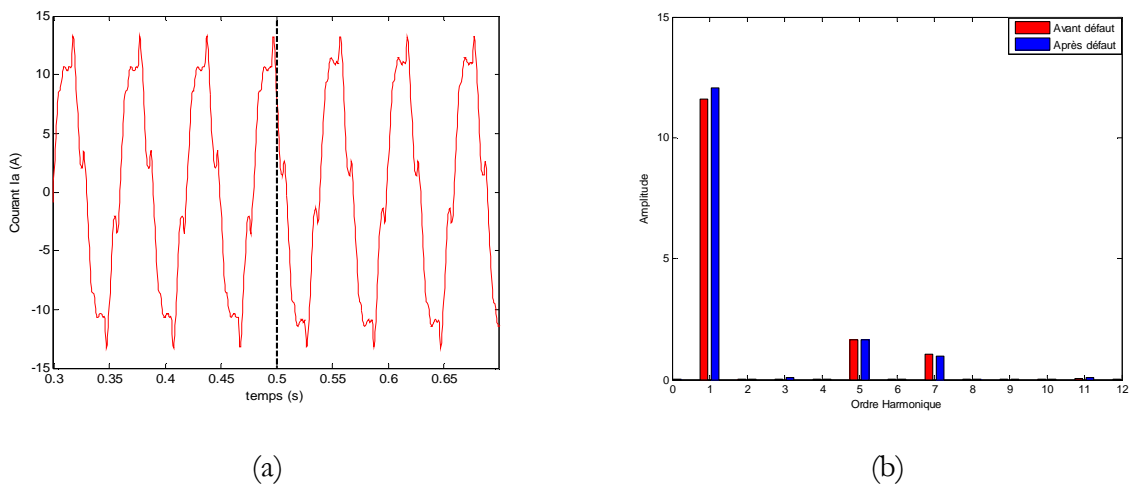
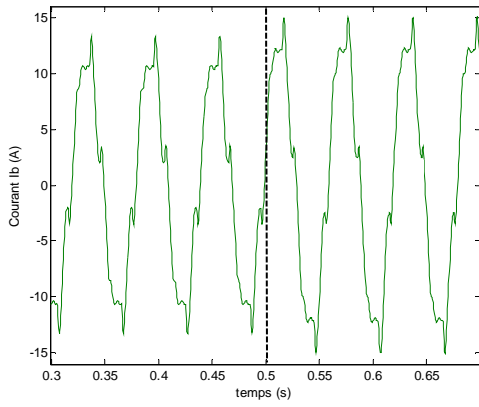
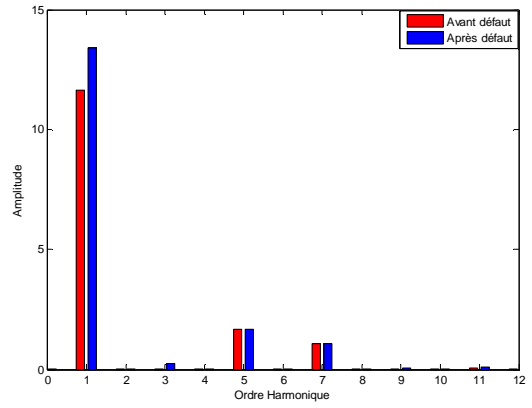


Figure 3.12 : (a) : Courant de la phase 'a', et (b) : Le spectre harmonique

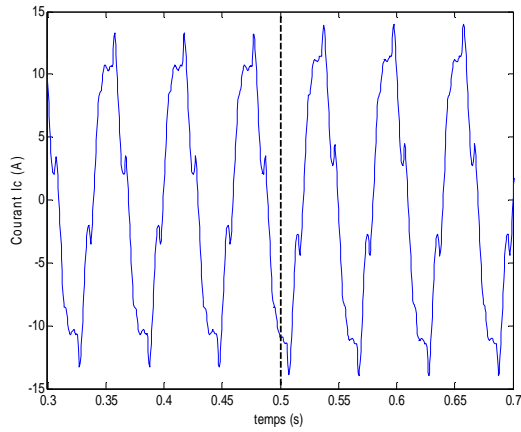


(a)

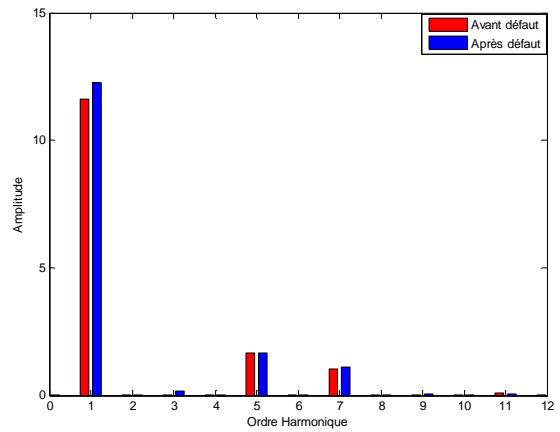


(b)

Figure 3.13 : (a) : Courant de la phase 'b', et (b) : Le spectre harmonique

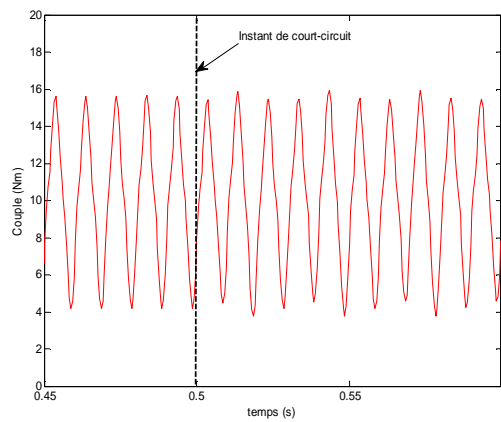


(a)

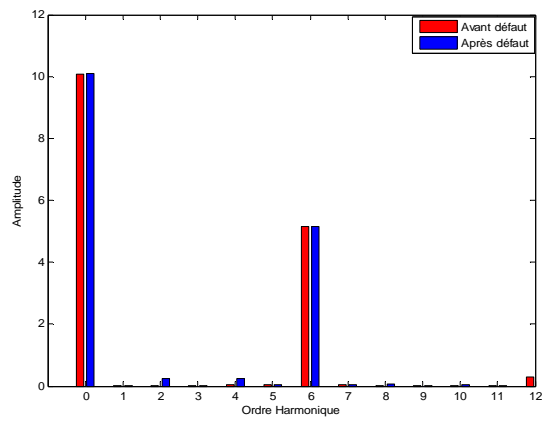


(b)

Figure 3.14 : (a) : Courant de la phase 'c', et (b) : Le spectre harmonique



(a)



(b)

Figure 3.15 : (a) : Couple électromagnétique, et (b) : Le spectre harmonique

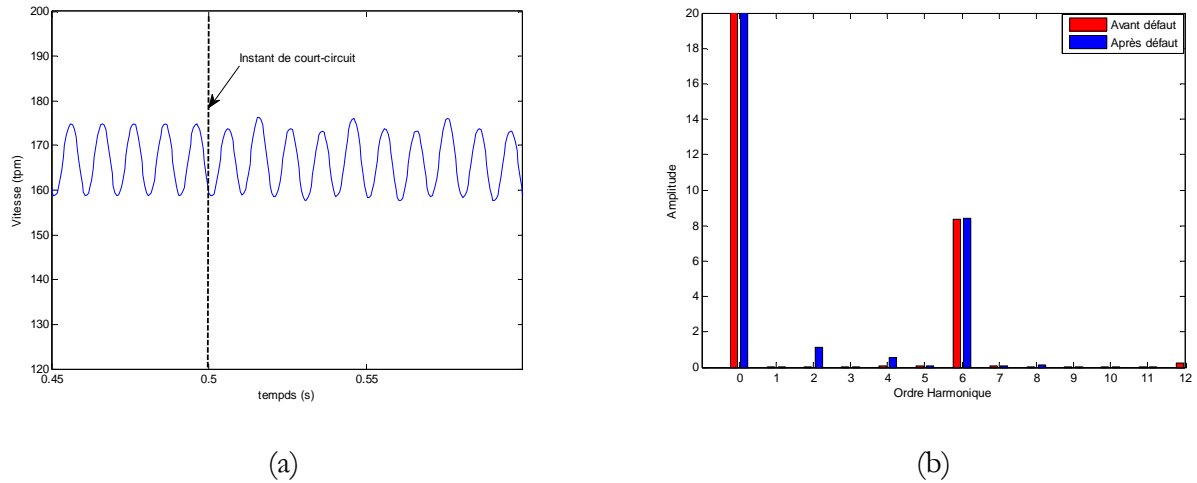


Figure 3.16 : (a) : L'évolution de la vitesse, et (b) : Le spectre harmonique

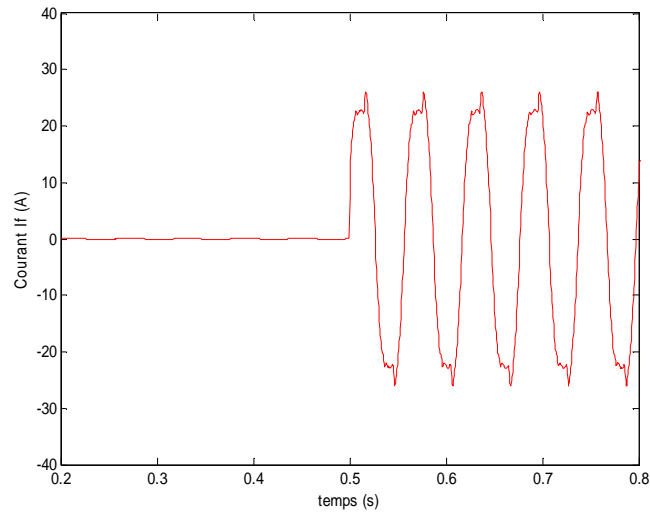


Figure 3.17 : Le courant dans le branche 'R<sub>f</sub>'

Dans la figure (3.13), on observe pratiquement la même augmentation de courant dans la phase en défaut qu'avec le modèle proposé. Par contre, on note l'effet de denture qui est évident dans les résultats d'éléments finis par rapport à celles du modèle.

L'apparition d'harmonique de 2<sup>ème</sup> ordre est également observée avec les simulations éléments finis dans les courbes de vitesse et du couple (les figures 3.15 et 3.16). Le courant dans la branche court-circuité a également le même ordre de grandeur (la figure 3.17).

L'harmonique de 6<sup>ème</sup> ordre est présent uniquement dans les résultats des éléments finis. En revanche, les harmoniques de 2<sup>ème</sup> et 4<sup>ème</sup> ordre apparaissent dans les deux résultats. La

différence dans l'amplitude de 2<sup>ème</sup> harmonique dans les deux résultats est due au fait que le modèle proposé suppose une FEM sinusoïdale et néglige la saturation et l'effet de denture.

## 5. Généralisation du modèle abc aux courts-circuits multiphasé

Soit une MSAP siège de trois courts-circuits entre spires au niveau des trois phases du stator. Les trois paramètres  $\sigma_a$ ,  $\sigma_b$  et  $\sigma_c$  définissent les pourcentages des spires en court-circuit par rapport trois défauts respectifs. La nouvelle équation des tensions se reformule comme suit :

$$v_{abc}^s = \begin{bmatrix} v_{a1}^s & v_{a2}^s & v_{b1}^s & v_{b2}^s & v_{c1}^s & v_{c2}^s \end{bmatrix}^T \quad (3.41)$$

où,  $v_{a1}^s$  et  $v_{a2}^s$  sont respectivement les tensions aux bornes des bobines saines et court-circuitées.

Même chose pour les autres phases.

Et le vecteur du courant est alors,

$$i_{abc}^s = \begin{bmatrix} i_a^s & (i_a^s - i_{f_a}^s) & i_b^s & (i_b^s - i_{f_b}^s) & i_c^s & (i_c^s - i_{f_c}^s) \end{bmatrix}^T \quad (3.42)$$

La matrice des résistances devient alors,

$$R^s = \begin{bmatrix} (1-\sigma_a) \cdot R_a^s & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \sigma_a \cdot R_a^s & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & (1-\sigma_b) \cdot R_b^s & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \sigma_b \cdot R_b^s & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & (1-\sigma_c) \cdot R_c^s & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \sigma_c \cdot R_c^s \end{bmatrix} \quad (3.43)$$

et la matrice des l'inductances peuvent être exprimé par,

$$L_s = \begin{bmatrix} (1-\sigma_a)^2 L & (1-\sigma_a)\sigma_a L & (1-\sigma_a)(1-\sigma_b)M & (1-\sigma_a)\sigma_b M & (1-\sigma_a)(1-\sigma_c)M & (1-\sigma_a)\sigma_c M \\ (1-\sigma_a)\sigma_a L & \sigma_a^2 L & \sigma_a(1-\sigma_b)M & \sigma_a\sigma_b M & \sigma_a(1-\sigma_c)M & \sigma_a\sigma_c M \\ (1-\sigma_a)(1-\sigma_b)M & \sigma_a(1-\sigma_b)M & (1-\sigma_b)^2 L & (1-\sigma_b)\sigma_b L & (1-\sigma_b)(1-\sigma_c)M & (1-\sigma_b)\sigma_c M \\ (1-\sigma_a)\sigma_b M & \sigma_a\sigma_b M & (1-\sigma_b)\sigma_b L & \sigma_b^2 \cdot L & \sigma_b(1-\sigma_c)M & \sigma_b\sigma_c M \\ (1-\sigma_a)(1-\sigma_c)M & \sigma_a(1-\sigma_c)M & (1-\sigma_b)(1-\sigma_c)M & \sigma_b(1-\sigma_c)M & (1-\sigma_c)^2 \cdot L & (1-\sigma_c)\sigma_c L \\ (1-\sigma_a)\sigma_c M & \sigma_a\sigma_c M & (1-\sigma_b)\sigma_c M & \sigma_b\sigma_c M & (1-\sigma_c)\sigma_c L & \sigma_c^2 \cdot L \end{bmatrix} \quad (3.44)$$

Le flux de l'aimant traversant les trois phases, qui sont toutes en défaut, peut également être divisé en deux parties qui sont proportionnelles à la gravité du défaut :

$$\Psi_{mabc} = \begin{bmatrix} \Psi_{ma1}(\theta_r) \\ \Psi_{ma2}(\theta_r) \\ \Psi_{mb1}(\theta_r) \\ \Psi_{mb2}(\theta_r) \\ \Psi_{mc1}(\theta_r) \\ \Psi_{mc1}(\theta_r) \end{bmatrix} = \Psi_m \begin{bmatrix} (1-\sigma_a)\sin(\theta_r) \\ \sigma_a\sin(\theta_r) \\ (1-\sigma_b)\sin\left(\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \sigma_b\sin\left(\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) \\ (1-\sigma_b)\sin\left(\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \sigma_b\sin\left(\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \quad (3.45)$$

En faisant la somme des lignes 1 et 2, puis 3 et 4 et ensuite 5 et 6 de l'équation (3.41), la nouvelle forme d'équation de la machine est donnée par :

$$v_{abc}^s = R_s i_{abc}^s + L_s \frac{di_{abc}^s}{dt} - \sigma_{abc} R_s i_{abc_f}^s - [\sigma_{abc} \cdot L_f]^T \frac{di_{abc_f}^s}{dt} \quad (3.46)$$

$$\text{où, } \sigma_{abc} = \begin{bmatrix} \sigma_a & 0 & 0 \\ 0 & \sigma_b & 0 \\ 0 & 0 & \sigma_c \end{bmatrix}$$

avec,

$$L_f = L_s = \begin{bmatrix} L & M & M \\ M & L & M \\ M & M & L \end{bmatrix}$$

L'équation (3.45) décrit complètement le modèle électrique d'une MSAP dans le repère  $abc$  avec la prise en compte de n'importe quel défaut de court-circuit entre spires dans les trois phases. Dans ce modèle général, en annulant les paramètres  $\sigma_a$  et  $\sigma_c$  et en mettant  $\sigma_b = \sigma$ , on retrouve le modèle du défaut au niveau de la phase 'b', cf. § 2.3.

## 6. Conclusion

Ce chapitre présente un modèle pour le défaut de court-circuit entre spires dans une MSAP. Les équations de ce modèle sont décomposées en deux parties : les équations pour

machine saine et les termes qui apparaissent à cause des défauts. Cette décomposition facilite la compréhension des effets induits dans les paramètres normaux de la machine suite au défaut. Les résultats de simulation montrent qu'un défaut entre spires produit des ondulations de fréquence double dans le couple et la vitesse. Les résultats obtenus par le modèle sont en bonne corrélation avec ceux des éléments finis. Ainsi, on peut conclure que le modèle peut trouver son application dans les algorithmes de détection et de diagnostic des défauts statoriques.

## *Chapitre 4*

# **Détection des défauts de désaimantation et de court-circuit dans les MSAP**

## **SOMMAIRE – Chapitre 4**

1. Introduction .....	109
2. Algorithme de détection du défaut de désaimantation .....	110
3. Simulations éléments finis de la machine avec des défauts .....	112
4. Détection de la désaimantation avec le modèle analytique .....	113
4.1. Résultats de simulation .....	113
4.2. Synthèse de la détection avec le modèle analytique .....	118
5. Détection de la désaimantation avec le modèle RDPE .....	118
5.1. Résultats de simulation .....	118
5.2. Synthèse de la détection avec le modèle RDPE .....	123
6. Détection du court-circuit dans le bobinage statorique de MSAP .....	123
7. Conclusion .....	124



## 1. Introduction

La détection et le diagnostic d'un défaut peuvent être réalisés grâce à la connaissance du processus, à travers un modèle mathématique approprié. Différentes approches de détection de défauts, en utilisant les modèles mathématiques, ont été élaborées au cours des deux dernières décennies [Ark 05], [Bac 06], [Mos 00], [Kia 07]. Le principe de ce type d'approches repose sur la connaissance du comportement du système dans divers modes de fonctionnement. La détection de défaut est utilisée pour déterminer si une anomalie existe ou non. Le diagnostic sert à obtenir des informations détaillées sur le mauvais fonctionnement en analysant les symptômes du défaut. Ces deux tâches dépendent de la précision des modèles analytiques du système observé. Ainsi, le développement d'un modèle approprié est la première étape dans la méthode de détection basée sur le modèle.

La modélisation d'un système nécessite une étude approfondie de sa dynamique. Cette analyse donne généralement un aperçu des propriétés qui peuvent être utilisées comme symptômes de défauts (par exemple, la variation de certains paramètres par rapport à leurs valeurs normales ou l'apparition des harmoniques spécifiques liés à certains défauts, etc.). La modélisation fournit la compréhension de la dynamique du système et permet par la suite la sélection de la méthode la plus appropriée pour la détection des défauts.

Dans le chapitre 2, deux modèles basés sur les équations de Maxwell et réseau de perméances ont été développés pour caractériser le phénomène de désaimantation dans les MSAP à aimants en surface. Dans le chapitre 3, le modèle dynamique de Park de ces machines, a été modifié pour prendre en compte le défaut de court-circuit entre spires dans le bobinage statorique. Les tests de ces modèles avec des simulations par la méthode des éléments finis (à l'aide du logiciel Flux 2D), ont donné des résultats satisfaisants confirmant ainsi leurs validités. En plus de la compréhension des effets de ces défauts sur les performances des MSAP, ces modèles ont pour vocation la détection et le diagnostic des défauts qu'ils modélisent.

Dans ce chapitre, on s'intéresse à l'utilisation des modèles proposés dans la détection des défauts. D'abord, un algorithme de détection et de diagnostic du défaut de désaimantation est appliqué sur des cas de défauts préalablement simulés avec le logiciel Flux2D. En effet, en partant du signal mesuré de la FEM (issu du logiciel Flux2D et supposé comme entrée) la distribution de l'induction rémanente des aimants est calculée. La deuxième partie du chapitre

consiste en la proposition d'un algorithme de surveillance des MSAP, sensible aux défauts de court-circuit entre spires.

## 2. Algorithme de détection du défaut de désaimantation

La force électromotrice (FEM) à vide renseigne directement sur l'état d'une machine à aimants permanents. En supposant que l'on dispose d'une mesure (estimation) de la FEM d'une machine avec des aimants désaimantés, le problème à résoudre consiste alors à définir comment identifier et localiser la désaimantation. C'est un problème inverse dont la résolution est souvent effectuée par un algorithme couplé avec un modèle direct du système. Le critère majeur, sur le modèle direct du système, est qu'il doit être précis et capable de prendre en compte un maximum des phénomènes.

Pour le cas d'un défaut de désaimantation on peut dire qu'à partir d'un paramètre de mesure tel que la FEM par exemple, on cherche la distribution de l'induction rémanente dans les aimants. Si cette distribution est différente qu'en régime normal, on peut établir l'existence d'une désaimantation. Le problème ressemble alors à un problème d'identification des paramètres.

Les approches d'identification des paramètres sont généralement considérées comme une procédure de régression des courbes expérimentales. L'intention est de réduire au maximum la différence entre les mesures et les résultats des calculs. La fonction objectif (FO) est définie dans le sens des moindres carrés, par :

$$\min_x FO = \frac{1}{2} \sum_{k=1}^n (e_c^k(x, \theta) - e_d^k(\theta))^2 \quad (4.1)$$

où,  $e_c(\theta)$  (dans notre cas) est la FEM calculée pour une position  $k$  du rotor à l'aide du modèle,  $e_d(\theta)$  sont des valeurs mesurées de la FEM (dans notre cas : obtenues à partir des simulations élément finis),  $x = [B_{r_{11}}, B_{r_{12}}, \dots, B_{r_{i,j}}]$  est le vecteur rassemblant les inductions rémanentes de tous les éléments de l'aimant et 'n' est le nombre de points des données.

La solution sous contraintes des fonctions objectives telles que celle définie dans l'équation (4.1) est un problème d'optimisation. Il existe plusieurs méthodes pour résoudre les problèmes d'optimisation de ce type que l'on peut classer en deux catégories. La première

consiste en l'évaluation successive de la fonction objectif pour différentes séries de paramètres choisis avec les critères de recherche linéaire (de type algorithme, simplex), ou en utilisant l'approche statistique (par exemple la méthode de Monte-Carlo). La deuxième est fondée sur les méthodes de type gradient, par le calcul de paramètre de décent en prenant le gradient de la fonction objectif. Pour les systèmes non linéaires, il est souvent préférable d'utiliser les méthodes itératives de type gradient. Dans ces méthodes à chaque itération, l'algorithme cherche premièrement la direction de décent, puis la longueur d'étape telle que le gradient de la fonction objectif lors de la prochaine itération, est égal à zéro.

Comme les approches itératives sont par nature approximatives, les mesures devraient être prises pour assurer la convergence de la méthode vers une solution correcte. Ainsi, pour éviter les résultats non cohérents, certaines contraintes peuvent être imposées sur les paramètres à chercher.

Dans ce travail l'algorithme d'optimisation disponible dans la librairie de Matlab<sup>®</sup> a été utilisé au travers de la fonction '*lsqcurvefit*'. Cet algorithme résout des problèmes non linéaires dans le sens des moindres carrés. Pour chercher les paramètres à identifier la fonction '*lsqcurvefit*' nécessite à la fois les données de mesures et un modèle direct du système défini par l'utilisateur. L'algorithme employé peut être exprimé plus clairement par la figure suivante.

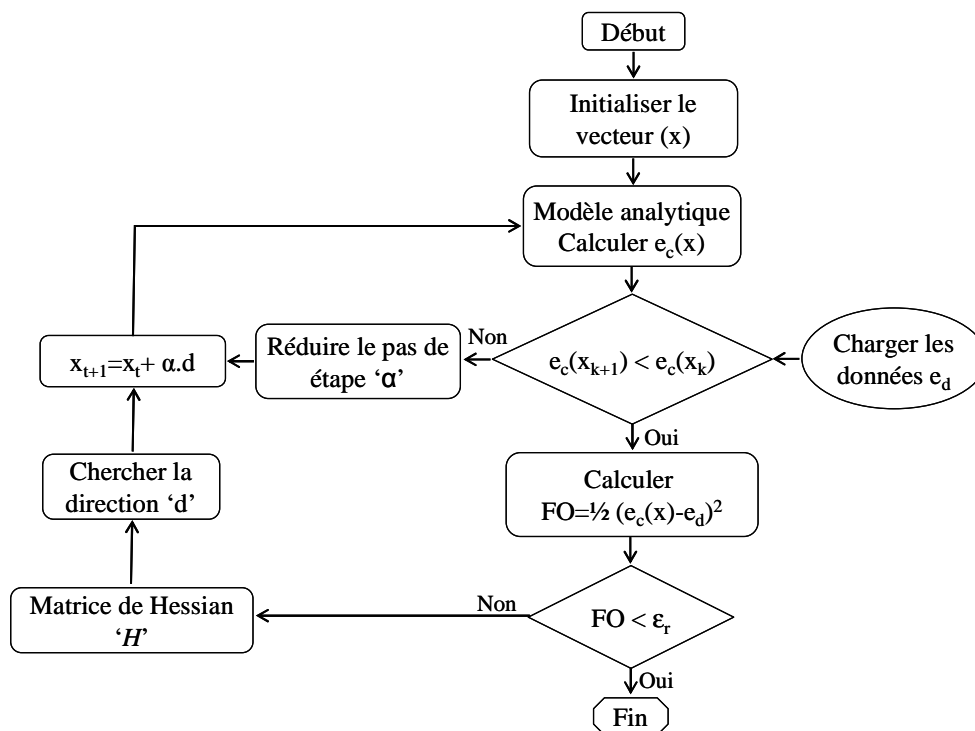


Figure 4.1 : Algorithme d'optimisation utilisé

### 3. Simulations éléments finis de la machine avec des défauts

Pour appliquer l'algorithme de détection ci-dessus, plusieurs types de défaut de désaimantation ont été simulés à l'aide du logiciel éléments finis, Flux 2D. Dans chaque cas une distribution de la FEM d'une phase de la machine est calculée sur une période. Ces données de la FEM sont supposées comme les mesures fournies à l'entrée du dit algorithme de détection. Les figures (4.2) et (4.3) montrent les quatre défauts de désaimantation simulés en diminuant l'induction remanent d'une partie de l'aimant (ici la valeur réduite de la 'Br' été pris comme 0.35T).

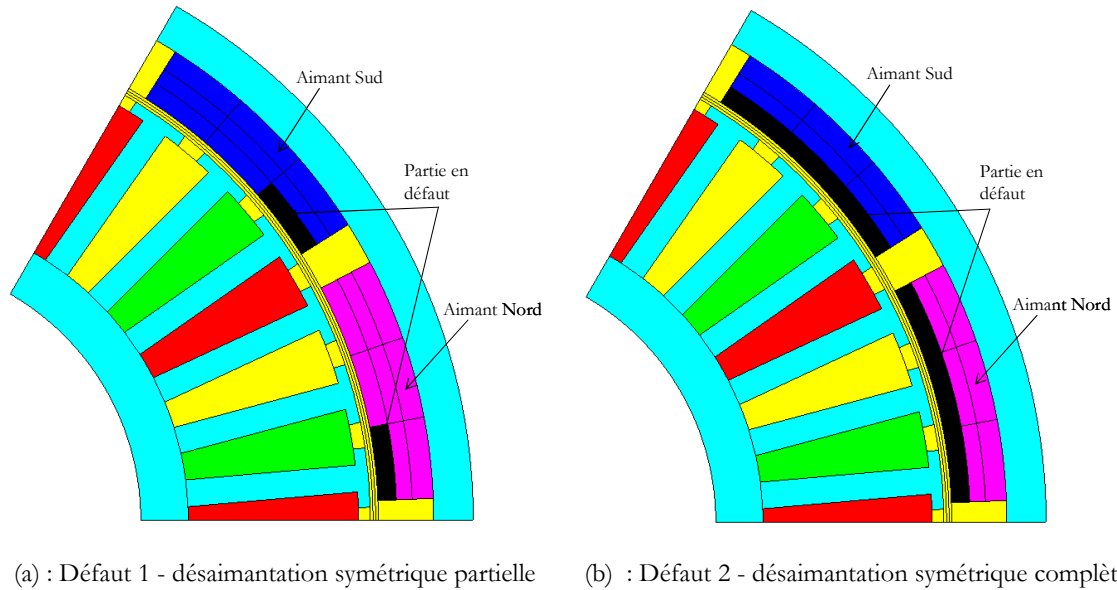


Figure 4.2 : Les défauts symétriques

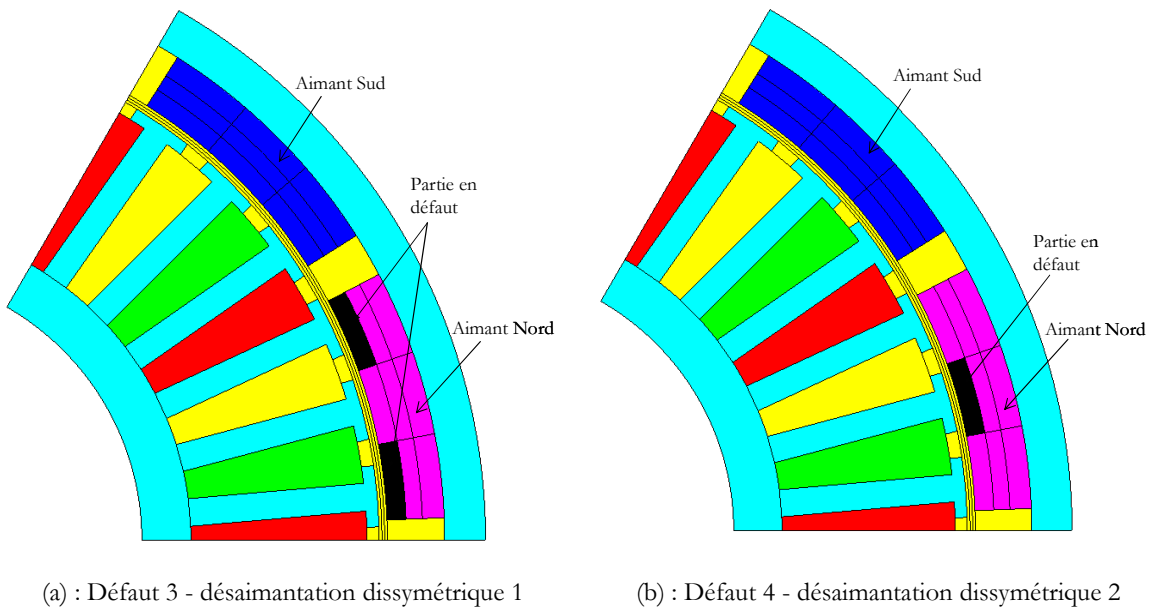


Figure 4.3 : Les défauts dissymétriques

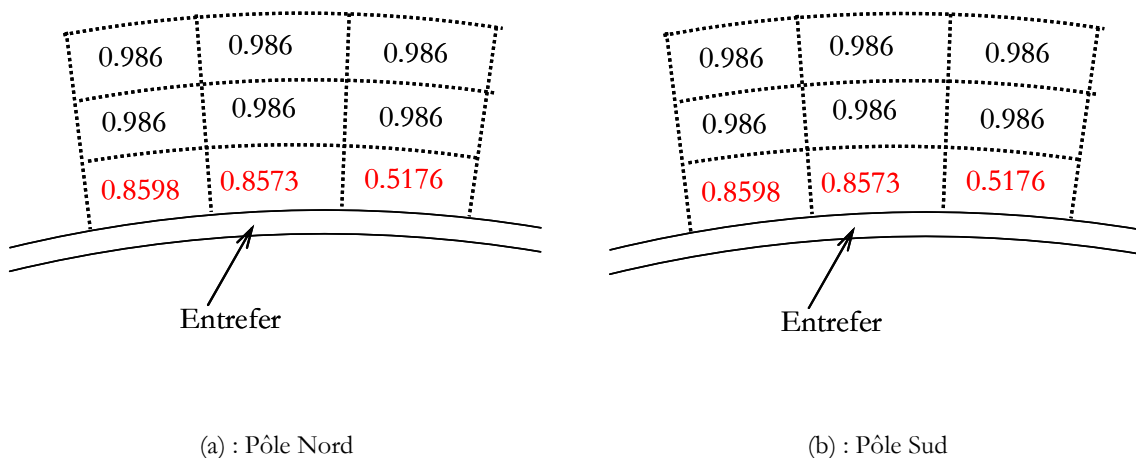
Les deux premiers défauts (1 et 2) sont du type symétrique dans lesquels les deux pôles nord et sud sont désaimantés de façon identique. On parle de désaimantation symétrique complète lorsque les pôles sont désaimantés sur toute leur largeur. Dans les autres cas on parle de désaimantation symétrique partielle. Les deux derniers défauts (3 et 4) sont localisés uniquement au niveau d'un seul pôle. Ils présentent un cas particulier des défauts dissymétriques.

## 4. Détection de la désaimantation avec le modèle analytique

L'algorithme d'optimisation a été appliqué sur les données fournies par les simulations d'éléments finis (EF) et le modèle analytique (développé en chapitre 2). La fonction '*lsqcurvefit*' de Matlab cherche itérativement l'induction rémanente des petits éléments de l'aimant qui correspondent mieux aux mesures. Les contraintes sur l'induction rémanente ont été imposées pour que l'algorithme converge à la solution.

### 4.1. Résultats de simulation

La figure (4.4) montre la distribution de l'induction rémanente (pour le défaut 1) trouvée par l'algorithme.



**Figure 4.4 :** Distribution de l'induction rémanente – cas du défaut 1

La figure (4.5) montre les allures de la FEM mesurée (issu de Flux2D) et de la FEM calculée avec le modèle analytique en utilisant les valeurs de l'induction trouvée par l'algorithme. La figure (4.6) montre le spectre harmonique de ces deux signaux de FEM.

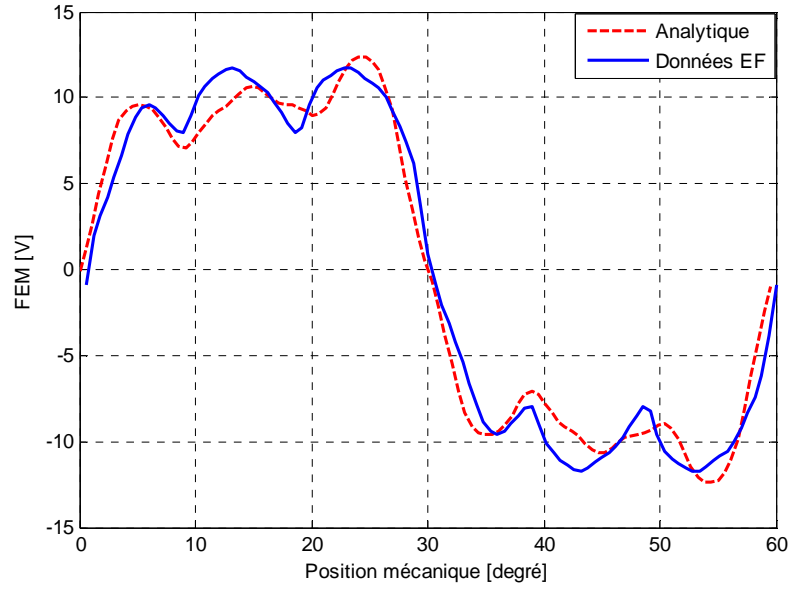


Figure 4.5 : Formes d'ondes des FEM – cas du défaut 1

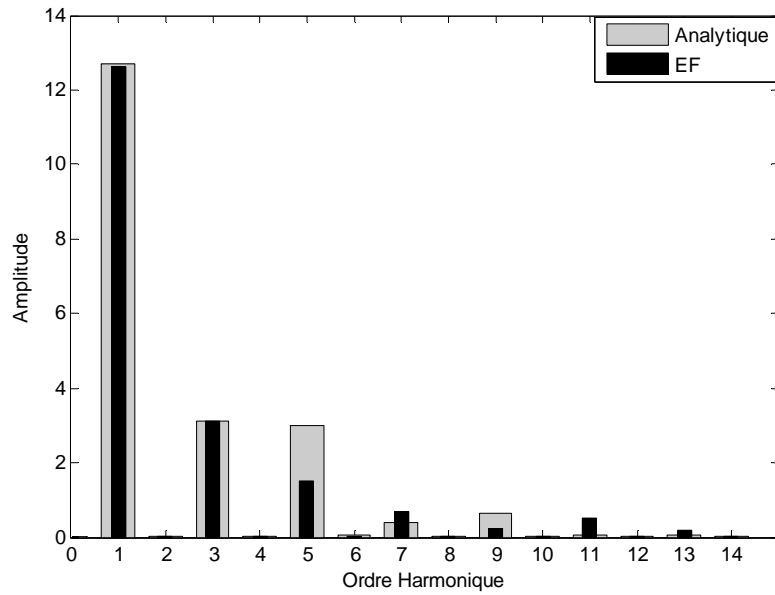


Figure 4.6 : Spectre Harmonique – cas du défaut 1

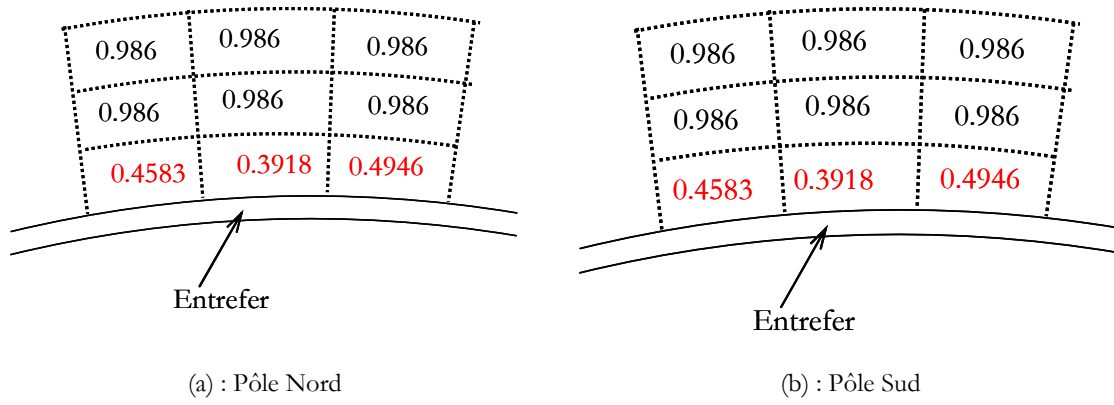


Figure 4.7 : Distribution de l'induction rémanente – cas du défaut 2

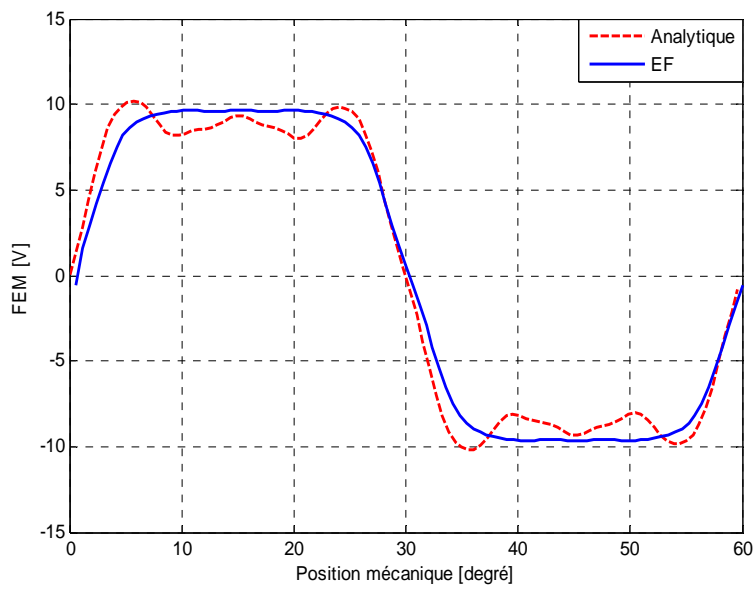


Figure 4.8 : Formes d'ondes des FEM – cas du défaut 2

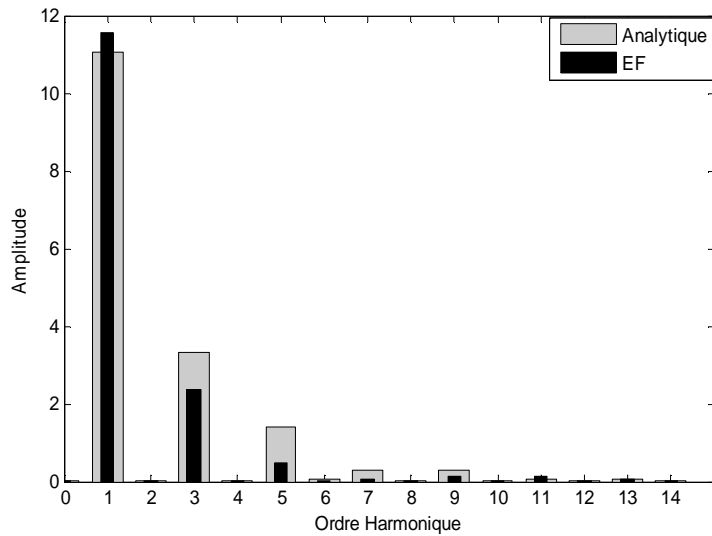


Figure 4.9 : Spectre harmonique – cas du défaut 2

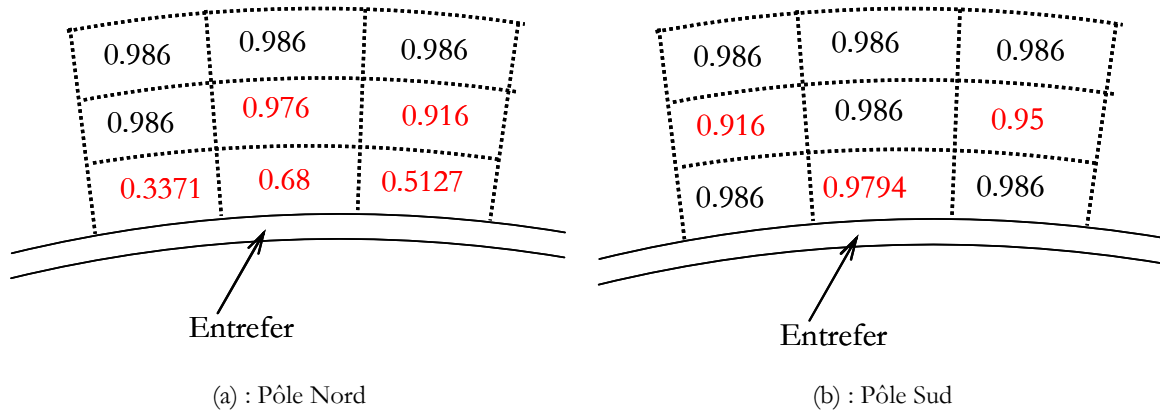


Figure 4.10 : Distribution de l'induction rémanente– cas du défaut 3

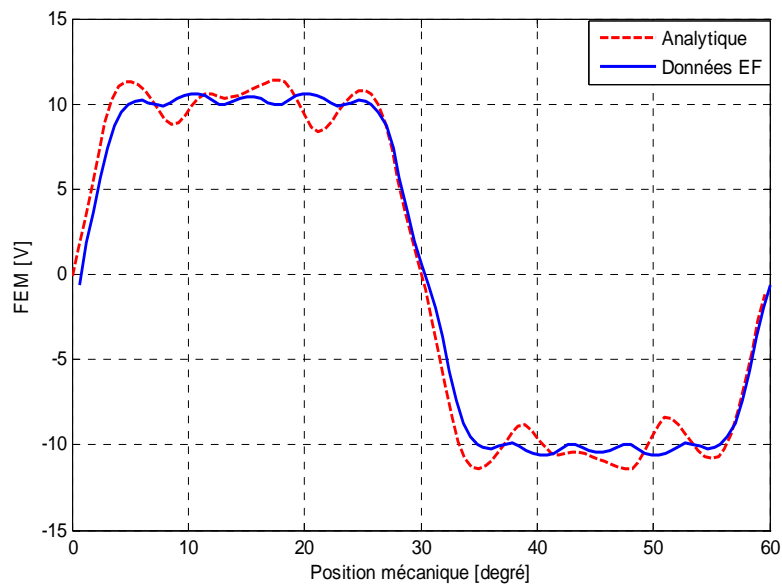


Figure 4.11 : Formes d'ondes des FEM– cas du défaut 3

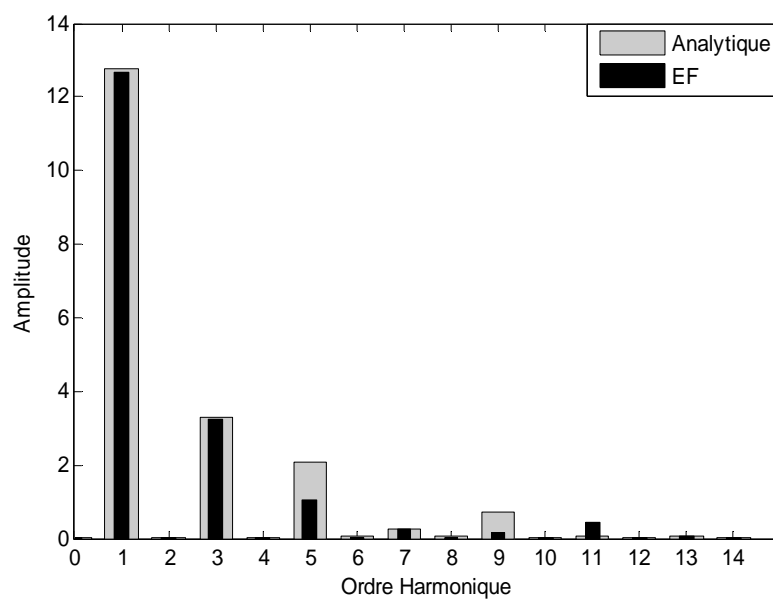


Figure 4.12 : Spectre harmonique– cas du défaut 3



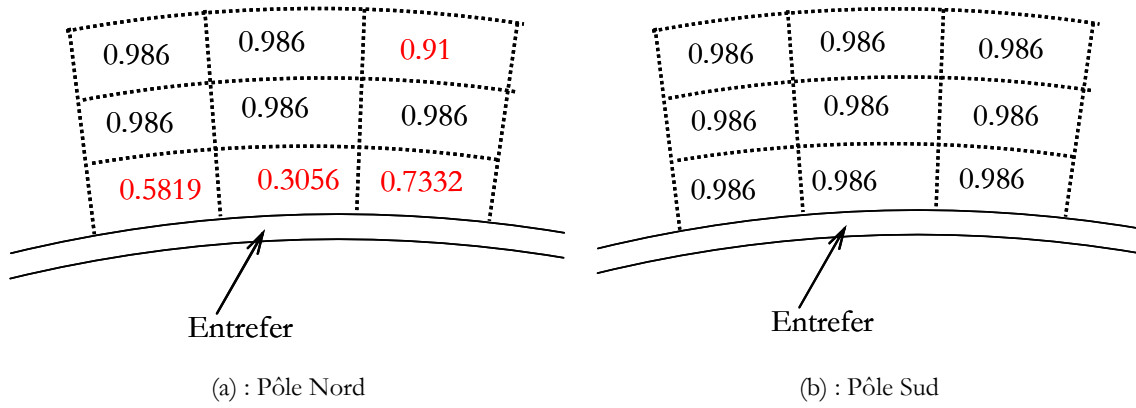


Figure 4.13 : Distribution de l'induction rémanente– cas du défaut 4

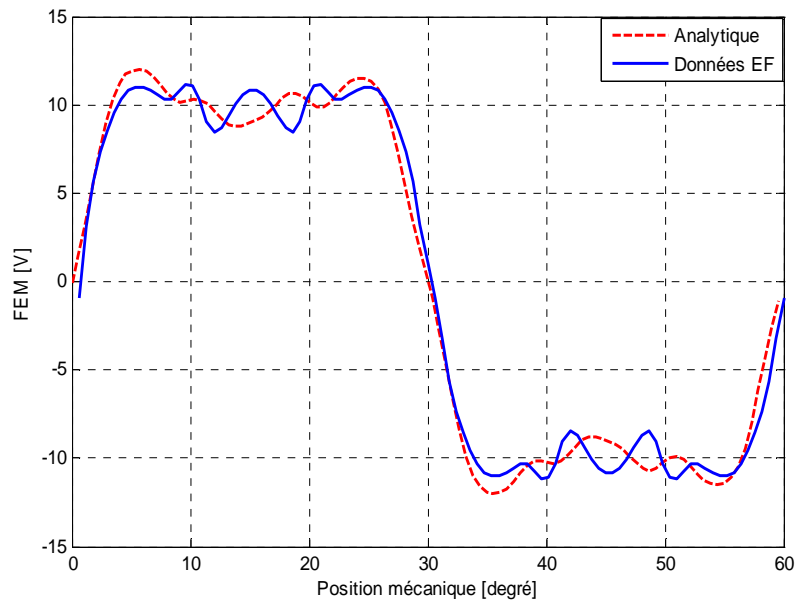


Figure 4.14 : Formes d'ondes des FEM– cas du défaut 4

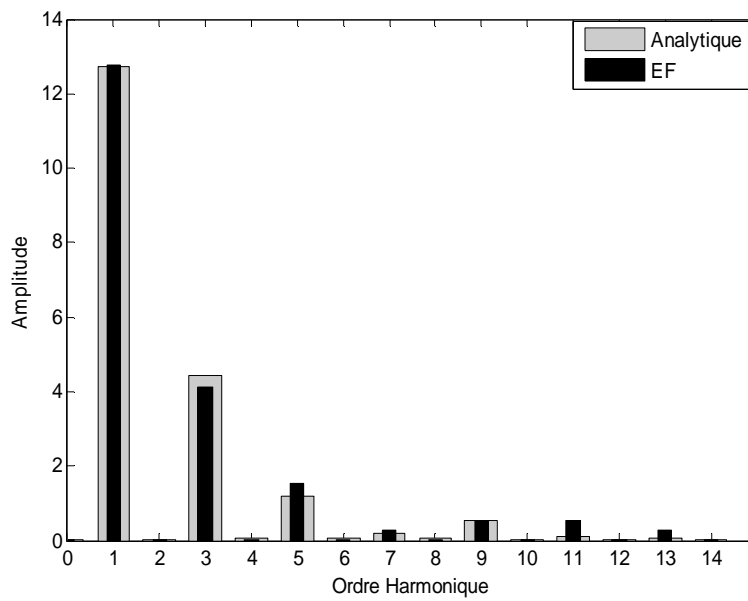


Figure 4.15 : Spectre harmonique– cas du défaut 4

## 4.2. Synthèse de la détection avec le modèle analytique

Les données de FEM injectées à l'entrée de l'algorithme de détection de la désaimantation ont été pour le défaut 1 de la figure (4.2). Ce défaut correspond à une désaimantation dans les deux premiers éléments de l'aimant nord et l'aimant sud. Le résultat de l'algorithme détecte cette désaimantation symétrique (une valeur de 0,5176 Tesla) mais aussi une légère désaimantation dans les deux autres éléments de la surface de l'aimant nord et sud où des inductions rémanentes de 0,8573 Tesla et 0,8598 Tesla est détectées. Les résultats des défauts 2 et 3 montrent également que l'algorithme arrive à détecter approximativement l'endroit où se trouve le défaut mais avec des légères désaimantations des éléments sains situés autour des éléments à défaut. En sachant que ces éléments d'aimants ne sont pas initialement désaimantés, on peut conclure à une légère erreur de l'algorithme de détection de désaimantation. En effet, on a bien vu au chapitre 2 qu'il existe une différence entre les résultats du modèle analytique et ceux des simulations élément finis même pour un régime sain. Comme l'algorithme de détection de désaimantation minimise l'erreur entre les mesures (données FEM) et le calcul du modèle, il a varié les inductions rémanentes des éléments non concernées par la désaimantation pour diminuer cette différence.

## 5. Détection de la désaimantation avec le modèle RDPE

L'algorithme de détection de la désaimantation a été également appliqué sur le modèle de RDPE développé dans le chapitre 2 et cela pour les quatre défauts précédents, figures (4.2) et (4.3).

### 5.1. Résultats de simulation

Pour chacun des quatre défauts, les données mesurées (simulées sous Flux2D) de la FEM sont introduites dans l'algorithme qui fournit en sortie la distribution de l'induction rémanente des 9 éléments au niveau de chacun des pôles nord et sud. Ces dernières sont ensuite utilisées comme entrée dans le modèle du RDPE pour calculer les FEM résultantes. Ces dernières et leurs spectres harmoniques sont tracés en même temps que les FEM mesurées et leurs spectres. Les figures (4.16) à (4.27) illustrent les résultats obtenus suite à la simulation desdits défauts.

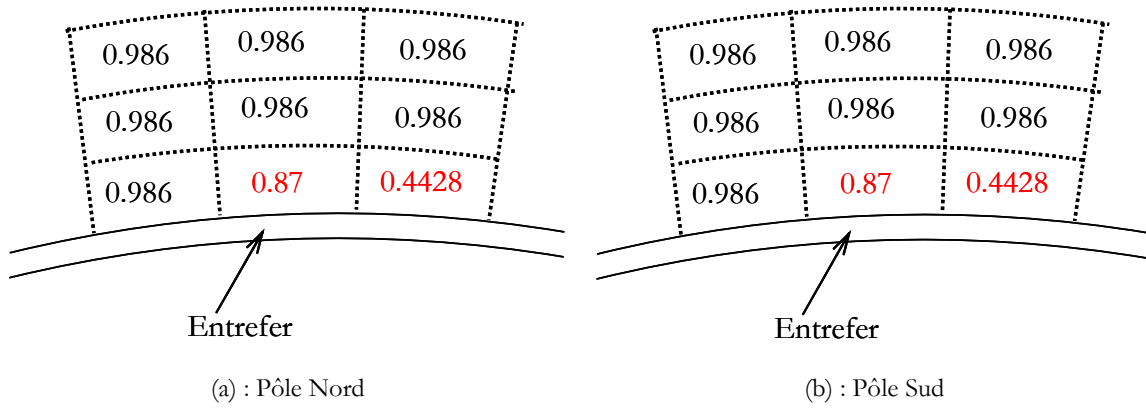


Figure 4.16 : Distribution de l'induction rémanente- cas défaut 1

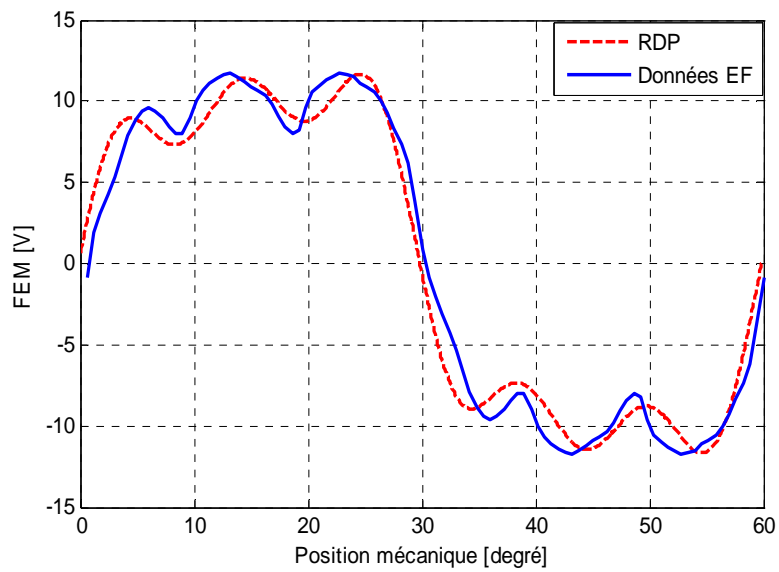


Figure 4.17 : Formes d'ondes des FEM – cas défaut 1

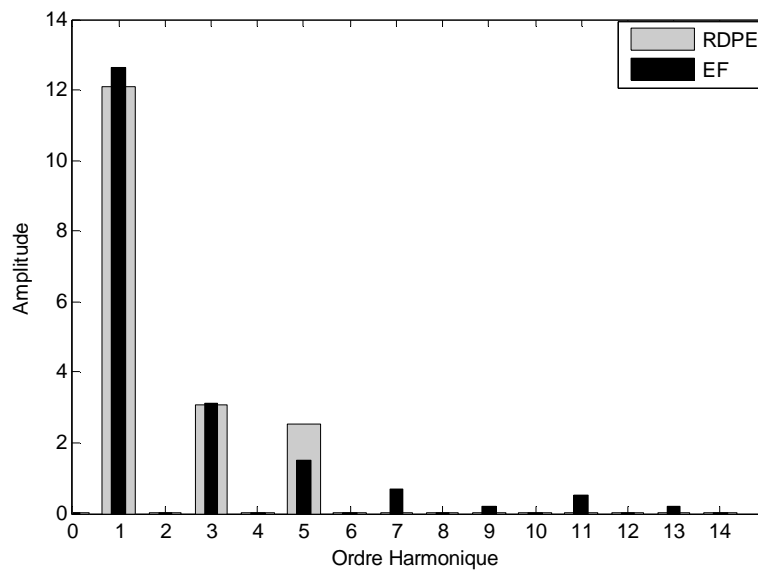


Figure 4.18 : Spectre harmonique – cas défaut 1

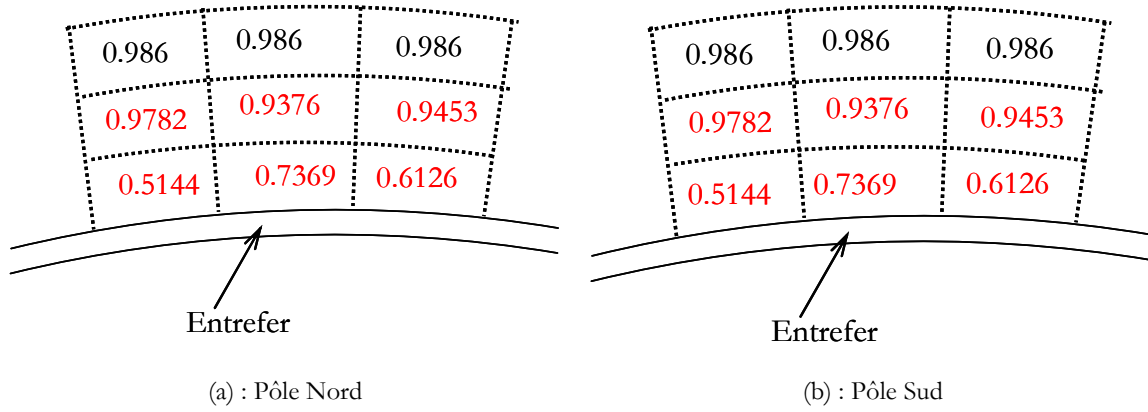


Figure 4.19 : Distribution de l'induction rémanente– cas défaut 2

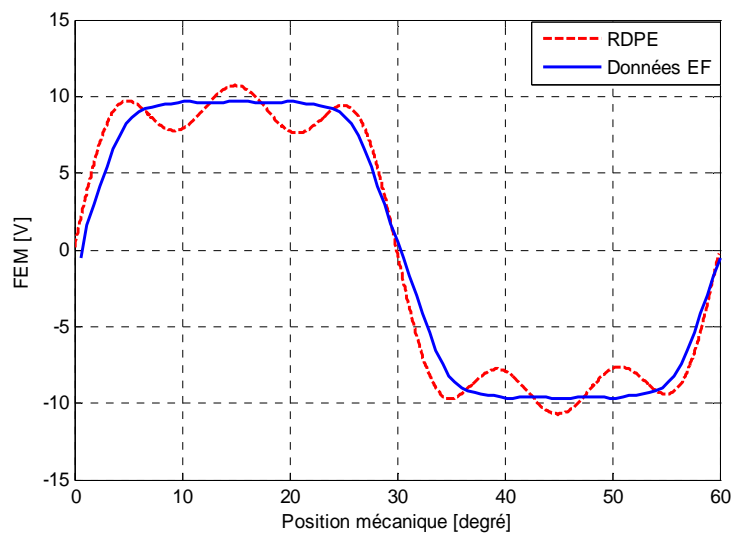


Figure 4.20 : Formes d'ondes des FEM – cas défaut 2

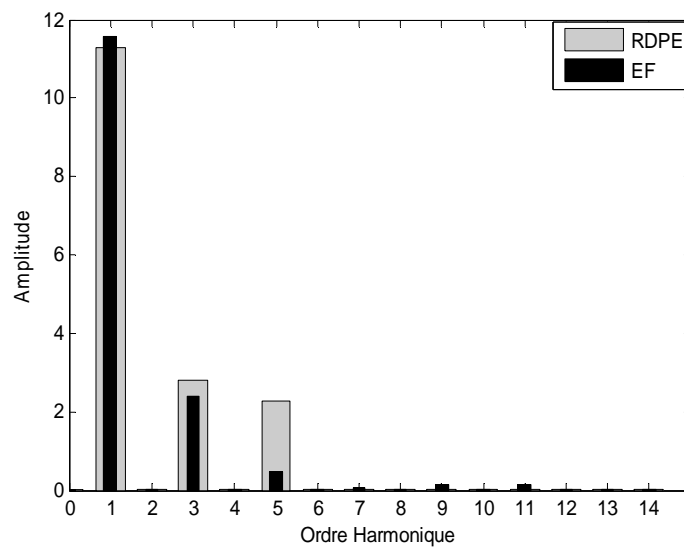


Figure 4.21 : Spectre harmonique– cas défaut 2

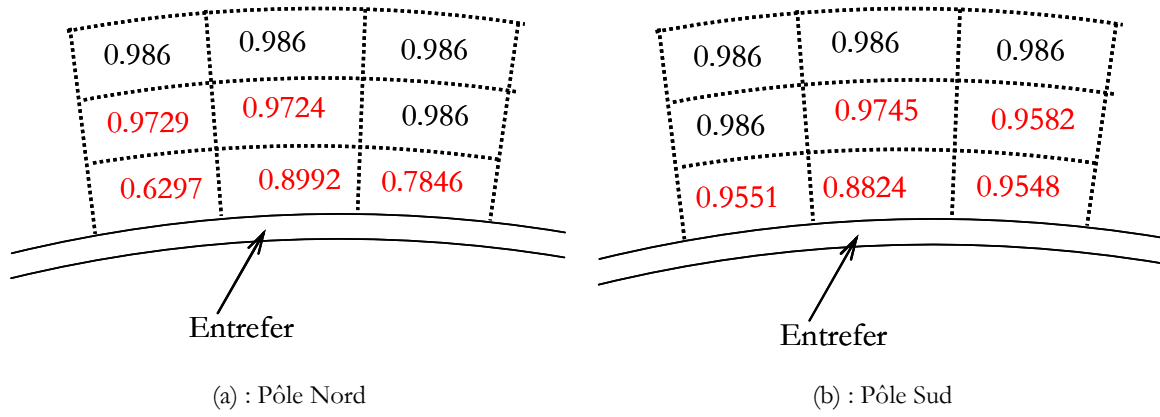


Figure 4.22 : Distribution de l'induction rémanente– cas défaut 3

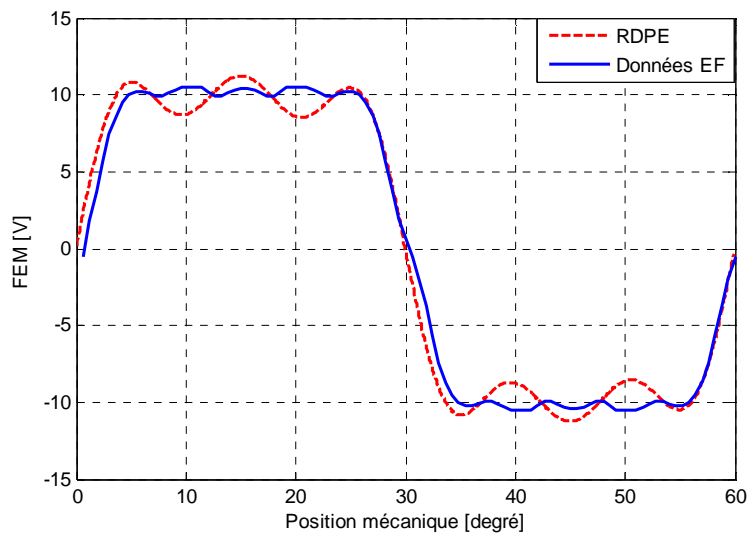


Figure 4.23 : Formes d'ondes des FEM – cas défaut 3

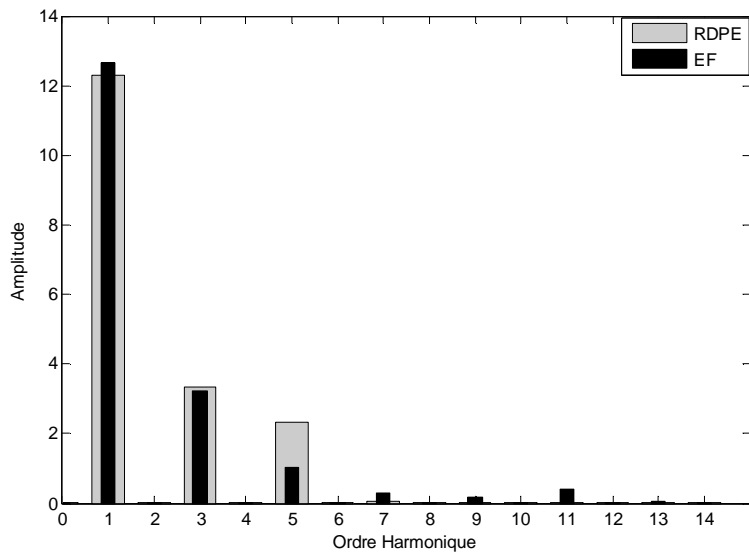


Figure 4.24 : Spectre harmonique– cas défaut 3

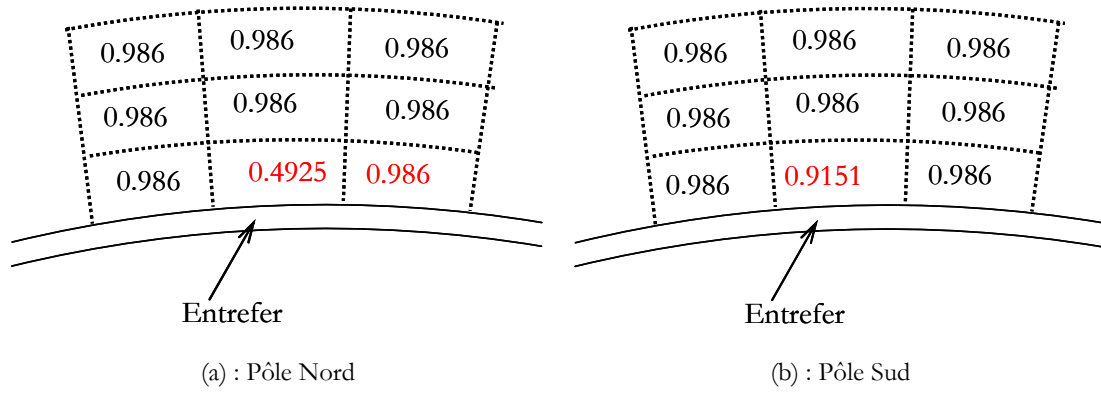


Figure 4.25 : Distribution de l'induction rémanente– cas défaut 4

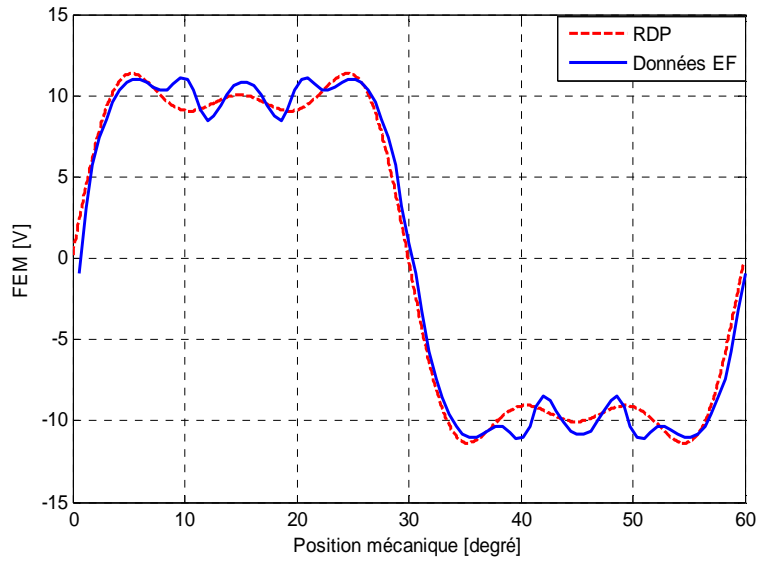


Figure 4.26 : Formes d'ondes des FEM – cas défaut 4

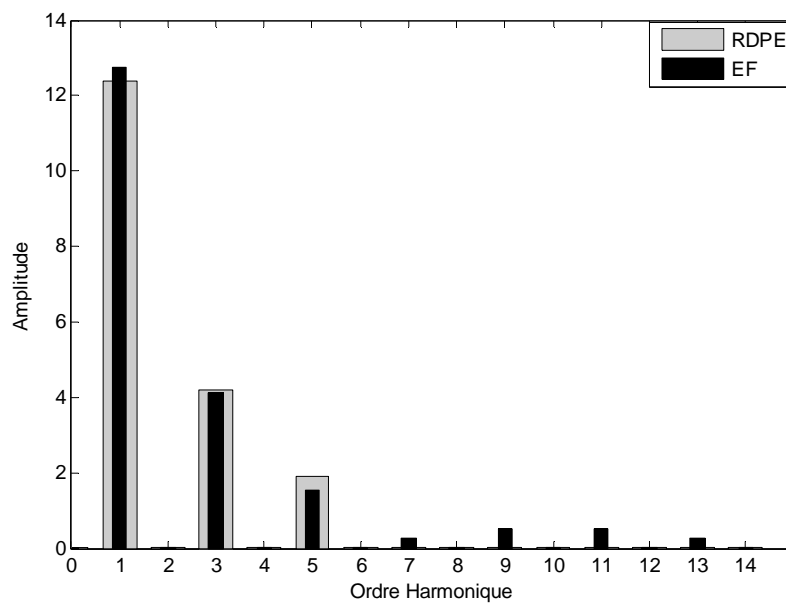


Figure 4.27 : Spectre harmonique– cas défaut 4

## 5.2. Synthèse de la détection avec le modèle RDPE

Les distributions de l'induction rémanente trouvées par l'algorithme coïncident approximativement aux données éléments finis dans les cas des défauts 1 et 4. En revanche, pour les défauts 2 et 3, des légères désaimantations ont été détectées au niveau de quelques éléments situés autour des éléments à défaut. Cette erreur de détection est due à l'imprécision du modèle utilisé (voir étude comparative du modèle RDPE et méthode EF au chapitre 2).

## 6. Détection du court-circuit dans le bobinage statorique de MSAP

Dans le chapitre 3 nous avons développé un modèle dynamique pour un court-circuit au niveau du bobinage statorique. Le modèle a également été validé par des simulations éléments finis. En observant les résultats du modèle et des éléments finis on trouve une apparition de l'harmonique du troisième ordre dans les courants de phases. Avec cette propriété on peut conclure qu'il est possible de développer un algorithme de détection en ligne du défaut de court-circuit entre-spores des MSAP. Le principe de ce dernier consiste à ajouter au niveau du programme de contrôle commande la machine, un module pour effectuer l'analyse de Fourier des trois courants statoriques. Un système de supervision pourra être mis en place pour noter la présence ou non de l'harmonique 3 dans les spectres obtenus. Une fois appliquée, cette routine donnerait le spectre de la figure (4.28a) dans le cas d'un mode de fonctionnement sain. Un spectre semblable à celui de la figure (4.28b) sera synonyme de l'existence d'un court circuit dans le bobinage statorique. Le calcul de l'analyse de Fourier en ligne en plus des transformations de Park présente un sérieux handicap pour la mise en pratique de ce type d'algorithme. Pour cela le modèle analytique trouve son intérêt car il permet de détecter le défaut par une simple comparaison entre les grandeurs mesurées et celles issues du modèle. Le seul problème de cette approche réside dans l'imprécision du modèle analytique lequel fournit plutôt des spectres de FEM semblables à ceux montrés sur la figure (4.29). Pour améliorer la précision du modèle proposé plusieurs solutions sont possibles : utilisation des signaux des FEM issues soit des mesures soit des simulation par éléments finis, réduction du nombre d'hypothèses en faveur de la prise en compte des phénomènes importants tels que la saturation magnétique, etc.

La tâche de détection de défaut décrite ci-dessus, semble être assez simple à mettre en œuvre. Il en est pas de même concernant la localisation du court circuit dans le bobinage ou encore la définition de sa gravité. Une des solutions possibles serait d'adopter le même algorithme que celui utilisé dans la localisation de la désaimantation, pour trouver les paramètres  $\sigma_a$ ,  $\sigma_b$  et  $\sigma_c$ ,

autrement dit les endroits et les nombres de spires concernés par le défaut. Les données d'entrées seraient dans ce cas, les spectres harmoniques des courants statoriques. Là encore, le problème de précision et du temps de calcul du modèle employé s'avère déterminant pour la mise en pratique de cette idée.

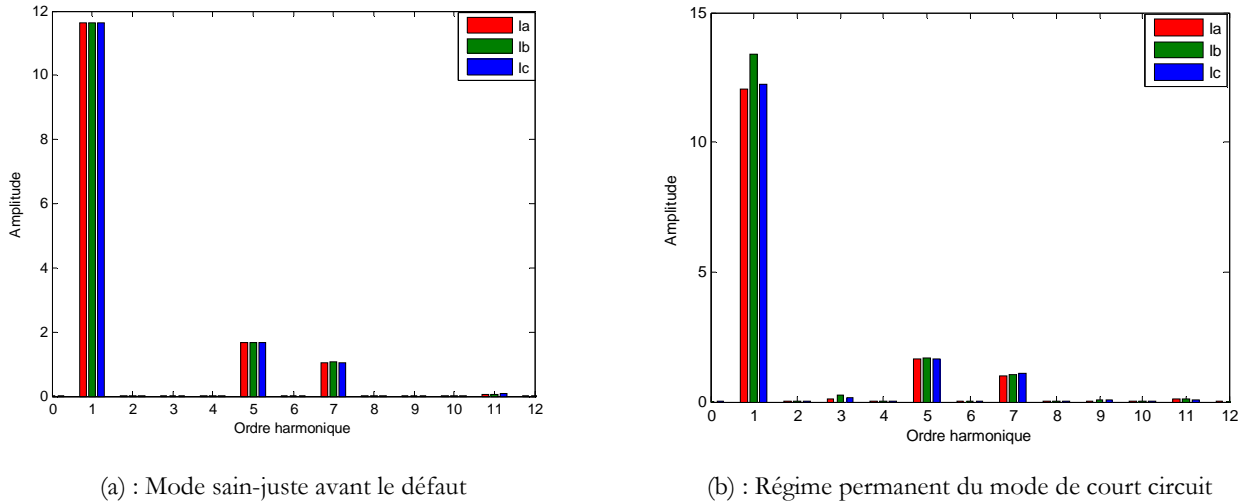


Figure 4.28 : Spectres harmoniques avant et après un défaut de court-circuit entre spires – résultats des EF

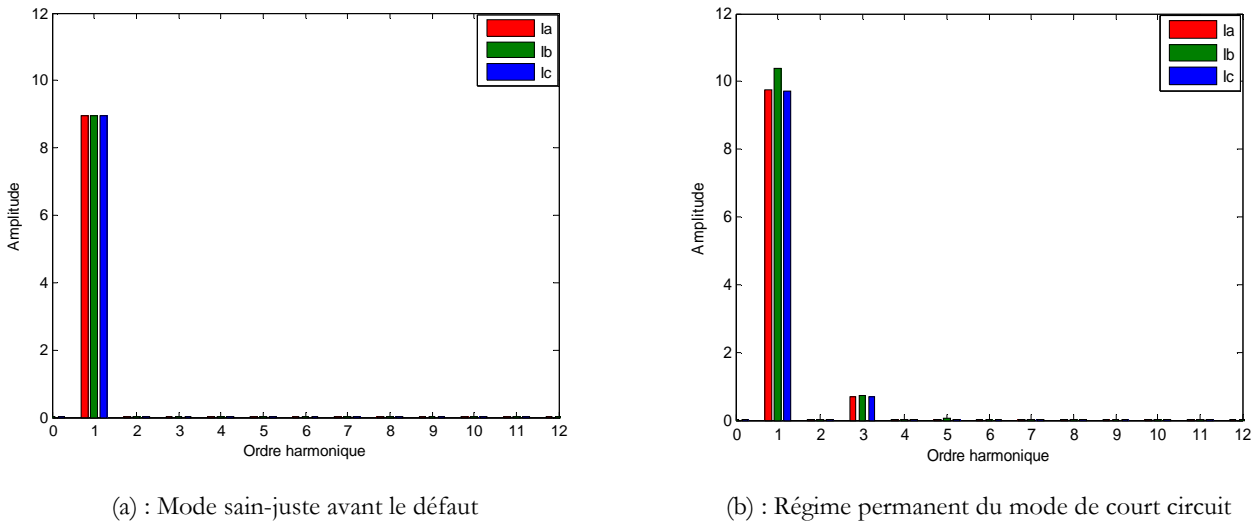


Figure 4.29 : Spectres harmoniques avant et après un défaut de court-circuit entre spires – résultats du modèle

## 7. Conclusion

Ce chapitre présente une application des modèles développés aux chapitres 2 et 3 à savoir, la détection des défauts de désaimantation des aimants permanents et des courts-circuits entre spires du bobinage statoriques, dans les MSAP.



La technique de détection de désaimantation est basée sur un algorithme qui utilise comme entrées les données d'une grandeur électromagnétique de la machine telle que la FEM. Ensuite, l'algorithme cherche itérativement la distribution de l'induction rémanente dans les aimants en se basant sur un modèle analytique, semi-analytique ou numérique de la machine. Le processus itératif consiste à minimiser l'erreur quadratique entre le modèle et les données d'entrée (les mesures). Les deux modèles de la machine développés au chapitre 2 ont été testés dans l'algorithme. Les différents résultats montrent que celui-ci arrive à détecter avec une certaine précision l'endroit des désaimantations. Au niveau du temps de calcul, le modèle analytique (basé sur les équations de Maxwell) est beaucoup plus rapide que le modèle semi-numérique (réseau de perméances). Avec le modèle analytique, l'algorithme a besoin de 2 à 5 secondes pour converger, alors qu'avec le modèle RDPE, il met de 20 à 30 secondes pour atteindre la convergence. Pour des opérations de diagnostic où la rapidité d'exécution des modèles est déterminante, le modèle analytique peut être une bonne solution sous réserve d'améliorer sa précision en augmentant par exemple le nombre de subdivisions de l'aimant.

La faiblesse de l'algorithme de détection de désaimantation proposé, réside dans le fait qu'il dépend entièrement des modèles utilisés qui supposent que les défauts sont présents sur toute la longueur axiale de la machine (désaimantation due à la réaction d'induit ou température par exemple). Afin de pouvoir détecter la désaimantation due aux fissures ou au vieillissement il faudra adopter des modèles tridimensionnels.

L'analyse réalisée au chapitre 3 montre qu'un défaut de court-circuit produit un harmonique du troisième ordre dans les courants statoriques. Ce symptôme peut donc être utilisé pour détecter ce type de défauts au niveau du bobinage statorique. La méthode, de détection de court-circuit dans le MSAP utilisant ce symptôme, serait basée sur l'analyse spectrale du courant statorique.



## *Chapitre 5*

# **Etude expérimentale et numérique en vue de validation des modèles développés**

## SOMMAIRE – Chapitre 5

1. Introduction .....	129
2. Présentation de la maquette d'essais .....	129
2.1. Composants électromagnétiques .....	129
2.1.1. Machine synchrone en test .....	129
2.1.2. Machine à courant continu .....	131
2.1.3. Capteur de position .....	131
2.2. Composants électroniques .....	131
2.2.1. Onduleur .....	132
2.2.2. Système de contrôle en temps réel DSPACE .....	132
3. Le capteur de position : résolveur .....	133
3.1. Principe de fonctionnement du résolveur .....	133
3.2. Convertisseur analogique/numérique (CAN) .....	135
3.2.1. CAN par circuit intégré .....	135
3.2.2. CAN logiciel .....	136
4. Implantation du contrôle scalaire du MSAP .....	139
5. Simulation expérimentale des défauts de court-circuit .....	144
5.1. Le court-circuit monophasé entre spires .....	144
5.2. Le court-circuit entre phases, biphasé .....	147
5.3. Synthèse .....	149
6. Simulation des défauts par la méthode des EF .....	150
6.1. Résultats de simulations .....	152
6.2. Synthèse .....	157
7. Conclusion .....	158

## 1. Introduction

Dans les chapitres précédents, des modèles pour les défauts de désaimantation et de court-circuit dans les MSAP ont été présentés. La modélisation est la première étape dans le processus de développement d'algorithmes de détection et de diagnostic. Sa validité est donc très importante avant toute implantation pratique. Par conséquent, la deuxième étape dudit processus de diagnostic doit être la validation expérimentale de ces modèles à travers l'observation pratique des symptômes des défauts modélisés.

Ce chapitre présente donc la maquette expérimentale qui a été mise en place dans l'objectif de validation des modèles. Une MSAP fabriquée spécialement pour réaliser ces tests ainsi qu'un système de contrôle en temps réel DSPACE ont été utilisés. Tout d'abord, une description des différents composants de cette maquette est présentée. L'explication de la mesure de la position angulaire du rotor à l'aide d'un résolveur, est particulièrement développée. Le programme informatique mis au point pour réaliser cette mesure avec les résultats pratiques obtenus est fourni. Ensuite, l'algorithme de contrôle-commande de la machine est exposé et commenté. Enfin, après avoir donné les résultats expérimentaux de plusieurs types de court-circuit (seuls défauts expérimentés à ce jour), une étude numérique par éléments finis est incluse afin de valider d'une part les mesures réalisées et d'autre part le modèle analytique correspondant.

## 2. Présentation de la maquette d'essais

La figure (5.1) montre la maquette d'essais développée. Les composants de cette dernière peuvent être classés en deux catégories : électromagnétique et électronique.

### 2.1. Composants électromagnétiques

Ils consistent en la machine étudiée (en test) du type synchrone à aimants (MSAP), une machine à courant continu (MCC) et un capteur de position du type résolveur (monté sur MSAP). Les caractéristiques techniques de ces trois composants sont fournies en Annexe II.

#### 2.1.1. Machine synchrone en test

Il s'agit d'une MSAP ayant une structure classique avec un rotor intérieur et un stator extérieur. La machine possède trois paires de pôles placés à la surface du rotor et séparées entre eux par des tôles magnétiques ; le rotor de la machine est alors à 'aimants insérés'. Les aimants sont du type Neodym-Fer-Bor (Nd-Fe-B). Dans cette catégorie de machine l'inductance selon l'axe en quadrature  $L_q$  est légèrement plus grande que celle de l'axe direct  $L_d$ . Elle est donc assez proche de la configuration dans laquelle les modèles analytiques ont été développés à savoir,

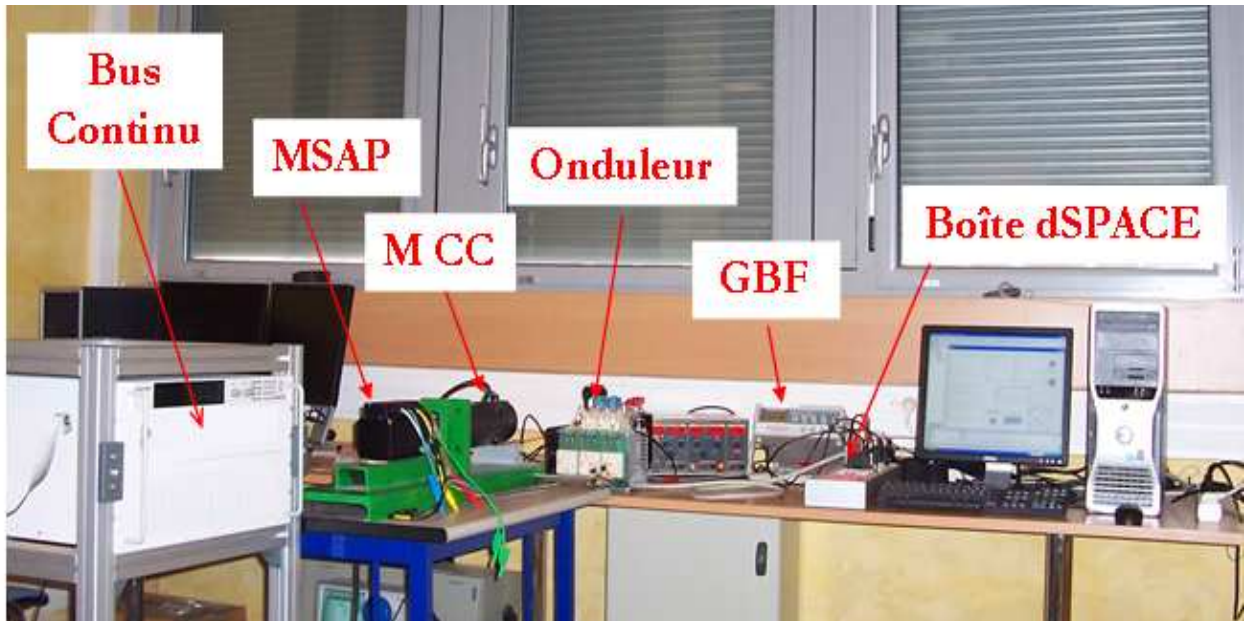


Figure 5.1 : Photo de la maquette développée

les MSAP à aimants en surface pour lesquelles les inductances selon les axes d et q sont égales ( $L_d = L_q$ ). Le stator est composé de 18 encoches contenant un bobinage triphasé spécialement fabriqué avec des accès aux bobines des phases 'a' et 'b' de manière à pouvoir y réaliser des court-circuit partiels. La figure (5.2) montre le bornier de ce dernier ainsi que le schéma équivalent de son circuit magnétique. On voit bien qu'il offre la possibilité de simuler 3 types de court-circuit au niveau des phases 'a' et 'b'. Ceci permet d'avoir d'avantage de degrés de liberté pour la validation du modèle développé.

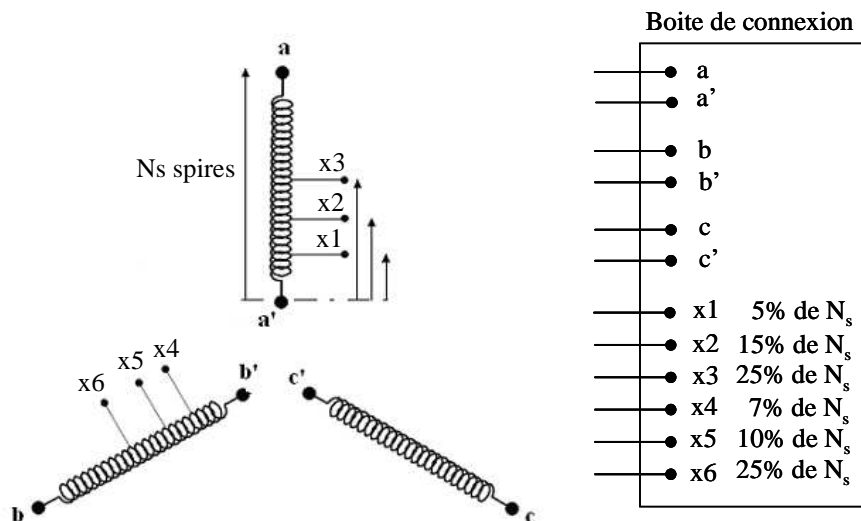


Figure 5.2 : Schéma équivalent du bobinage statorique de la machine sous test (à gauche) et son bornier (à droite)

### 2.1.2. Machine à courant continu

Le deuxième composant électromagnétique de la maquette est une machine à courant continu excitée par des aimants (MCC). Cette dernière est utilisée en génératrice pour charger la machine en test, mais aussi en moteur pour entraîner la MSAP qui fonctionnera dans ce cas, en mode générateur. Ce mode de fonctionnement a été utilisé notamment lors de l'identification des paramètres de la machine en test (tels que la FEM) et au moment du calibrage du signal de position du résolveur.

### 2.1.3. Capteur de position

Le dernier composant faisant partie de la catégorie électromagnétique est un capteur de position du type résolveur. Il est monté sur l'arbre du moteur et est muni de connexions permettant son alimentation et l'acquisition des signaux qu'il délivre.

## 2.2. Composants électroniques

Ils englobent principalement un onduleur triphasé pour l'alimentation de la MSAP et un système de contrôle en temps réel appelé DSPACE. Ce système est constitué autour d'un DSP fonctionnant sous le logiciel Matlab/Simulink<sup>®</sup> et muni d'un logiciel de conduite d'essais appelé CONTROLDESK.

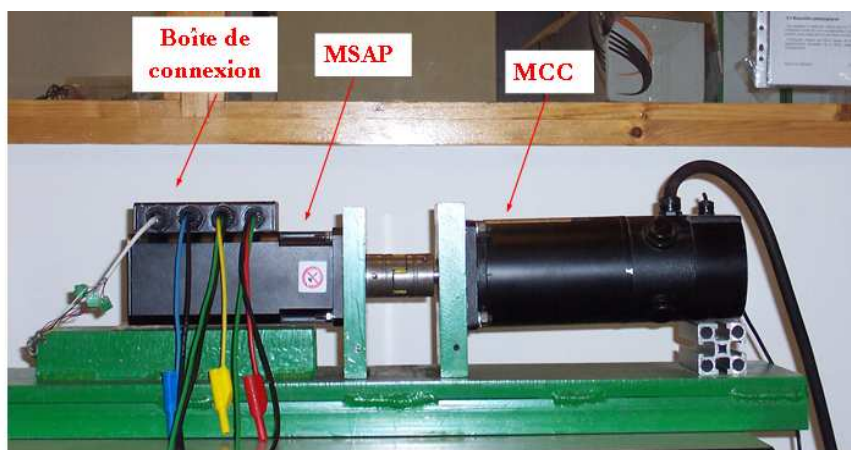


Figure 5.3 : Composants électromagnétiques de la maquette d'essais

De plus, la maquette dispose d'une source de tension continue assurant l'alimentation des deux machines ainsi que les équipements électroniques accompagnant les composants précédemment cités, à savoir : les alimentations des Drivers ainsi qu'un générateur de fonctions haute fréquence (GBF) produisant la tension sinusoïdale d'entrée nécessaire au fonctionnement du résolveur.

### 2.2.1. Onduleur

C'est un onduleur de tension dont le circuit de puissance est formé de trois bras d'interrupteurs de puissance. Ces derniers sont des IGBT au nombre de six du type SEMIKRON –SKM GB123D commandés avec des drivers de type SEMIKRON SKHI22.

### 2.2.2. Système de contrôle en temps réel DSPACE

Dans la plupart des contrôles électriques modernes, les algorithmes de contrôle utilisent les processeurs de signaux numériques (DSP). En effet, la technologie de contrôle numérique offre à la fois des hautes performances et un coût réduit par rapport aux systèmes analogiques. Dans les DSP, la part logicielle donne une possibilité d'évolution beaucoup plus facile et plus rapide et permet la réalisation des fonctions de monitoring en plus du contrôle classique. Les algorithmes complexes peuvent y être implémentés sans altérer la fiabilité du système de contrôle commande. Les stratégies de commande dynamiques peuvent ainsi être implémentées de sorte que leurs algorithmes s'adaptent en temps réel aux diverses évolutions du système.

DSPACE est un système de contrôle en temps réel complet basé sur un DSP du type MPC8240. La carte de contrôle utilisée est du type DS1104 avec des entrées/sorties numérique et analogiques (voire Annexe III pour plus de détails concernant ses caractéristiques techniques). Le DSP principal de cette plateforme peut être directement programmé à l'aide du logiciel Matlab/Simulink<sup>®</sup>. Ce programme est d'abord construit sous Simulink en utilisant les fonctions de base 'drag and drop' et les blocs spécifiques du système DSPACE disponibles dans le ToolBox de Simulink. Après simulation des fonctionnalités recherchées du programme mis au point, il suffit d'un simple 'click' pour l'implanter dans le DSP. Ce dernier utilisera l'application de pilotage de test, développée avec le logiciel CONTROLDESK, pour superviser l'expérience. Le système offre notamment la possibilité d'accéder aux différentes mesures, de modifier en ligne les différents paramètres du programme tels que les gains des régulateurs par exemple, et d'enregistrer les différentes grandeurs.

La figure (5.4) montre la fenêtre de pilotage des tests ; elle est visualisée lors de l'exécution du programme développé sous CONTROLDESK. Elle comporte une fonction de visualisation des grandeurs (vitesse, position, courants, tensions, ...), l'outil d'enregistrement des ces grandeurs et une interface de réglage des références de vitesse, de courant, ... .



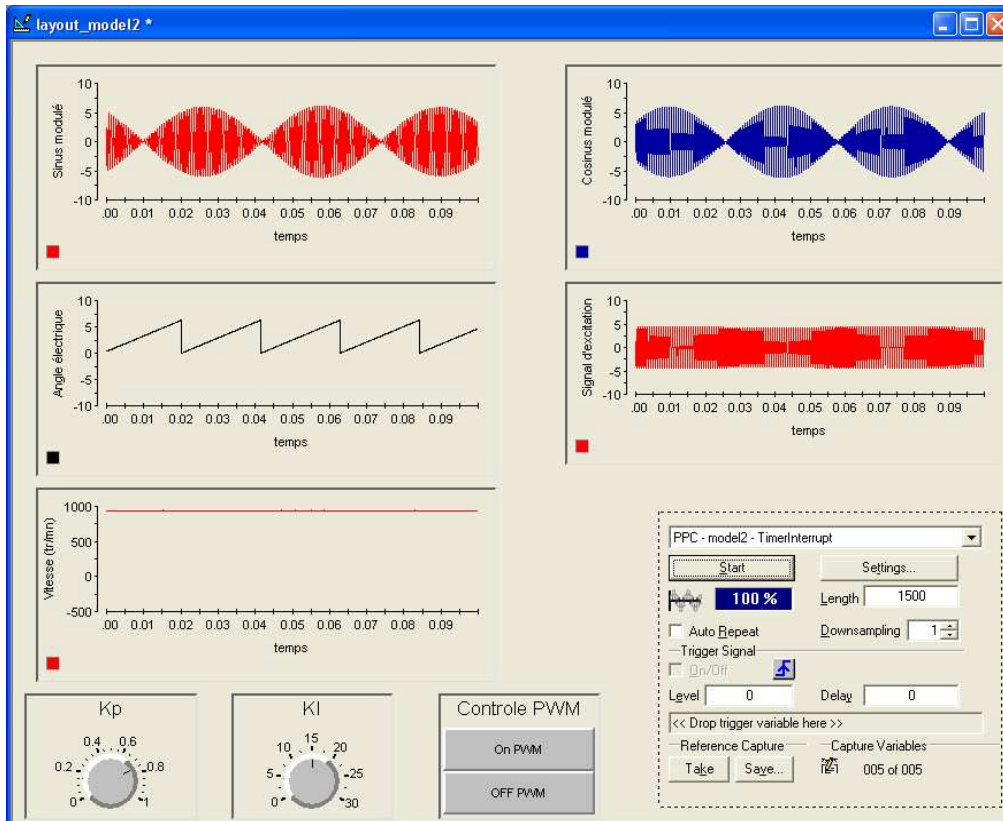


Figure 5.4 : Interface logicielle de pilotage des tests

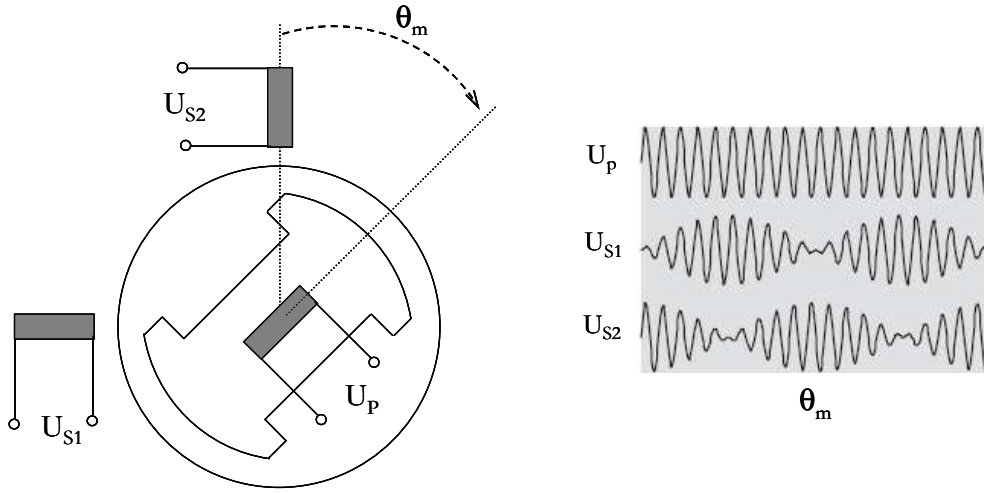
### 3. Le capteur de position : résolveur

Dans la plupart des applications d'entraînement à base de moteurs synchrones, la position du rotor est nécessaire pour réaliser un contrôle précis. Parmi les différents capteurs de position, le résolveur présente des caractéristiques très remarquables en terme de robustesse et d'insensibilité aux diverses perturbations (électromagnétiques, mécaniques et thermiques). De ce fait il est devenu très attractif pour les applications dans les environnements industriels [Ben 05].

#### 3.1. Principe de fonctionnement du résolveur

Le résolveur est utilisé pour mesurer la position angulaire absolue de l'arbre moteur dont le fonctionnement est celui d'un transformateur tournant. Il est équipé de trois bobinages, un primaire et deux secondaires. Le primaire appelé aussi bobinage d'excitation, est bobiné sur le rotor. Les deux autres bobines 'secondaires' sont identiques et bobinées au stator où ils sont disposés à  $90^\circ$  l'un de l'autre. Le primaire est excité à l'aide d'une tension sinusoïdale à travers un transformateur de couplage alimenté à son tour au niveau du stator par un générateur de fonctions 'GBF'. Les signaux de sortie mesurés aux bornes des deux secondaires consistent en deux tensions sinusoïdales dont les amplitudes sont modulées par le sinus et le cosinus de la

position absolue du rotor. Un schéma électrique simplifié dudit résolveur est montré dans la figure (5.5).



**Figure 5.5** : Schéma simplifié du résolveur (gauche) les signaux au primaire et aux secondaires (droit)

Les deux tensions aux bornes des secondaires (sorties) peuvent être exprimées dans le domaine temporelle par [Tom 03] :

$$U_{\sin} = U_0 k \left[ \sin \theta_m \cos(\omega_e t) + \frac{1}{\omega_e} \frac{d\theta_m}{dt} \cos \theta_m \sin(\omega_e t) \right] \quad (5.1)$$

$$U_{\cos} = U_0 k \left[ \cos \theta_m \cos(\omega_e t) + \frac{1}{\omega_e} \frac{d\theta_m}{dt} \sin \theta_m \sin(\omega_e t) \right] \quad (5.2)$$

où,

$k$  est le rapport de transformation rotor/stator ;

$t$  est la variable du temps ;

$U_0$  est l'amplitude du signal d'excitation ;

$\theta_m$  est la position angulaire absolue du rotor;

$\omega_e$  est la pulsation du signal d'excitation.

Si la pulsation angulaire du signal d'excitation est suffisamment grande par rapport à la vitesse de rotation, les équations ci-dessus peuvent être simplifiées comme suit :

$$U_{\sin} = U_0 k [\sin \theta_m \cos(\omega_e t)] \quad (5.3)$$

$$U_{\cos} = U_0 k [\cos \theta_m \cos(\omega_e t)] \quad (5.4)$$

En filtrant la composante du signal d'excitation dans les équations (5.3) et (5.4), on peut facilement extraire la valeur de la position angulaire du rotor ' $\theta_m$ '.

### 3.2. Convertisseur analogique/numérique (CAN)

Afin de pouvoir utiliser les signaux analogiques capturés à la sortie du résolveur, par le programme de commande numérique du DSP, il faut les convertir en format numérique. Cette conversion peut être effectuée à l'aide de circuits intégrés spécifiques ou à l'aide de routines logicielles au sein du DSP.

#### 3.2.1. CAN par circuit intégré

Dans le circuit intégré, chacun des deux signaux du résolveur est d'abord conditionné à travers un amplificateur différentiel dans le but de les référencier par rapport à un signal de masse, de les amplifier et de rejeter le bruit du mode commun. Les signaux ainsi conditionnés sont envoyés aux entrées du CAN qui les démodule et en fournit la position angulaire du rotor du résolveur et cela après une phase de traitement numérique. La figure (5.6) montre le schéma bloc du système traditionnel d'estimation de la position angulaire en utilisant un CAN intégré.

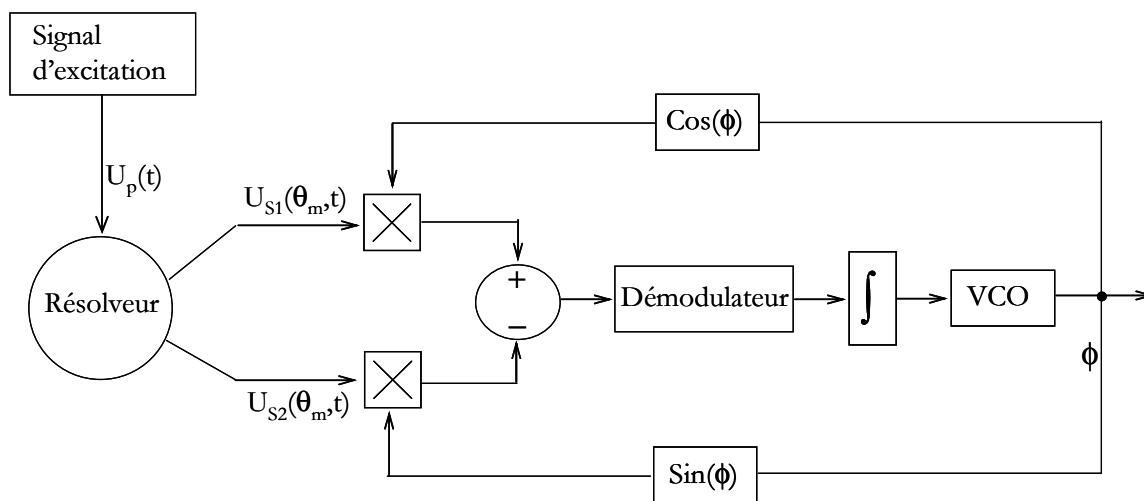


Figure 5.6 : Schéma bloc d'un estimateur de position angulaire à base d'un CAN intégré

En résumé le système traditionnel de CAN à base de circuit intégré suppose que la sortie de la position actuelle est ' $\phi$ ' (Figure 5.6). Les signaux d'entrée ' $U_{S1}$ ' et ' $U_{S2}$ ' sont respectivement multipliés par ' $\cos\phi$ ' et ' $\sin\phi$ ', le résultat est comparé et démodulé. Le signal ainsi obtenu est proportionnel à  $\sin \Delta\theta_m = \sin(\theta_m - \phi)$ , c-à-d l'erreur de la position. Cette dernière est délivrée à un intégrateur, donnant ainsi la vitesse du signal analogique, qui est délivré à son tour à

l'oscillateur de tension contrôlé (VCO). Celui-ci donne à sa sortie la valeur numérique estimée de la position ' $\phi$ ' qui ferme la boucle de poursuite de la position [Han 90a], [Han 90b].

Cette solution traditionnelle, présente le problème du coût du circuit intégré proche de celui du résolveur. Les performances dynamiques et statiques de tels circuits intégrés sont fixées ou peuvent être constituées en utilisant des composants passifs externes tels que les résistances et les capacités. En conséquence la stabilité des performances de la boucle de poursuite de la position dépendra de la stabilité et de la durée de vie de ces composants.

### 3.2.2. CAN logiciel

Le CAN logiciel est la solution alternative pour obtenir la position angulaire du rotor. Cette option a l'avantage d'éliminer le coût additionnel du circuit intégré externe. En considérant un système d'entraînement moderne qui est normalement équipé de DSPs, cette technique logicielle s'avère très intéressante et facile à implémenter.

Une fois implantée, cette technique offre la possibilité de commander les performances statique et dynamique de boucle poursuite de la position. Ceci contribue à l'amélioration de la flexibilité de tout le système de contrôle commande. Pour ces raisons la dite technique logicielle a été adoptée dans cette thèse.

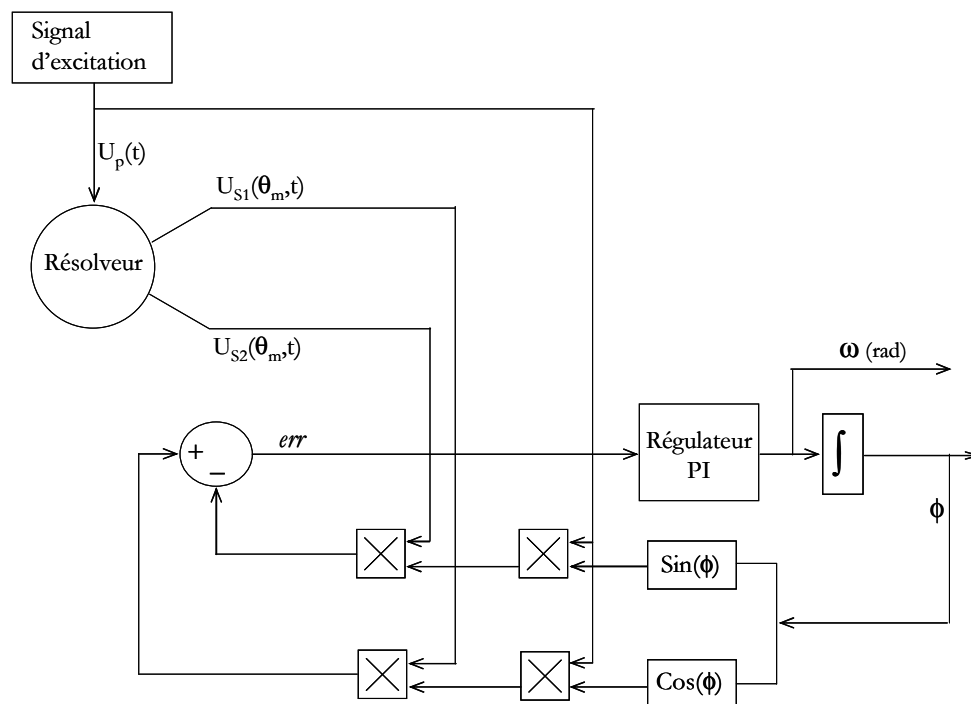


Figure 5.7 : Schéma bloc du système de poursuite de la position angulaire du rotor

La figure (5.7) illustre le schéma bloc de la boucle fermée du système de poursuite de la position qui a été développé et implanté dans la carte DSPACE (DS1104).

L'algorithme est basé sur la technique du sur-échantillonnage (over sampling technique [Sta 00b]). Le signal d'excitation ainsi que les signaux sinus et cosinus du résolveur ont été échantillonnés 10 fois par période de signal d'excitation dont la fréquence est 2 kHz (c-à-d échantillonnage à 20 kHz). De plus, l'échantillonnage des entrées analogiques (ADC) de la carte DSPACE, pour les signaux du résolveur, a été synchronisé avec le bloc PWM à l'aide d'un signal d'interruption.

Cet algorithme est destiné à minimiser l'erreur entre la position angulaire du rotor ' $\theta_m$ ' et l'angle calculé ' $\phi$ ' en utilisant une boucle de retour. Le calcul de l'erreur est basé sur les équations trigonométriques suivantes :

$$err = (U_0 \sin(\omega_e t) \cos \phi) \cdot (U_0 \cdot k \sin \theta_m \sin(\omega_e t)) - (U_0 \sin(\omega_e t) \sin \phi) \cdot (U_0 \cdot k \cos \theta_m \sin(\omega_e t)) \quad (5.5)$$

$$err = U_0(t) \cdot (U_0 \cdot k \sin(\omega_e t)) \cdot [\sin \theta_m \cos \phi - \cos \theta_m \sin \phi] \quad (5.6)$$

$$err = A[\sin(\theta_m - \phi)] \quad (5.7)$$

où,

$$A = U_0(t) \cdot (U_0 \cdot k \sin(\omega_e t))$$

et

$$U_0(t) = U_0 \sin(\omega_e t) \text{ est le signal d'excitation}$$

Cette erreur est ramenée à une valeur proche de zéro à l'aide d'un régulateur du type PI. Les gains de ce dernier sont ajustés en ligne lors du fonctionnement de la maquette de telle sorte à minimiser au mieux possible l'erreur. L'intégrateur augmente la résolution de l'angle calculé. Une fois cette boucle de contrôle est accomplie (c-à-d,  $err \cong 0$ ), alors l'angle calculé ' $\phi$ ', qui est compris dans l'intervalle  $[0, \pi]$ , est égal à la position réelle du rotor ' $\theta_m$ '. Les figures (5.8) jusqu'à (5.12), exposent les résultats de l'algorithme implémenté pour une vitesse du moteur égale à 1000 tr/mn.

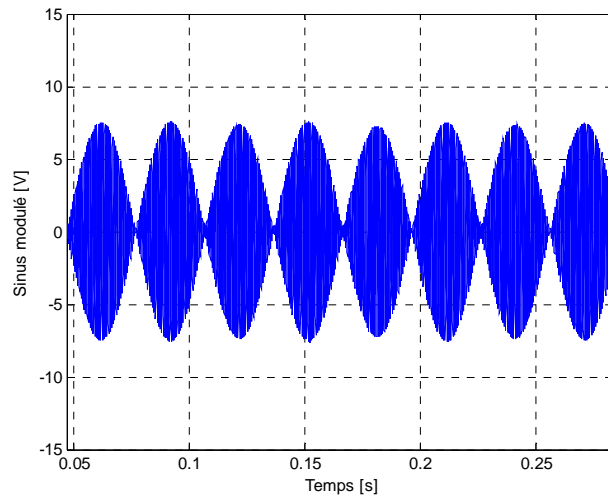


Figure 5.8 : Signal de sortie du résolveur modulé en sinus

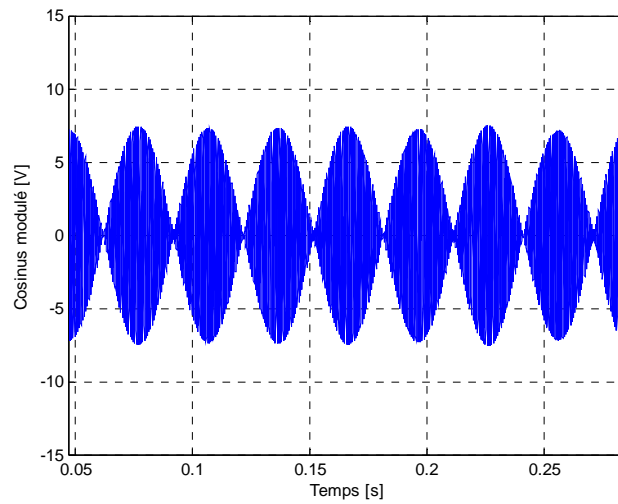


Figure 5.9 : Signal de sortie du résolveur modulé en cosinus

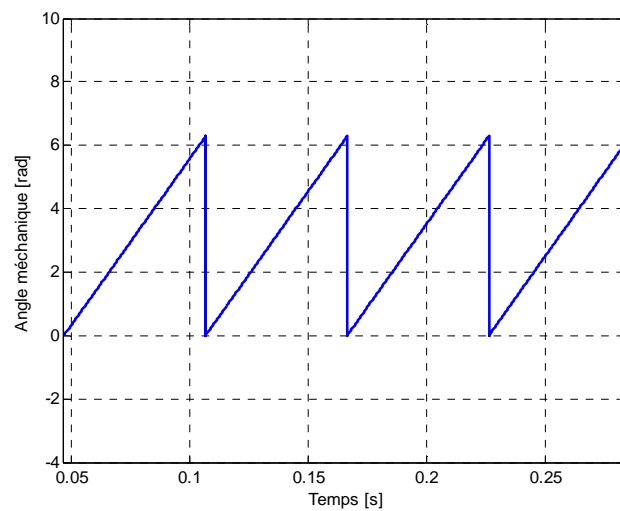


Figure 5.10 : Angle mécanique

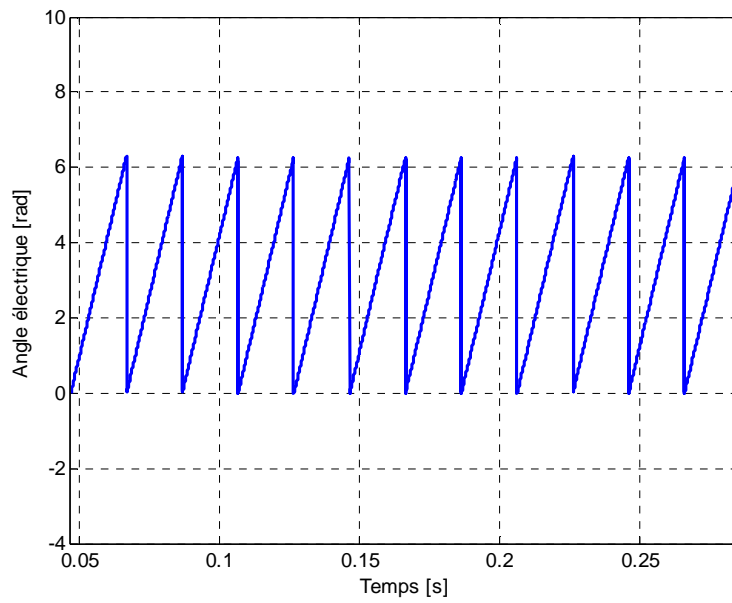


Figure 5.11 : Angle électrique

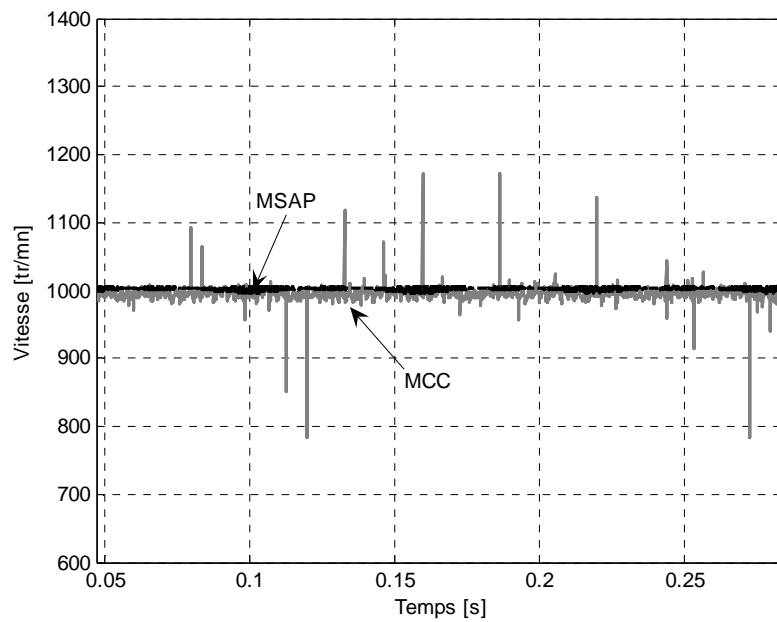


Figure 5.12 : Comparaison entre les vitesses mesurée par GT et calculée par algorithme

#### 4. Implantation du contrôle scalaire du MSAP

Les stratégies de contrôle des MSAP généralement citées dans la littérature sont la commande vectorielle (contrôle vectoriel du flux) et la commande scalaire (contrôle Volt/Hertz ou  $V/f = C^{ste}$ ). Le contrôle vectoriel donne de meilleures performances en termes de réponse

dynamique du couple et de largeur de la plage de vitesse. L'idée principale de cette méthode est basée sur le contrôle des amplitudes et des phases des vecteurs des flux (ou courants) selon les axes direct - d et en quadrature - q. Cependant, la commande vectorielle a besoin d'un calcul permanent des transformations de coordonnées. De plus, elle est très sensible aux variations des paramètres de la machine dont la moindre disparité au cours du fonctionnement peut détériorer les performances désirées.

Le contrôle scalaire est par ailleurs, la stratégie la plus populaire pour la commande des machines asynchrones à cage d'écuréuil [Gar 98a]. Elle est applicable pour la commande en boucle ouverte où la mesure de la position n'est pas nécessaire, mais aussi en boucle fermée. La fermeture de la boucle de contrôle est utilisée pour obtenir une plage de vitesse plus large et une meilleure robustesse, le tout assuré avec un coût réduit des performances dynamique [Stu 07]. Dans cette stratégie, le flux statorique de la machine est maintenu à sa valeur nominale dans la plage de vitesse allant de zéro à sa valeur de base, où le rapport tension-sur-fréquence est maintenu constant, d'où le nom : commande V/f. Si ce rapport est différent de sa valeur nominale, le moteur sera soit surexcité ou sous-excité. Afin d'obtenir des tensions d'alimentation sinusoïdales, une haute résolution de l'information de la position du rotor ' $\theta_m$ ' est nécessaire. L'inconvénient principal de la commande scalaire réside dans les effets des chutes de tensions aux bornes des impédances de la machine pour des faibles valeurs de la fréquence (c-à-d, faibles vitesses du rotor). L'autre inconvénient important concerne la dépendance de la vitesse du couple de charge, cela signifie des mauvaises performances dynamiques.

La figure (5.13) montre le schéma bloc de la commande scalaire implémentée pour étudier la MSAP dans le système DSPACE.

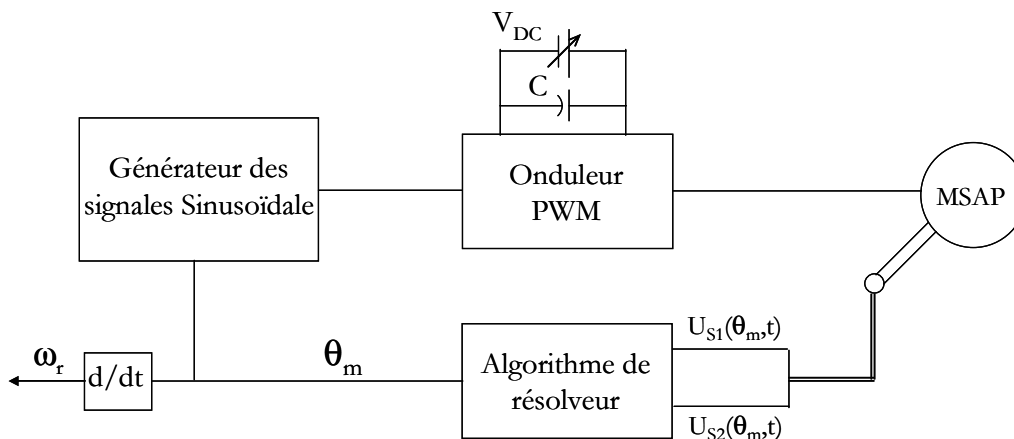


Figure 5.13 : Algorithme de contrôle de la MSAP implémenté dans la carte DSPACE



Le diagramme ci-dessus a été mis en œuvre dans un programme Simulink dans l'objectif de l'implanter dans le système DSPACE. Ce programme comporte des entrées et des mesures nécessaires à la commande (position et courants), voir figure (5.14).

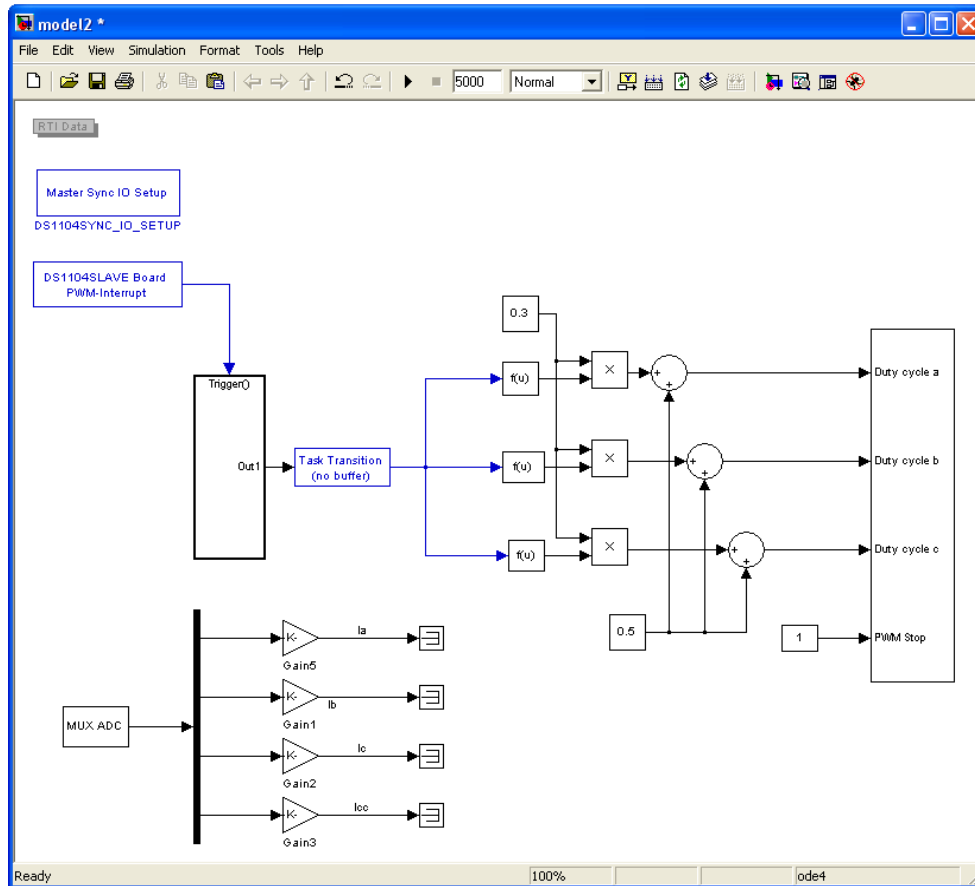


Figure 5.14 : Programme de contrôle de l'ensemble Onduleur-MSAP

La MSAP étudiée a d'abord été opérée en mode générateur afin d'observer les allures de ces forces électromotrices (FEM) représentées dans la figure (5.15). On remarque que les trois signaux sont des sinusoïdes quasiment parfaites excepté la tension dans la phase 'b' qui a une amplitude légèrement plus grande que celles des deux autres. Les harmoniques observés ne correspondent pas aux effets de dentures qui devraient être d'ordre 6 ; celles-ci étant totalement invisibles (voir figure 5.16).

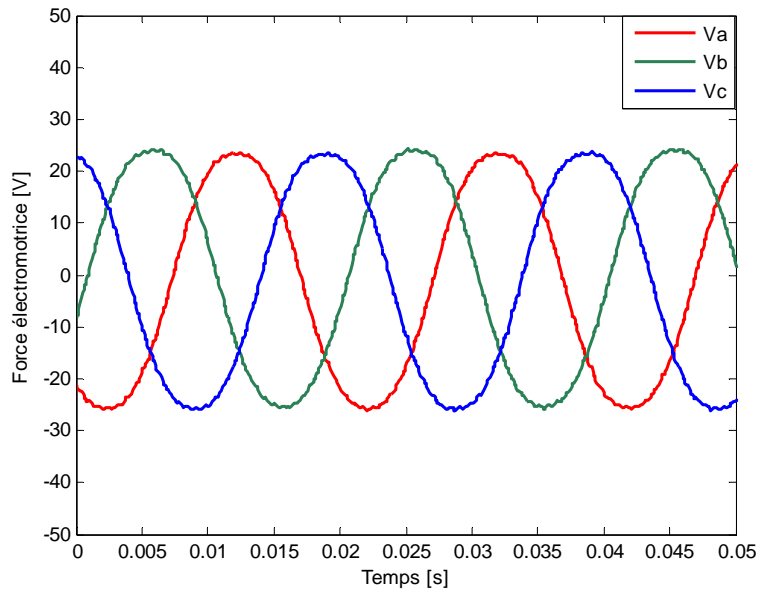


Figure 5.15 : FEM. induites entre les 3 phases et le neutre de la MSAP en mode générateur

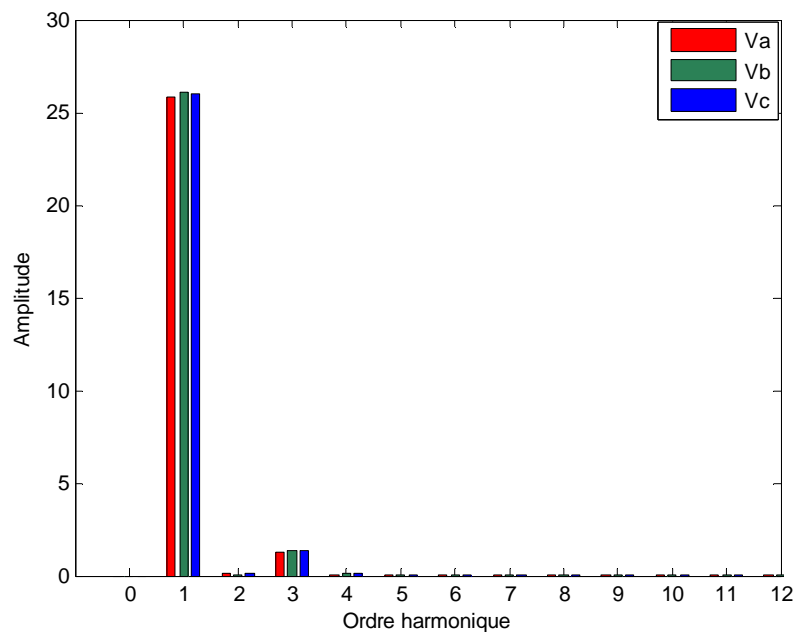
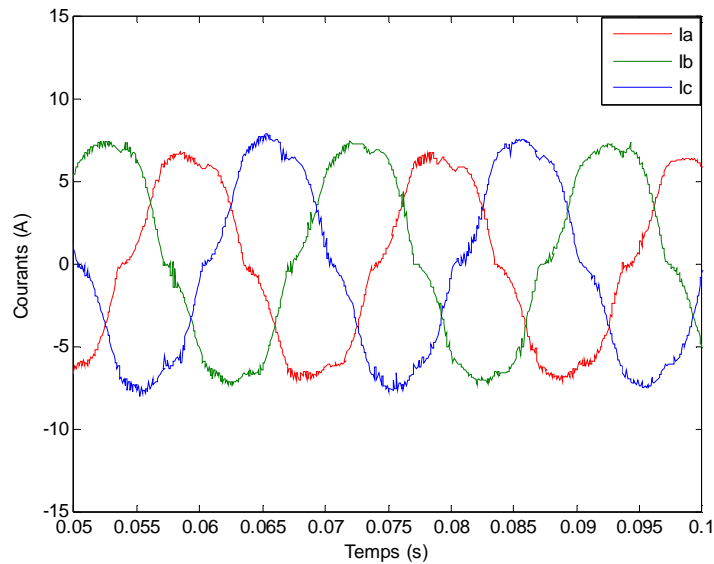


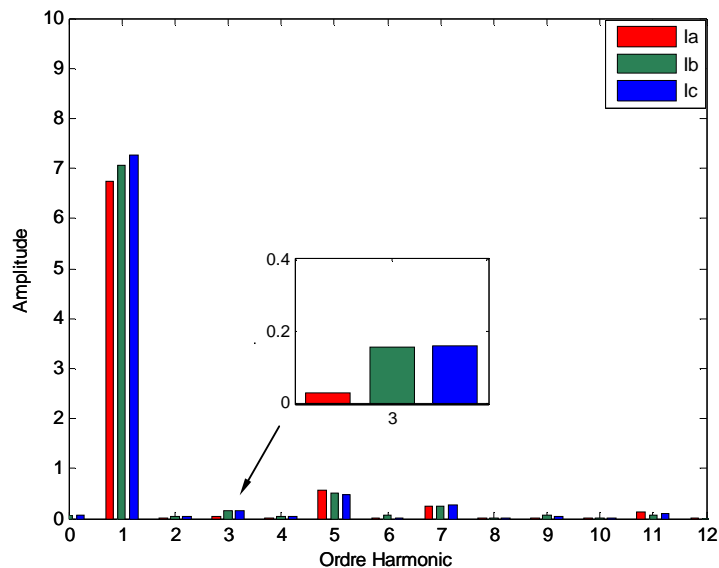
Figure 5.16: Spectre d'harmoniques des FEM à vide de la MSAP – mode générateur

L'algorithme de la commande scalaire a été implanté avec le programme de calcul du résolveur précédemment exposé pour la MSAP étudié. L'information de la position du rotor est essentielle pour générer les tensions triphasées de manière synchronisée avec les FEM du moteur. La figure (5.17) montre les courants mesurés après la mise en rotation du MSAP chargé de sa propre inertie et celle de la MCC qui lui est couplée. Il est clairement visible que les trois courants statoriques ne sont pas équilibrés. Ceci se traduit par la présence d'un harmonique

d'ordre 3 au niveau des courants des phases 'b' et 'c', comme il est illustré dans la figure (5.18). On note les amplitudes des composantes fondamentales des courants  $i_a$ ,  $i_b$  et  $i_c$  qui sont respectivement d'environ 6,8 A, 7,1 A et 7,8 A. En outre celles des harmoniques d'ordre 3 sont d'environ 0,02 A pour  $i_a$  et 0,08 A pour  $i_b$  et  $i_c$ . On remarque également la présence des harmoniques d'ordres 5, 7 qui montre que l'enroulement de la machine est du type triphasé distribué.



**Figure 5.17 :** Courants dans les trois phases du moteur, mode de fonctionnement sain



**Figure 5.18 :** Spectres harmoniques des courants dans les trois phases, mode de fonctionnement sain

Figure (5.19) montre l'évolution de la vitesse en fonction de tension bus continu, à partir de commande scalaire implantée sur la MSAP.

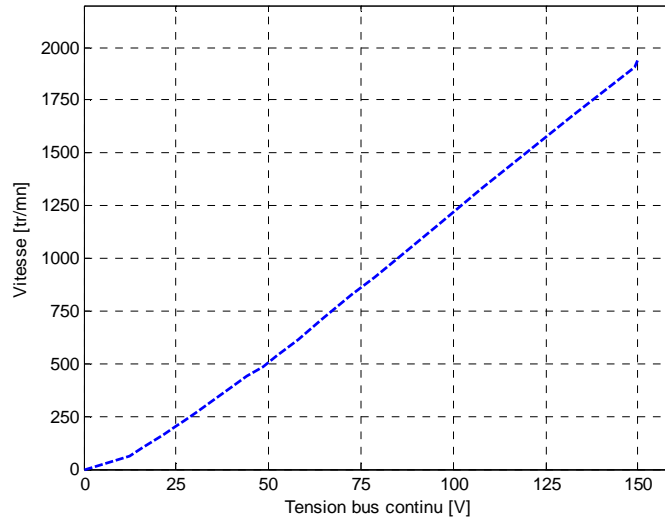


Figure 5.19 : Evolution de la vitesse en fonction de tension bus continu

## 5. Simulation expérimentale des défauts de court-circuit

A ce stade de l'étude, deux types de court-circuit ont été simulés à l'aide de la maquette : le court-circuit entre spires d'une phase et le court-circuit entre deux phases. L'objectif de ces essais étant de confronter leurs résultats à ceux des modèles précédemment développés à savoir : le modèle analytique et le modèle numérique.

### 5.1. Le court-circuit monophasé entre spires

Un court-circuit entre spires a été amorcé en utilisant le bornier de connexions spécialement dédié à cet effet, voir figure (5.2). Durant ces tests le courant circulant dans les branches court-circuitées doit être continuellement observé de telle sorte qu'il n'atteigne pas la valeur limite admise par le moteur à savoir 33A. Des court-circuit entre spires progressifs ont été réalisés dans les phases 'a' et 'b'. Dans la phase 'a' un premier test a été un court-circuit à  $\sigma = 5\%$  ( $\sigma$  est le rapport de spires en court-circuit par rapport au nombre total des spires) puis un deuxième à  $\sigma = 15\%$ . Dans la phase 'b', les deux courts-circuits étaient à  $\sigma = 7\%$  et à  $\sigma = 10\%$ . Pour chaque test on note la vitesse N du rotor au moment de la réalisation du court circuit.

Les allures des courants parcourant les trois phases ainsi que leurs spectres d'harmoniques, lors du court-circuit de la phase 'a', sont présentées dans les figures allant de (5.20) à (5.22). La figure (5.23) montre la forme d'onde du courant circulant dans la branche de court-circuit dans les deux cas considérés ( $\sigma = 5\%$  à  $N=1000$  tr/mn et  $\sigma = 15\%$  à  $N=918$  tr/mn).

A l'issu des tests de court-circuit entre spires réalisés au niveau de la phase 'b', uniquement les spectres harmoniques des courants de phases et les variations du courant de la branche en court-circuit sont présentés. Les figures (5.24) et (5.25) présentent ces grandeurs respectives pour les deux cas de test considérés ( $\sigma = 7\%$  à  $N=1000$  tr/mn et  $\sigma = 10\%$  à  $N=918$  tr/mn).

La figure (5.26) montre la variation de l'intensité du courant de défaut en fonction de la vitesse de rotation du rotor au moment du défaut.

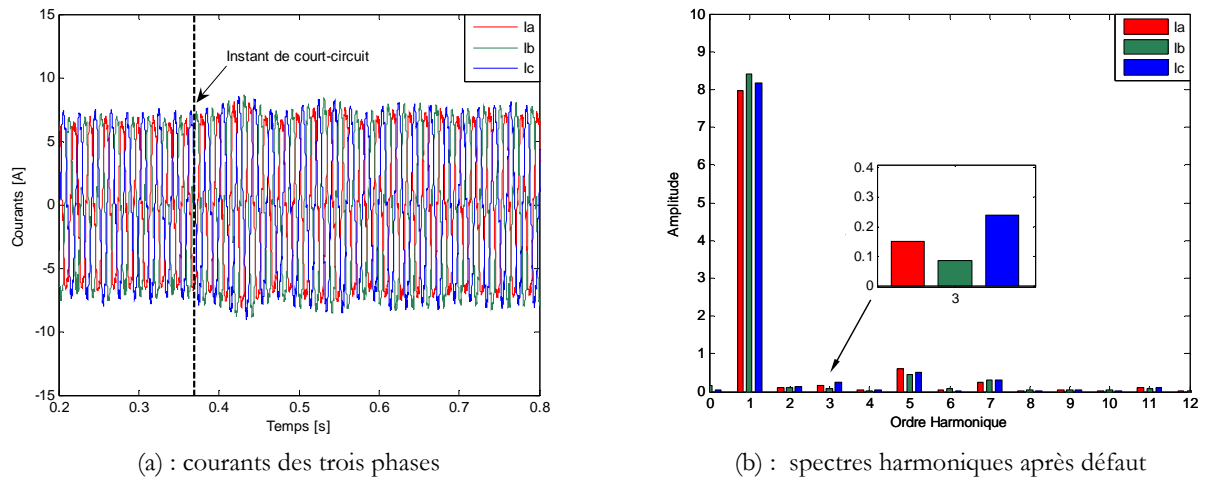


Figure 5.20 : Défaut de court-circuit entre spires de la phase 'a' :  $\sigma = 5\%$  et  $N = 1000$  tr/mn

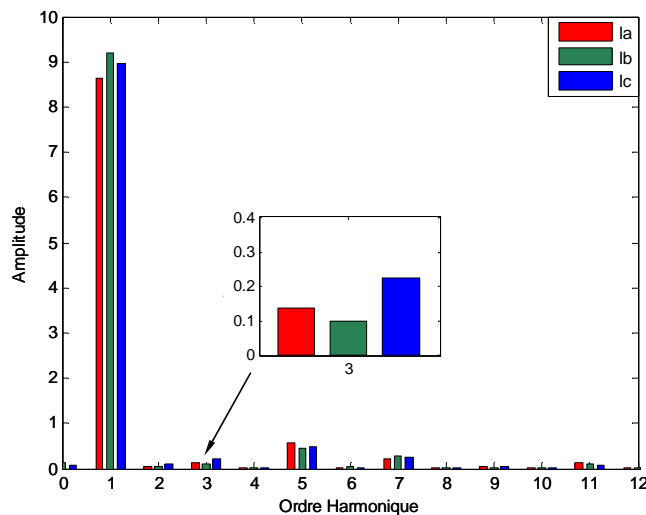


Figure 5.21 : Défaut de court-circuit entre spires de la phase 'a' :  $\sigma = 5\%$  et  $N = 1250$  tr/mn, spectres harmoniques après défaut

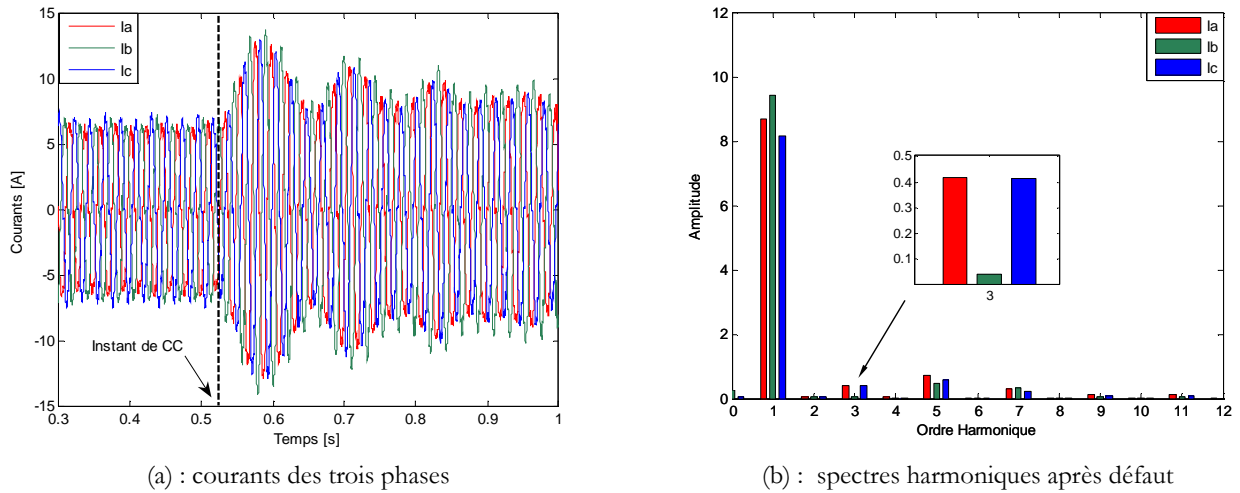


Figure 5.22 : Défaut de court-circuit entre spires de la phase 'a' :  $\sigma = 15\%$  et  $N = 918$  tr/mn

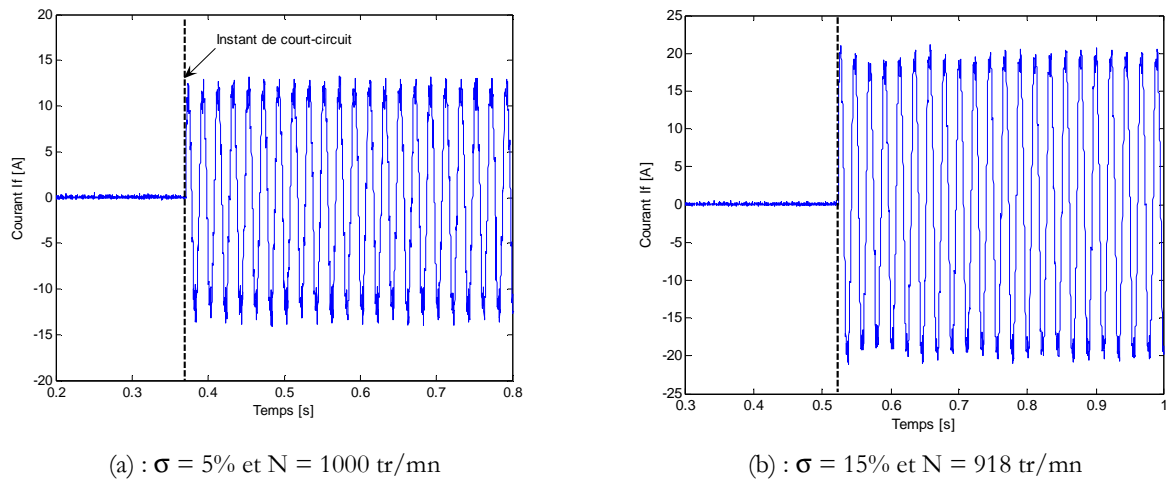


Figure 5.23 : Courant dans la branche en court-circuit, de la phase 'a' :

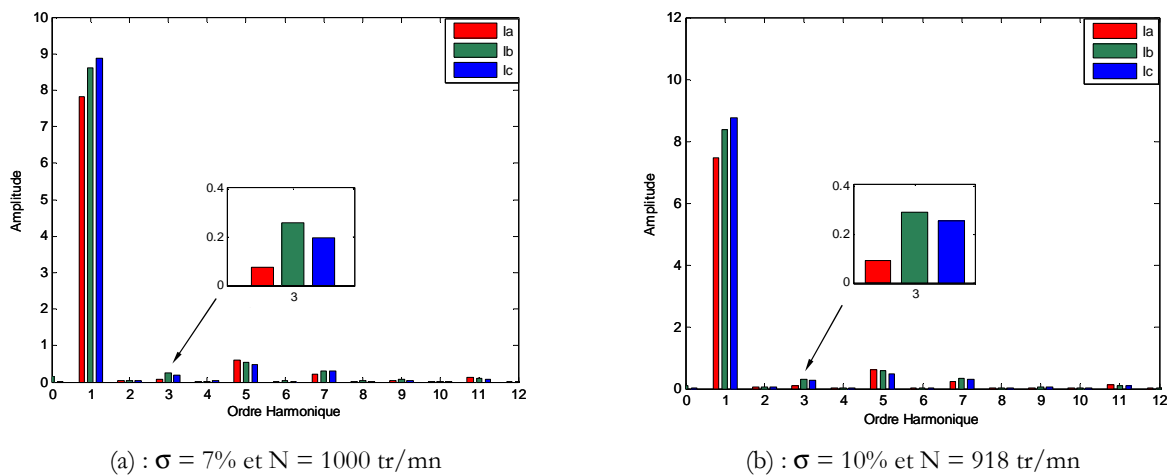


Figure 5.24 : Spectres harmoniques après défaut - cas de défauts de la phase 'b' :

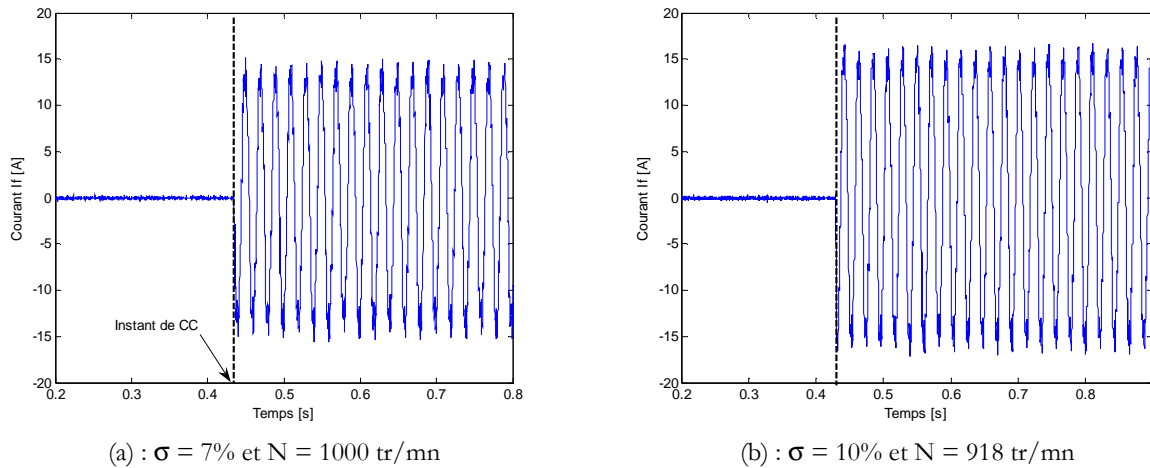


Figure 5.25 : Courant dans la branche en court-circuit, de la phase 'b' :

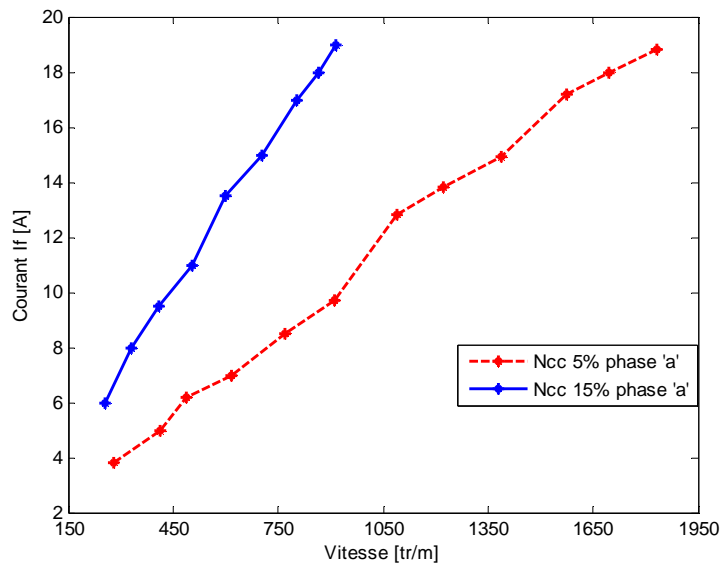
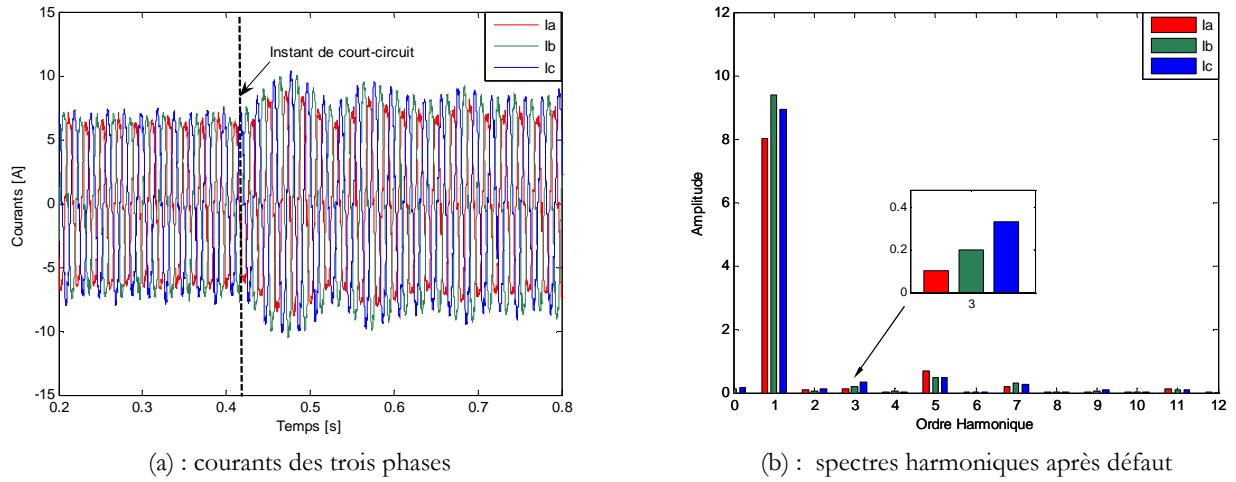


Figure 5.26 : Le courant de court-circuit en fonction de la vitesse, défaut de la phase 'a'

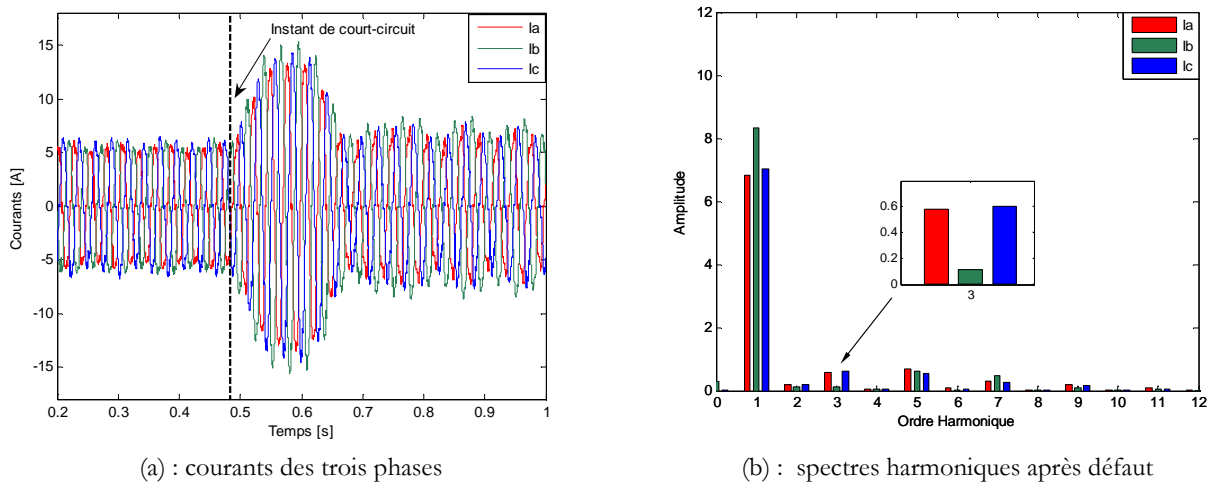
## 5.2. Le court-circuit entre-phases, biphasé

Un court-circuit partiel a été réalisé entre les phases 'a' et 'b' pour différents paquet de spires des bobines correspondantes. Ainsi, le premier test a impliqué 5% de la bobine 'a' avec 7% de la bobine 'b' et le deuxième a sollicité 15% de la phase 'a' et 10% de la phase 'b'. Avant ces tests respectifs, le moteur a été entraîné à une vitesse  $N = 1000$  tr/mn puis  $N = 750$  tr/mn. A chaque fois le court-circuit est provoqué après l'établissement du régime permanent.



**Figure 5.27 :** Défaut de court-circuit partiel entre-phases 'a' et 'b' à  $\sigma_a = 5\%$ ,  $\sigma_b = 7\%$  et  $N = 1000$  tr/mn

L'analyse de Fourier est également effectuée sur la zone du régime établi des défauts. Les figures (5.27) et (5.28) montrent les variations des courants de phases avant et après le court-circuit ainsi que leurs spectres d'harmoniques en régimes établis des défauts précédemment décrits. La figure (5.30) montre la variation de l'intensité du courant de défaut en fonction de la vitesse de rotation du rotor au moment du défaut.



**Figure 5.28 :** Défaut de court-circuit partiel entre-phases 'a' et 'b' à  $\sigma_a = 15\%$ ,  $\sigma_b = 10\%$  et  $N = 750$  tr/mn



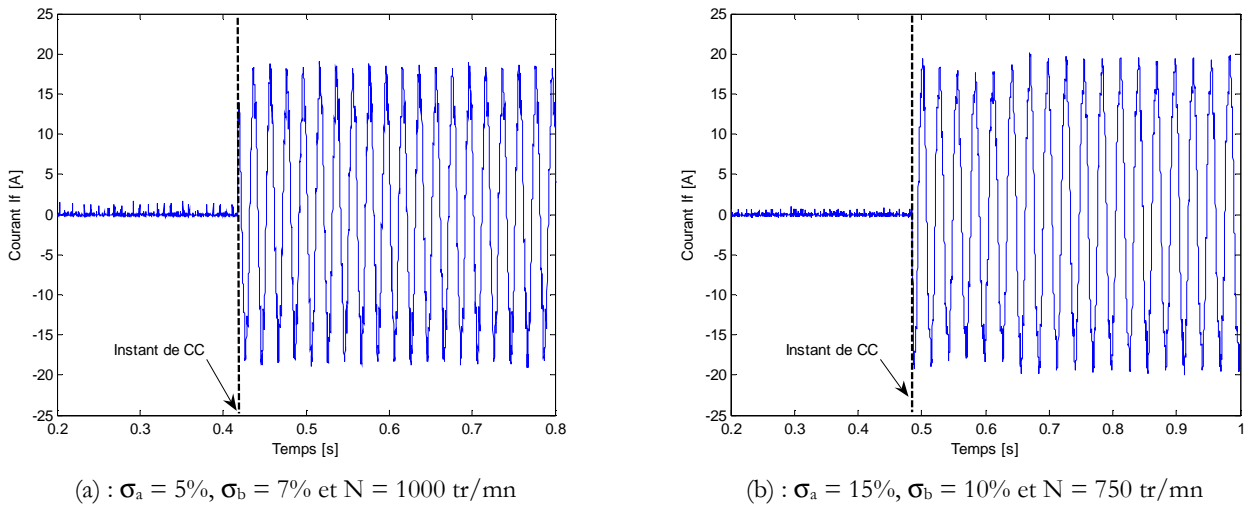


Figure 5.29 : Courant dans la branche de court-circuit partiel entre-phases 'a' et 'b'

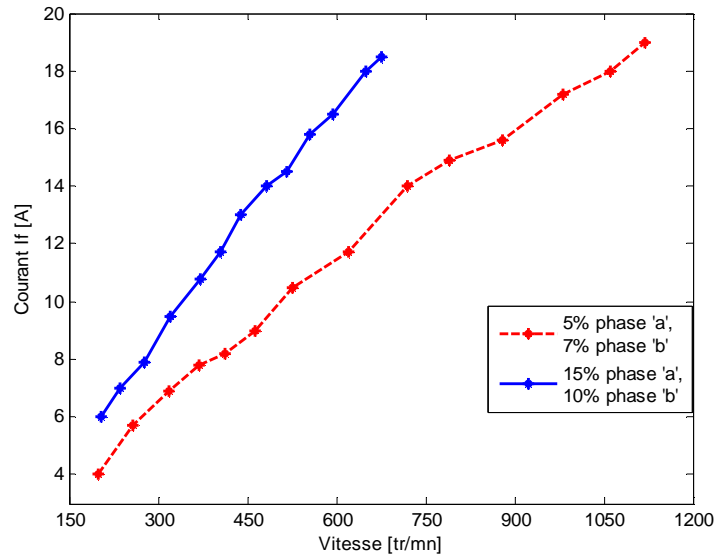


Figure 5.30 : Le courant de court-circuit en fonction de la vitesse, défaut des phases 'a' et 'b'

### 5.3. Synthèse

Les grandeurs harmoniques qui caractérisent les courants obtenus lors des essais expérimentaux, sont regroupées dans le tableau (5.1). En examinant ces résultats, on peut remarquer l'augmentation des amplitudes des courants parcourant les trois phases dans les différents régimes de défauts expérimentés. Ces valeurs sont d'autant plus importantes que le pourcentage de défaut et/ou la vitesse du rotor au moment du défaut sont grands. Cette tendance est confirmée par les figures (5.26) et (5.30). Par ailleurs, on constate que les intensités de courants augmentent de façon plus importante dans la (les) phase(s) en défaut. Ainsi, pour tout les défauts précédemment cités, une augmentation relative maximale de 32% a été enregistrée au

niveau du courant ' $i_a$ ' dans le cas du court-circuit monophasé de cette même phase, réalisé à  $\sigma = 15\%$  et  $N=918\text{tr}/\text{mn}$ .

On note également une augmentation beaucoup plus marquée des harmoniques d'ordre 3 sur les spectres des courants statoriques lors des régimes de défauts. Elle atteint une valeur maximale de 19 fois sa valeur en régime sain au niveau du courant ' $i_a$ ' dans le cas du court-circuit monophasé de cette même phase, réalisé à  $\sigma = 15\%$  et  $N=918\text{tr}/\text{mn}$ .

On peut ainsi conclure que les défauts de court-circuit entre spires monophasés ou biphasés se caractérisent par une forte augmentation des valeurs du 3<sup>ème</sup> harmonique des courants des phases en défaut.

**TABLE 5.1 :** Synthèse des composantes harmoniques caractéristiques des courants mesurés

Fondamental							
	Régime sain	Court-circuit entre spires dans une phase				Court-circuit entre phases 'a' et 'b'	
		Phase 'a'		Phase 'b'		N=1000	N=750
		$\sigma = 5\%$ N=1000	$\sigma = 15\%$ , N=918	$\sigma = 7\%$ , N=1000	$\sigma = 10\%$ N=918	$\sigma_a=5\%$ , $\sigma_b=7\%$	$\sigma_a=15\%$ , $\sigma_b=10\%$
<b>Ia (A)</b>	6.8	8	8.8	7.8	7.8	8	6.8
<b>Ib (A)</b>	7.1	8.4	9.3	8.6	8.6	9.2	8.3
<b>Ic (A)</b>	7.4	8.2	8.1	8.9	8.9	8.9	7.1
3 <sup>ème</sup> harmonique							
	Régime sain	Court-circuit entre spires dans une phase				Court-circuit entre phases 'a' et 'b'	
		Phase 'a'		Phase 'b'		N=1000	N=750
		$\sigma = 5\%$ N=1000	$\sigma = 15\%$ , N=918	$\sigma = 7\%$ , N=1000	$\sigma = 10\%$ N=918	$\sigma_a=5\%$ , $\sigma_b=7\%$	$\sigma_a=15\%$ , $\sigma_b=10\%$
<b>Ia (A)</b>	0.02	0.15	0.41	0.06	0.08	0.09	0.58
<b>Ib (A)</b>	0.17	0.08	0.03	0.27	0.29	0.2	0.1
<b>Ic (A)</b>	0.18	0.24	0.41	0.2	0.22	0.32	0.6

## 6. Simulation des défauts par la méthode des éléments finis

Les résultats expérimentaux de la MSAP étudiée indiquent la présence d'un harmonique d'ordre 3 dans les courants de phase dans les deux modes sain et en défaut. Cet harmonique indique généralement l'existence d'une dissymétrie de la machine. Pour vérifier cela, la machine en test a été ouverte et une vue interne de sa structure a été prise, voir figure (5.31). On note une disparité clairement apparente au niveau de l'une des dents du stator. Cet aspect n'est généralement pas mentionné dans la conception classique des machines électriques tournante.

On pense que le déséquilibre qui est à l'origine dudit harmonique 3 est dû à cet aspect assez original de la denture du stator.

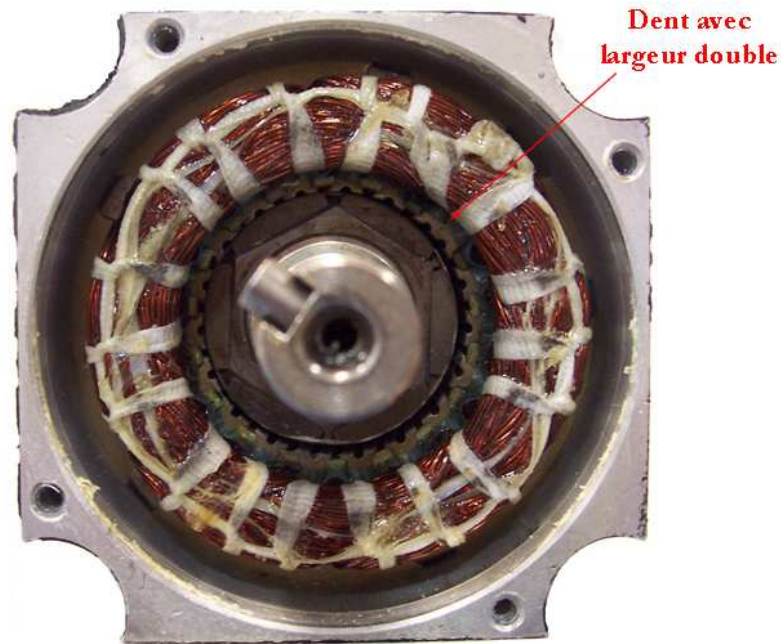


Figure 5.31 : Vue interne de la MSAP en test

Afin d'expliquer la présence de l'harmonique 3 une mesure précise des dimensions de la machine a été effectuée. Ensuite, la géométrie obtenue a été dessinée sous le logiciel Flux2D. Le stator a également été modifié afin de pouvoir simuler les différents défauts de court-circuit de l'étude. La figure (5.32) illustre la section transversale du MSAP implanté sous Flux2D.

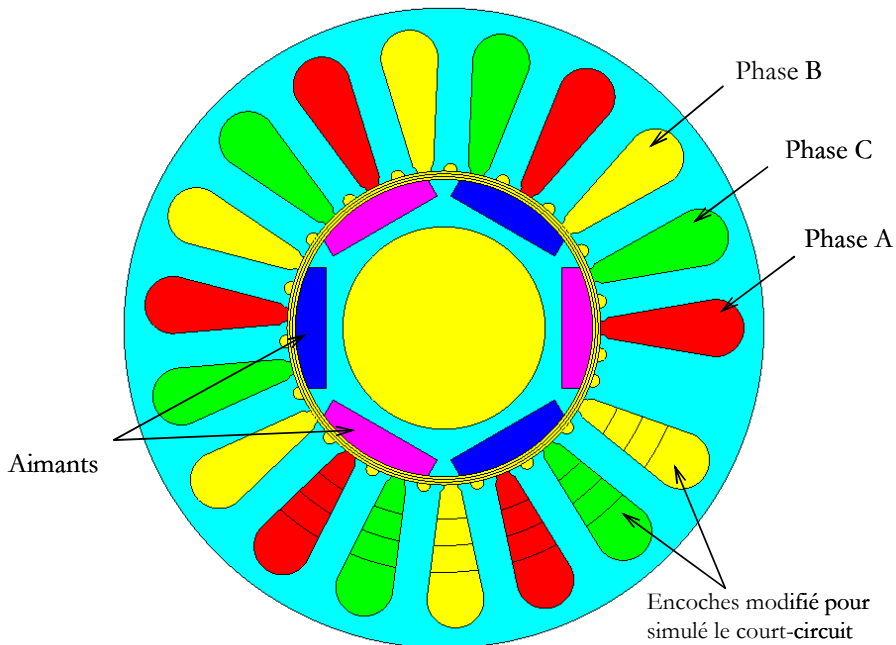


Figure 5.32 : Section transversale du MSAP simulé sous Flux2D

Ce programme de Flux2D est a été associé à l'interface circuit via l'exploitation du couplage Flux2D Matlab/Simulink. La commande scalaire du MSAP, utilisée dans la maquette pratique, a ainsi pu être réalisée pour fournir les signaux d'alimentation des bobinages de la machine. Le programme développé sous Simulink et couplé à Flux est représenté sur la figure (5.33). On voit au milieu de la figure ; le bloc simulant le MSAP alimenté à gauche par une source de trois tensions sinusoïdales synchronisées sur la position du rotor. Cette dernière est récupérée à droite du bloc machine où l'équation mécanique est résolue après différentiation des couples moteur, issu de Flux2D. La commande adoptée est du type  $V/f = C^{ste}$ .

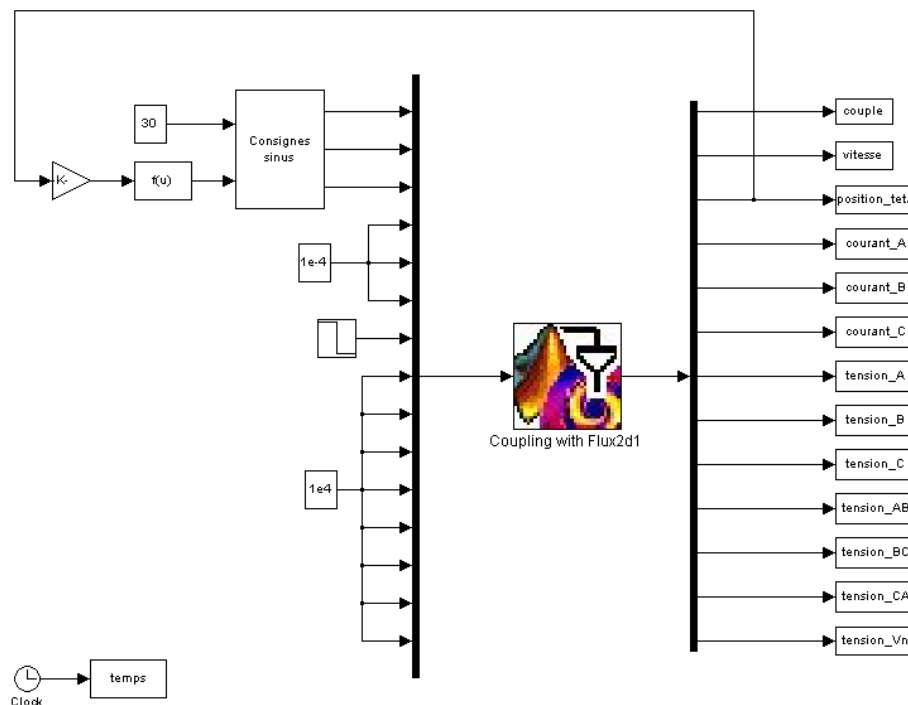
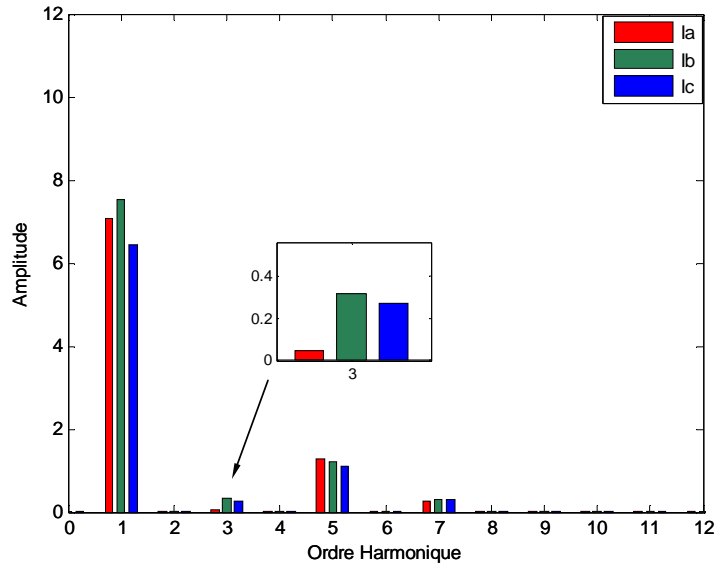


Figure 5.33 : Programme de commande du MSAP à travers le couplage Flux2D-Simulink

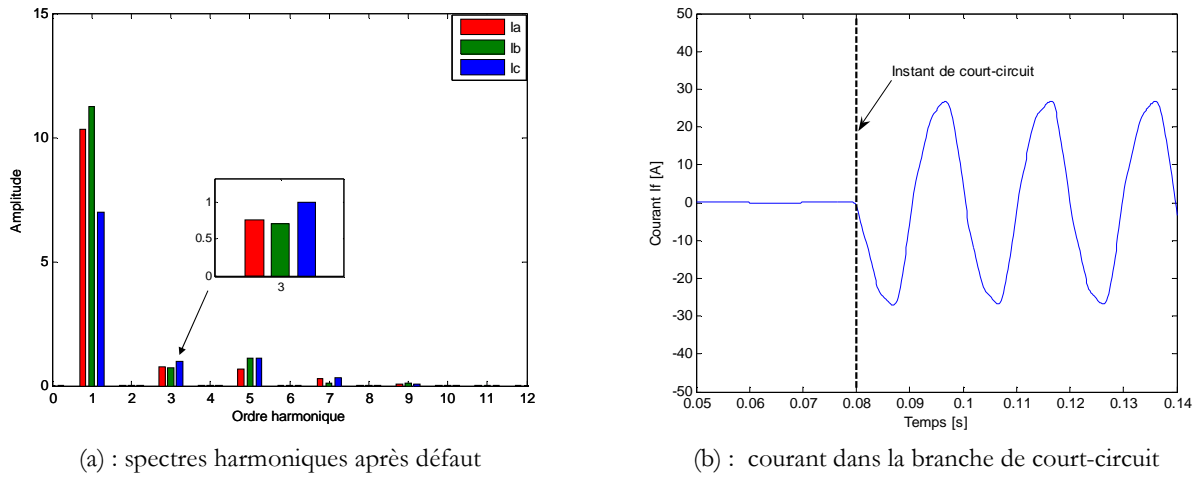
## 6.1. Résultats de simulations

La figure (5.34) donne le spectre d'harmoniques des trois courants de phases de la MSAP en mode de fonctionnement normal (sain). La présence de l'harmonique d'ordre 3 est clairement apparente et peut être due à la dissymétrie des dents statoriques.

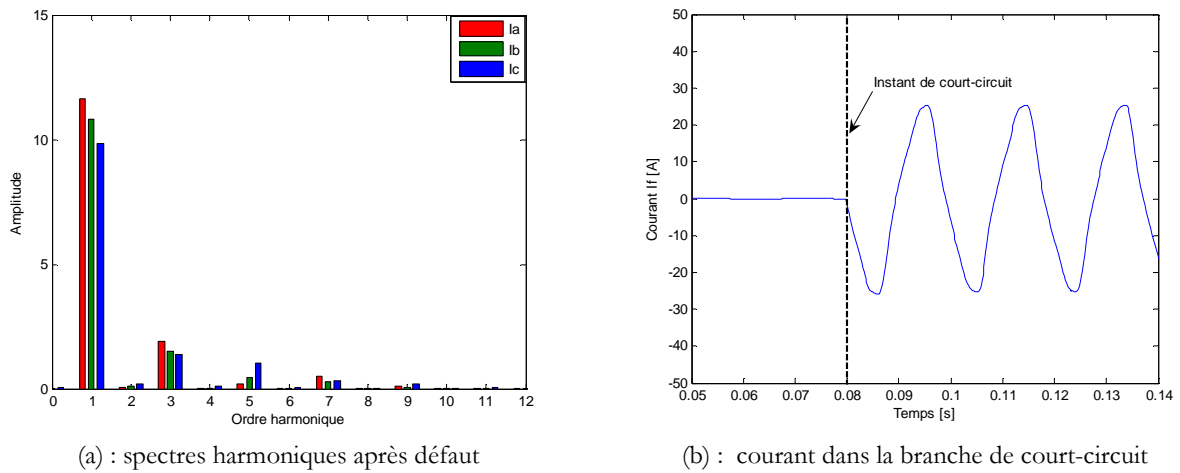


**Figure 5.34 :** Spectre harmonique des courants de phases de la MSAP en mode de fonctionnement sain

Les mêmes courts-circuits entre spires monophasés et biphasés, étudiés expérimentalement ont été simulés avec le logiciel Flux2D. La géométrie de la MSAP en test a d'abord, été modifiée comme il est montré dans la figure (5.32). Les bobinages correspondants aux phases 'a' et 'b' ont été subdivisés de la même manière que ceux de la machine réelle. Ensuite les tests de court-circuit ont été lancés en introduisant dans chaque cas de figures, les paramètres ' $\sigma$ ' et ' $N$ ' adéquats. Après les phases d'exécution et d'exploitation des résultats sous les logiciel Flux2D et Simulink, on obtient les figures (5.35) et (5.36). Elles représentent respectivement les spectres d'harmoniques des courants de phases et la variation du courant dans la branche court-circuitée pour les deux cas de défauts. Le premier défaut simulé est le court-circuit entre-spires au niveau de la phase 'a' avec  $\sigma = 15\%$  à  $N=1000$  tr/mn. Le deuxième défaut considéré est le court-circuit partiel biphasé entre les phases 'a' et 'b' avec  $\sigma_a = 5\%$  et  $\sigma_b = 7\%$  à  $N=1000$  tr/mn.

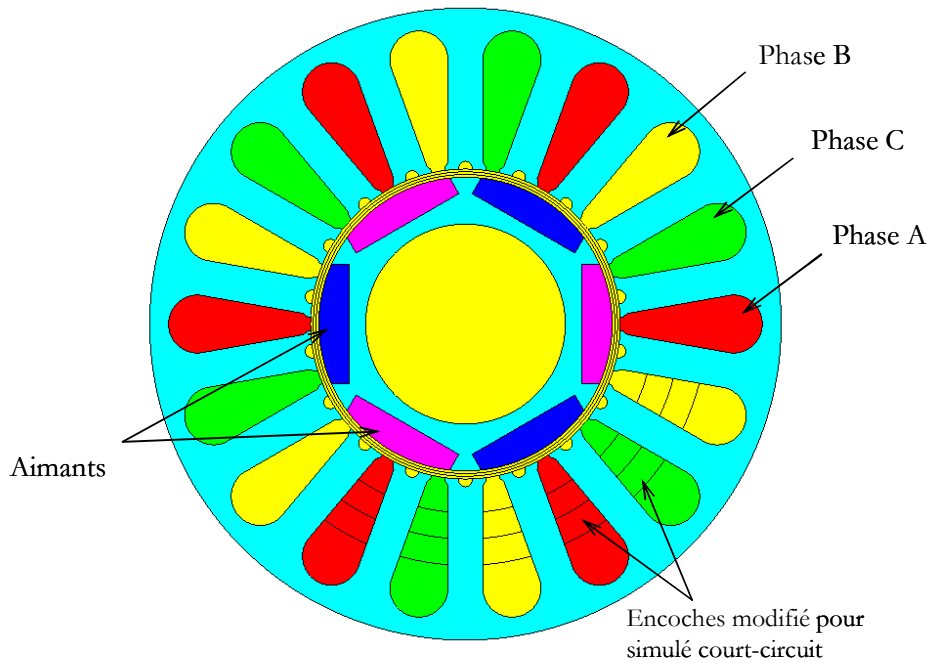


**Figure 5.35 :** Défaut de court-circuit entre spires de la phase 'a',  $\sigma = 15\%$  et  $N = 1000$  tr/mn



**Figure 5.36 :** Défaut de court-circuit partiel entre-phasés 'a' et 'b' à  $\sigma_a = 5\%$ ,  $\sigma_b = 7\%$  et  $N = 1000$  tr/mn

Afin d'identifier la provenance de l'harmonique 3 dans les spectres des courants de phases une dernière simulation a été effectuée. La largeur des dents statoriques a été légèrement augmentée de manière à obtenir un stator complètement symétrique tel qu'il est illustré par la figure (5.37).



**Figure 5.37 :** Section transversale de la structure 'symétrique' du MSAP

Une nouvelle analyse harmonique des courants de phases, en mode de fonctionnement sain de la structure modifiée a été réalisée et a donné lieu aux spectres de la figure (5.38). La même opération a été renouvelée pour les mêmes défauts étudiés pour la structure réelle (deux court-circuit entre spires dans la phase 'a', d'abord avec  $\sigma = 5\%$  à  $N=1000$  tr/mn puis avec  $\sigma = 15\%$  à  $N=1000$  tr/mn ainsi que pour un court-circuit partiel biphasé entre les phases 'a' et 'b', avec  $\sigma_a = 5\%$  et  $\sigma_b = 7\%$  à  $N=1000$  tr/mn). Les résultats obtenus sont respectivement exposés dans les figures (5.39), (5.40) et (5.41).

En examinant ces spectres d'harmonique, on s'aperçoit qu'il est évident que ceux-ci ne contiennent pas les harmoniques d'ordre 3 en régime sain. Ce résultat confirme que l'origine de l'harmonique d'ordre 3 dans les spectres des courants de phase est bel et bien le déséquilibre des dents statoriques.

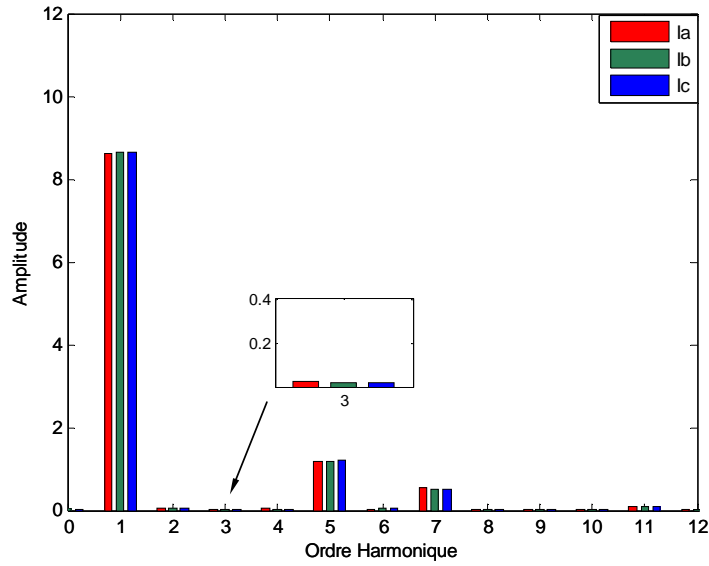
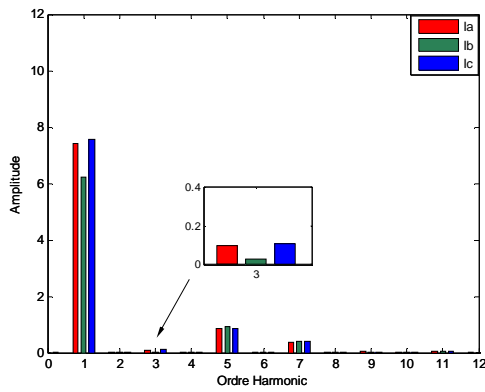
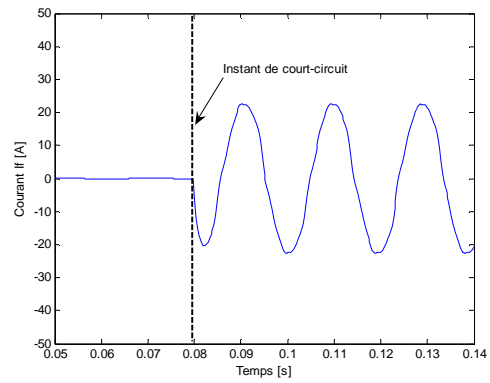


Figure 5.38 : Spectres harmoniques des courants de phases, cas du MSAP symétrique en mode sain

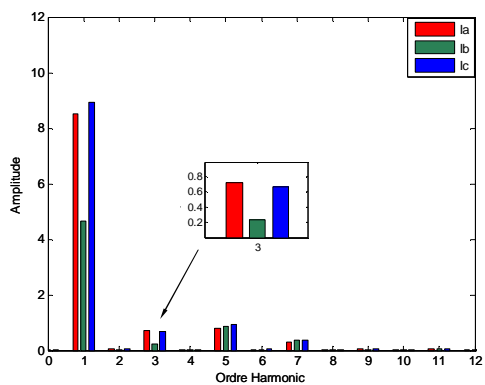


(a) : spectres harmoniques après défaut

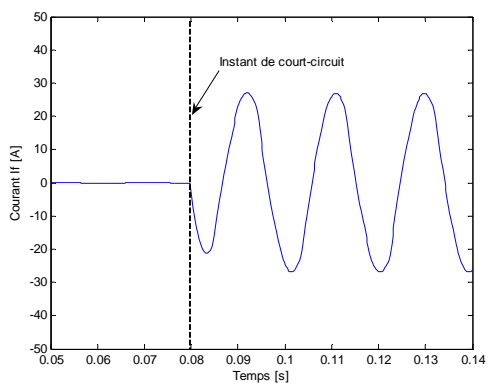


(b) : courant dans la branche de court-circuit

Figure 5.39 : Court-circuit entre spires de la phase 'a',  $\sigma = 5\%$  et  $N = 1000$  tr/mn , MSAP symétrique



(a) : spectres harmoniques après défaut



(b) : courant dans la branche de court-circuit

Figure 5.40 : Court-circuit entre spires de la phase 'a',  $\sigma = 15\%$  et  $N = 1000$  tr/mn , MSAP symétrique



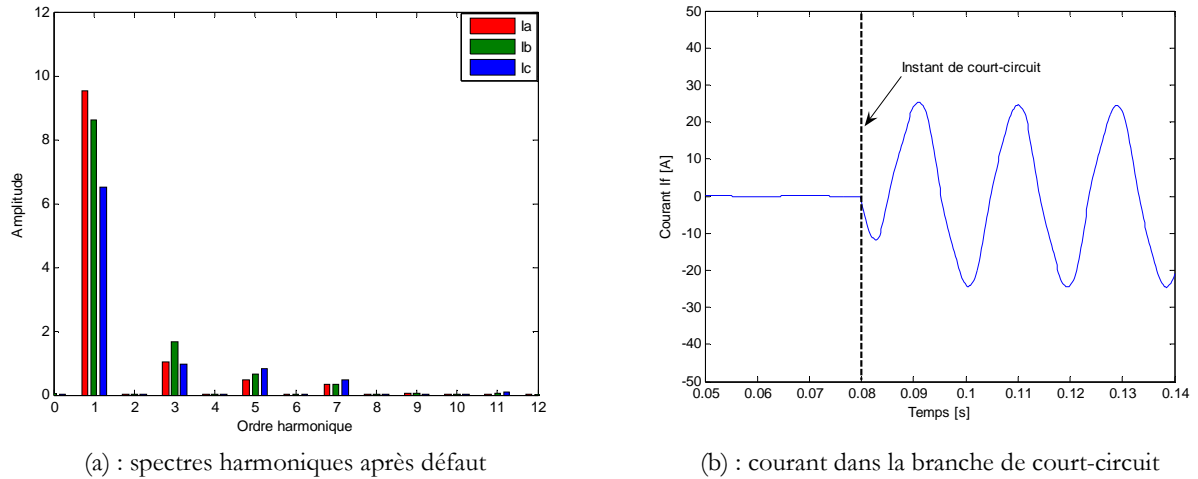


Figure 5.41 : Court-circuit entre-phases 'a' et 'b',  $\sigma_a = 5\%$ ,  $\sigma_b = 7\%$  et  $N = 1000\text{tr}/\text{mn}$ , MSAP symétrique

## 6.2. Synthèse

Les tableaux (5.2) et (5.3) résument les valeurs numériques des harmoniques de courant obtenus respectivement lors de la simulation des défauts dans les structures réelle (asymétrique) et modifiée (symétrique). En effectuant une analyse comparative de ces deux tableaux l'un par rapport à l'autre on peut noter les remarques et conclusions suivantes :

- La présence de l'harmonique 3 dans les courants de la machine réelle est due à la dissymétrie existante au niveau du bobinage statorique (Largeur d'une des dents double que celles des autres).
- L'augmentation des harmoniques, fondamental et d'ordre 3 des courants dans les phases en défaut.
- L'harmonique 3 augmente de façon plus significative que le fondamental lors des défauts.
- En régime sain les valeurs des amplitudes des deux structures sont relativement proches en revanche elles sont assez éloignées en régimes à défaut. Ce qui prouve que la signature (le symptôme) des défauts de court-circuit entre spires dépend fortement de la structure géométrique de la machine.

Par ailleurs, la comparaison des résultats de simulation de la structure réelle (tableau 5.2) et ceux des mesures (tableau 5.1) démontre une bonne corrélation des valeurs dans les deux régimes de fonctionnement (sain et en défaut). L'erreur relative maximale entre les deux groupes

de résultats est obtenue dans le cas du défaut biphasé ( $\sigma_a = 5\%$ ,  $\sigma_b = 7\%$ , à 1000 tr/mn) et est égale à 18% sur phase 'a'.

**TABLE 5.2 :** Synthèse des composantes harmoniques caractéristiques des courants simulés, structure réelle

<b>Fondamental - Structure réelle (asymétrique) de la machine simulée</b>				
	Régime sain	défaut monophasé, phase 'a'		défaut biphasé, phases 'a' et 'b'
		$\sigma = 5\%$ N=1000 tr/mn	$\sigma = 15\%$ N=1000 tr/mn	$\sigma_a = 5\%$ , $\sigma_b = 7\%$ N = 1000tr/mn
<b>Ia (A)</b>	7,2	-	10,5	12,7
<b>Ib (A)</b>	7,5	-	11,5	11,3
<b>Ic (A)</b>	6,5	-	7,2	9,8
<b>3<sup>ème</sup> harmonique - Structure réelle (asymétrique) de la machine simulée</b>				
	Régime sain	défaut monophasé 'a'		défaut biphasé 'a' et 'b'
		$\sigma = 5\%$ N=1000 tr/mn	$\sigma = 15\%$ N=1000 tr/mn	$\sigma_a = 5\%$ , $\sigma_b = 7\%$ N = 1000tr/mn
<b>Ia (A)</b>	0,06	-	0,7	,2
<b>Ib (A)</b>	0,32	-	0,6	1,8
<b>Ic (A)</b>	0,36	-	0,99	1,6

**TABLE 5.3 :** Synthèse des composantes harmoniques caractéristiques des courants simulés, structure modifiée

<b>Fondamental - Structure modifiée (symétrique) de la machine simulée</b>				
	Régime sain	défaut monophasé 'a'		défaut biphasé 'a' et 'b'
		$\sigma = 5\%$ N=1000 tr/mn	$\sigma = 15\%$ , N=1000tr/mn	$\sigma_a = 5\%$ , $\sigma_b = 7\%$ N = 1000tr/mn
<b>Ia (A)</b>	6,8	7,5	8,4	9,7
<b>Ib (A)</b>	6,8	6,2	4,6	8,8
<b>Ic (A)</b>	6,8	7,7	8,9	6,3
<b>3<sup>ème</sup> harmonique - Structure modifiée (symétrique) de la machine simulée</b>				
	Régime sain	défaut monophasé 'a'		défaut biphasé 'a' et 'b'
		$\sigma = 5\%$ N=1000 tr/mn	$\sigma = 15\%$ N=1000 tr/mn	$\sigma_a = 5\%$ , $\sigma_b = 7\%$ N = 1000tr/mn
<b>Ia (A)</b>	0,06	0,1	0,7	1,2
<b>Ib (A)</b>	0,06	0,03	0,2	1,7
<b>Ic (A)</b>	0,06	0,12	0,68	0,9

## 7. Conclusion

Une MSAP du type, aimants insérés a été utilisée pour réaliser des essais expérimentaux sur des défauts de court-circuit. Les résultats de mesure exposés étaient en bonne corrélation avec ceux donnés par le modèle numérique des mêmes défauts développés sous le logiciel Flux2D. Par ailleurs, un modèle dynamique a été proposé pour ces mêmes défauts dans le cas de MSAP à aimants en surfaces. L'étude de validité de ce modèle réalisée, à l'aide du logiciel Flux2D, a mis en évidence son intérêt certain. Par conséquent, on peut conclure que le modèle analytique ainsi développé est valide également, eu égard des essais expérimentaux.

Après l'ouverture de la structure de la MSAP en test, il a été établi qu'elle présente un déséquilibre au niveau des encoches statoriques dont le nombre n'est pas entier. Les simulations par éléments finis ont démontré que ce déséquilibre engendre un déséquilibre au niveau des courants absorbés par la machine. Ainsi, des harmoniques d'ordre 3, normalement synonymes de défaut, apparaissent dans les spectres de ces courants en mode sain. Il faut donc, être vigilant aux caractéristiques initiales d'une machine avant de se lancer dans un processus de détection de défauts.

Enfin, on souligne le fait que la maquette expérimentale mise en place est capable de tester les divers types de court-circuit des MSAP de petite taille (jusqu'à 2kW). A ce jour, une technique de commande scalaire se basant sur la mesure de position à l'aide d'un résolveur y a été implantée. Il reste à conduire des mesures sur la machine avec un défaut de désaimantation. Pour cela il faudrait par exemple abîmer l'un des ses pôles magnétiques.



# Conclusion générale

Le travail de recherche exposé dans ce rapport, a porté sur les machines synchrones à aimants permanents (MSAP). L'étude de l'état de l'art de la surveillance des machines électriques a démontré que le défaut de perte de l'induction rémanente d'un aimant (désaimantation) est le défaut le plus néfaste pour les MSAP. Il a été également démontré que les techniques actuellement utilisées dans la surveillance des MSAP nécessitent leur modélisation précise et rapide vis-à-vis des défauts. Cette étape majeure dans le processus de surveillance et de commande des MSAP a été donc, le premier centre d'intérêt de cette thèse. Deux défauts fréquents et couplés dans ces machines ont été ainsi étudiés : la désaimantation des aimants et le court-circuit entre spires.

Pour le défaut de désaimantation, deux modèles ont été développés. Le premier est du type analytique et est basé sur la résolution des équations du potentiel vecteur dans les régions de la machine (entrefer et aimant). Le deuxième modèle, a été développé à travers la représentation de la machine à l'aide d'un réseau de perméances équivalent (RDPE). L'objectif était de comparer les deux modèles afin d'en choisir celui qui représente les meilleures performances en termes de précision, de généralité et de temps de calcul. Pour ce faire les deux modèles ont été confrontés à des simulations par éléments finis (EF) réalisés avec le logiciel Flux2D. Les résultats de cette étude comparative montrent que le modèle du RDPE est plus précis que le modèle analytique. Cet avantage du RDPE revient au fait que la géométrie réelle de la machine est prise en compte tant dis que la méthode analytique se base sur la simplification de la géométrie (lissage de l'entrefer, pas d'effets de bord). Néanmoins, le modèle analytique garde son intérêt car il offre l'avantage d'être plus rapide à exécuter et plus générique que celui du RDPE. De plus, il peut être facilement ajusté pour améliorer la précision en adaptant simplement, certains de ses harmoniques. Par conséquent, on peut dire que les deux modèles peuvent être utilisés dans la détection de la désaimantation des MSAP.

En ce qui concerne le défaut de court-circuit entre spires dans les MSAP, un modèle dynamique a été développé. Sa caractéristique importante est qu'il met en équation la machine de façon décomposée : équations de la machine saine et celles qui apparaissent lors d'un défaut. Cette décomposition facilite la compréhension des effets induits dans les grandeurs électromagnétiques et mécaniques (courant, tension, couple, vitesse,...), suite au défaut. Les résultats de simulation montrent qu'un court-circuit entre spires produit des ondulations de

fréquence double dans le couple et la vitesse et un harmonique d'ordre 3 dans les courants statoriques. Ces résultats ont été validés après leur comparaison avec les résultats donnés par des simulations par éléments finis.

Ensuite, une technique permettant l'utilisation des modèles proposés dans la détection de la désaimantation des aimants et des courts-circuits entre spires des bobinages statoriques dans les MSAP, a été mise en œuvre. Il s'agit d'une méthode d'indentification fondée sur un algorithme qui utilise comme entrées les données d'une grandeur électromagnétique de la machine telle que la FEM, pour chercher itérativement la distribution de l'induction rémanente des aimants. Le processus itératif consiste à minimiser l'erreur quadratique entre l'un des modèles proposés (analytique ou RDPE) et les données d'entrée (les mesures). Les résultats obtenus montrent que cet algorithme arrive à détecter avec une certaine précision l'endroit des désaimantations. Au niveau du temps de calcul le modèle analytique est beaucoup plus rapide que le modèle RDPE. Avec le modèle analytique l'algorithme a besoin de 2 à 5 secondes pour converger, alors qu'avec le modèle RDPE, il met de 20 à 30 secondes pour atteindre la convergence. L'inconvénient de l'algorithme de détection proposé, réside dans le fait qu'il dépend entièrement des modèles utilisés qui supposent que la désaimantation est présente sur toute la longueur axiale de la machine. Afin de pouvoir détecter une désaimantation quelconque sur toute la profondeur du rotor, il faudrait adopter des modèles tridimensionnels.

Dans l'objectif de valider complètement les modèles proposés, une maquette expérimentale a été mise en place. Des essais expérimentaux sur des défauts de court-circuit ont été réalisés sur une MSAP du type : aimants insérés. Les résultats de mesure obtenus étaient en bonne corrélation avec ceux donnés par le modèle numérique des mêmes défauts programmés sous le logiciel Flux2D. Ceci, valide intrinsèquement le modèle dynamique, vu que celui-ci a déjà été validé à l'aide des simulations par éléments finis.

Enfin, on souligne le fait qu'à ce jour, une technique de commande scalaire se basant sur la mesure de position à l'aide d'un résolveur a été implantée dans la maquette expérimentale. Cette dernière permet d'effectuer les tests de court-circuit sur des MSAP jusqu'à 2kW de puissance. Il reste à conduire des mesures sur une machine présentant le défaut de désaimantation, en abimant par exemple l'un des pôles de la machine actuelle.

# Annexe I

## Equation du potentiel vecteur d'un aimant segmenté

Nous supposons que chaque aimant de la machine est divisé en neuf éléments comme montrés dans la figure B.1.  $B_{ri,j}$  est l'amplitude de l'induction rémanente de chaque élément en fonction de sa position au sein de l'aimant. Il est supposé que les aimants sont aimantés dans la direction radiale, donc la composante tangentielle de l'induction rémanente est égale à zéro. Ici, une seule paire de pôles est montrée mais le développement de l'équation du potentiel vecteur pour un aimant segmenté peut être facilement étendu par la suite pour une machine multi-pôle.

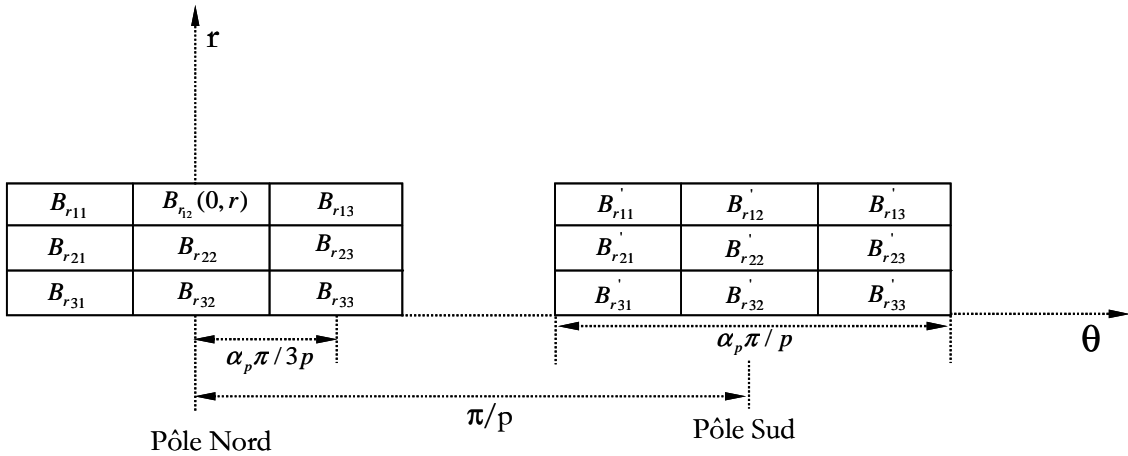


Figure I.1 : Pôle nord et sud de la machine étudiée. Cas d'une segmentation à 9 éléments.

On effectue la transformée de Fourier de la fonction  $B_{r12}$  ce qui donne l'expression suivante :

$$B_{r12}(\theta) = \sum_{n=\text{impair}}^{\infty} \frac{B_{r12} \alpha_p}{6} + \frac{2B_{r12}}{n\pi} \sin\left(\frac{n\alpha_p \pi}{6}\right) \cos(np\theta) \quad (\text{I.1})$$

On en déduit facilement l'expression de la fonction  $B'_{r12}$  du pôle sud :

$$B'_{r12}(\theta) = \sum_{n=\text{impair}}^{\infty} -\frac{B'_{r12} \alpha_p}{6} - \frac{2B'_{r12}}{n\pi} \sin\left(\frac{n\alpha_p \pi}{6}\right) \cos(np(\theta - \pi)) \quad (\text{I.2})$$

Le potentiel vecteur de l'entrefer produit par l'élément  $B_{r12}$  est donné par l'équation de Laplace comme suit :

$$\frac{\partial^2 A_{I12}}{\partial r^2} + \frac{1}{r} \frac{\partial A_{I12}}{\partial r} + \frac{1}{r^2} \frac{\partial^2 A_{I12}}{\partial \theta^2} = 0 \quad (\text{I.3})$$

et dans l'élément de l'aimant par équation de Poisson, il est exprimé par :

$$\frac{\partial^2 A_{II_{12}}}{\partial r^2} + \frac{1}{r} \frac{\partial A_{II_{12}}}{\partial r} + \frac{1}{r^2} \frac{\partial^2 A_{II_{12}}}{\partial \theta^2} = \frac{1}{r} \cdot \frac{\partial B_{r_{12}}(\theta)}{\partial \theta} \quad (I.4)$$

en substituant la valeur de  $B_{r_{12}}(\theta)$ , dans l'équation (I.4) on trouve :

$$\frac{\partial^2 A_{II_{12}}}{\partial r^2} + \frac{1}{r} \frac{\partial A_{II_{12}}}{\partial r} + \frac{1}{r^2} \frac{\partial^2 A_{II_{12}}}{\partial \theta^2} = -\frac{1}{r} \sum_{n=\text{impair}}^{\infty} \frac{2 p B_{r_{12}}}{\pi} \sin\left(\frac{n \alpha_p \pi}{6}\right) \sin(np \theta) \quad (I.5)$$

Pour résoudre les équations (I.3) et (I.5), on utilise la méthode de séparation des variables, ce qui donne une fonction potentiel vecteur dans l'entrefer de la forme:

$$A_{I_{12}}(r, \theta) = \sum_{n \neq 0} (\alpha_{12} r^{np} + \beta_{12} r^{-np}) \sin(np \theta) \quad (I.6)$$

Idem dans l'élément de l'aimant:

$$A_{II_{12}}(r, \theta) = \sum_{n \neq 0} (\chi_{12} r^{np} + \gamma_{12} r^{-np}) \sin(np \theta) + A_{II_{12}}^p \quad (I.7)$$

où  $A_{II_{12}}^p$  est la solution particulière du même type de second membre de l'équation (I.5) ; elle est de la forme :

$$A_{II_{12}}^p(r, \theta) = \sum_{n=\text{impair}} \lambda_{12} \cdot r \sin(np \theta) \quad (I.8)$$

La valeur de  $\lambda_{12}$  est déterminée par substitution de l'équation (I.8) dans (I.5) :

$$\lambda_{12} = -\frac{2 p B_{r_{12}}}{(1 - (np)^2) \pi} \sin\left(\frac{n \alpha_p \pi}{6}\right) \quad (I.9)$$

la solution particulière est donc donnée par:

$$A_{II_{12}}^p(r, \theta) = \sum_{n=\text{impair}} -\frac{2 p B_{r_{12}} r}{(1 - (np)^2) \pi} \sin\left(\frac{n \alpha_p \pi}{6}\right) \sin(np \theta) \quad \text{avec } p \neq 1 \quad (I.10)$$

Ainsi, l'équation (I.7) devient:

$$A_{II_{12}}(r, \theta) = \sum_{n \neq 0} (\chi_{12} r^{np} + \gamma_{12} r^{-np}) \sin(np \theta) - \sum_{n=\text{impair}} \frac{2 p B_{r_{12}} r}{(1 - (np)^2) \pi} \sin\left(\frac{n \alpha_p \pi}{6}\right) \sin(np \theta) \quad (I.11)$$

De même, les équations du potentiel vecteur dans les éléments  $B_{r_{22}}$  et  $B_{r_{32}}$  de l'aimant sont données par:



$$A_{II_{22}}(r, \theta) = \sum_{n \neq 0} (\chi_{22} r^{np} + \gamma_{22} r^{-np}) \sin(np\theta) - \sum_{n=\text{impair}} \frac{2pB_{r_{22}} r}{(1-(np)^2)\pi} \sin\left(\frac{n\alpha_p \pi}{6}\right) \sin(np\theta) \quad (\text{I.12})$$

$$A_{II_{32}}(r, \theta) = \sum_{n \neq 0} (\chi_{32} r^{np} + \gamma_{32} r^{-np}) \sin(np\theta) - \sum_{n=\text{impair}} \frac{2pB_{r_{32}} r}{(1-(np)^2)\pi} \sin\left(\frac{n\alpha_p \pi}{6}\right) \sin(np\theta) \quad (\text{I.13})$$

Dans les équations (I.6), (I.7), (I.12) et (I.13), les paramètres ‘ $\alpha$ ’, ‘ $\beta$ ’, ‘ $\chi$ ’ et ‘ $\gamma$ ’ sont les constantes d’intégration. Leurs valeurs peuvent être trouvées par l’application des conditions aux limites, sur les frontières des différentes régions, suivantes:

$$\left\{ \begin{array}{ll} H_{I_{i,j}}^\theta(R_s, \theta) = 0 & \forall \theta \\ H_{IV_{i,j}}^\theta(R_r, \theta) = 0 & \forall \theta \\ B_{I_{i,j}}^r(R_m, \theta) = B_{II_{i,j}}^r(R_m, \theta) & \forall \theta \\ H_{I_{i,j}}^\theta(R_m, \theta) = H_{II_{i,j}}^\theta(R_m, \theta) & \forall \theta \\ B_{II_{i,j}}^r(R_1, \theta) = B_{III_{i,j}}^r(R_1, \theta) & \forall \theta \\ H_{II_{i,j}}^\theta(R_1, \theta) = H_{III_{i,j}}^\theta(R_1, \theta) & \forall \theta \\ B_{III_{i,j}}^r(R_2, \theta) = B_{IV_{i,j}}^r(R_2, \theta) & \forall \theta \\ H_{III_{i,j}}^\theta(R_2, \theta) = H_{IV_{i,j}}^\theta(R_2, \theta) & \forall \theta \end{array} \right. \quad (\text{I.14})$$

les composantes radiale et tangentielle de l’induction en fonction du potentiel vecteur sont donnés par:

$$B^r(r, \theta) = \frac{1}{r} \frac{\partial A(r, \theta)}{\partial \theta} \quad (\text{I.15})$$

$$B^\theta(r, \theta) = -\frac{1}{r} \frac{\partial A(r, \theta)}{\partial r} \quad (\text{I.16})$$

En utilisant ces deux relations, les expressions des composantes radiales et tangentielles de l’induction dans l’entrefer et dans l’aimant s’expriment par:

$$B_{I_{12}}^r(r, \theta) = \sum_{n \neq 0} np(\alpha_{12} r^{np-1} + \beta_{12} r^{-np-1}) \cos(np\theta) \quad (\text{I.17})$$

$$B_{I_{12}}^\theta(r, \theta) = -\sum_{n \neq 0} np(\alpha_{12} r^{np-1} - \beta_{12} r^{-np-1}) \sin(np\theta) \quad (\text{I.18})$$

$$B_{II_{12}}^r(r, \theta) = \sum_{n \neq 0} np(\chi_{12} r^{np-1} + \gamma_{12} r^{-np-1}) \cos(np\theta) - \sum_{n=\text{impair}} \frac{2np^2 B_{r_{12}}}{(1-(np)^2)\pi} \sin\left(\frac{n\alpha_p \pi}{6}\right) \cos(np\theta) \quad (\text{I.19})$$

$$B_{II_{12}}^{\theta}(r, \theta) = -\sum_{n \neq 0} np(\chi_{12} r^{np-1} - \gamma_{12} r^{-np-1}) \sin(np\theta) + \sum_{n=\text{impair}} \frac{2pB_{n_{12}}}{(1-(np)^2)\pi} \sin\left(\frac{n\alpha_p\pi}{6}\right) \sin(np\theta) \quad (\text{I.20})$$

soit,

$$M_{n_{12}} = \frac{2B_{n_{12}}}{(1-(np)^2)\pi} \sin\left(\frac{n\alpha_p\pi}{6}\right) \quad (\text{I.21})$$

donc,

$$B_{II_{12}}^r(r, \theta) = \sum_{n \neq 0} np(\chi_{12} r^{np-1} + \gamma_{12} r^{-np-1}) \cos(np\theta) - \sum_{n=\text{impair}} np^2 M_{n_{12}} \cos(np\theta) \quad (\text{I.22})$$

et

$$B_{II_{12}}^{\theta}(r, \theta) = -\sum_{n \neq 0} np(\chi_{12} r^{np-1} - \gamma_{12} r^{-np-1}) \sin(np\theta) + \sum_{n=\text{impair}} pM_{n_{12}} \sin(np\theta) \quad (\text{I.23})$$

de même pour les éléments  $B_{r_{22}}$  et  $B_{r_{32}}$  de l'aimant nous pouvons écrire:

$$B_{II_{22}}^r(r, \theta) = \sum_{n \neq 0} np(\chi_{22} r^{np-1} + \gamma_{22} r^{-np-1}) \cos(np\theta) - \sum_{n=\text{impair}} np^2 M_{n_{22}} \cos(np\theta) \quad (\text{I.24})$$

$$B_{II_{22}}^{\theta}(r, \theta) = -\sum_{n \neq 0} np(\chi_{22} r^{np-1} - \gamma_{22} r^{-np-1}) \sin(np\theta) + \sum_{n=\text{impair}} pM_{n_{22}} \sin(np\theta) \quad (\text{I.25})$$

$$B_{II_{32}}^r(r, \theta) = \sum_{n \neq 0} np(\chi_{32} r^{np-1} + \gamma_{32} r^{-np-1}) \cos(np\theta) - \sum_{n=\text{impair}} np^2 M_{n_{32}} \cos(np\theta) \quad (\text{I.26})$$

$$B_{II_{32}}^{\theta}(r, \theta) = -\sum_{n \neq 0} np(\chi_{32} r^{np-1} - \gamma_{32} r^{-np-1}) \sin(np\theta) + \sum_{n=\text{impair}} pM_{n_{32}} \sin(np\theta) \quad (\text{I.27})$$

En appliquant les conditions aux limites définies précédemment aux équations (I.17), (I.18), (I.22) à (I.27) nous obtenons un système de huit équations avec huit inconnues :

$$\alpha_{12} R_s^{2np} - \beta_{12} = 0 \quad (\text{I.28})$$

$$\chi_{32} R_r^{2np} - \gamma_{32} = \frac{M_{n_{32}}}{n} R_r^{np+1} \quad (\text{I.29})$$

$$\alpha_{12} R_m^{2np} + \beta_{12} - \chi_{12} R_m^{2np} - \gamma_{12} = -pM_{n_{12}} R_m^{np+1} \quad (\text{I.30})$$

$$\alpha_{12} R_m^{2np} - \beta_{12} - \chi_{12} R_m^{2np} + \gamma_{12} = -\frac{M_{n_{12}}}{n} R_m^{np+1} \quad (\text{I.31})$$

$$\chi_{12} R_2^{2np} + \gamma_{12} - \chi_{22} R_2^{2np} - \gamma_{22} = p(M_{n_{12}} - M_{n_{22}}) R_2^{np+1} \quad (\text{I.32})$$

$$\chi_{12} R_2^{2np} - \gamma_{12} - \chi_{22} R_2^{2np} + \gamma_{22} = \frac{(M_{n_{12}} - M_{n_{22}})}{n} R_2^{np+1} \quad (I.33)$$

$$\chi_{22} R_1^{2np} + \gamma_{22} - \chi_{32} R_1^{2np} - \gamma_{32} = p(M_{n_{22}} - M_{n_{32}}) R_1^{np+1} \quad (I.34)$$

$$\chi_{32} R_1^{2np} - \gamma_{22} - \chi_{32} R_1^{2np} + \gamma_{32} = \frac{(M_{n_{22}} - M_{n_{32}})}{n} R_1^{np+1} \quad (I.35)$$

Après résolution de ces systèmes d'équations, les constantes de l'intégration sont établies. Elles sont données par les équations suivantes :

$$\alpha_{12} = \frac{1}{2n(R_s^{2np} - R_r^{2np})} \left[ \begin{array}{l} R_m^{np+1} M_{n_{12}} (1-np) + R_m^{-np+1} R_r^{2np} M_{n_{12}} (1+np) + R_2^{np+1} (M_{n_{22}} (1-np) - M_{n_{12}} (1-np)) + \\ R_2^{-np+1} R_r^{2np} (M_{n_{22}} (1+np) - M_{n_{12}} (1+np)) + R_1^{np+1} (M_{n_{32}} (1-np) - M_{n_{22}} (1-np)) + \\ R_1^{-np+1} R_r^{2np} (M_{n_{32}} (1+np) - M_{n_{22}} (1+np)) - 2M_{n_{32}} R_r^{np+1} \end{array} \right] \quad (I.36)$$

$$\beta_{12} = R_s^{2np} \alpha_{12} \quad (I.37)$$

$$\chi_{12} = \frac{1}{2n(R_s^{2np} - R_r^{2np})} \left[ \begin{array}{l} R_m^{np+1} M_{n_{12}} (1-np) + R_m^{-np+1} R_s^{2np} M_{n_{12}} (1+np) + R_2^{np+1} (M_{n_{22}} (1-np) - M_{n_{12}} (1-np)) + \\ R_2^{-np+1} R_r^{2np} (M_{n_{22}} (1+np) - M_{n_{12}} (1+np)) + R_1^{np+1} (M_{n_{32}} (1-np) - M_{n_{22}} (1-np)) + \\ R_1^{-np+1} R_r^{2np} (M_{n_{32}} (1+np) - M_{n_{22}} (1+np)) - 2M_{n_{32}} R_r^{np+1} \end{array} \right] \quad (I.38)$$

$$\gamma_{12} = \frac{1}{2n(R_s^{2np} - R_r^{2np})} \left[ \begin{array}{l} R_m^{np+1} R_r^{2np} M_{n_{12}} (1-np) + R_m^{-np+1} R_s^{2np} R_r^{2np} M_{n_{12}} (1+np) + R_2^{np+1} R_s^{2np} (M_{n_{22}} (1-np) - M_{n_{12}} (1-np)) + \\ R_2^{-np+1} R_s^{2np} R_r^{2np} (M_{n_{22}} (1+np) - M_{n_{12}} (1+np)) + R_1^{np+1} R_s^{2np} (M_{n_{32}} (1-np) - M_{n_{22}} (1-np)) + \\ R_1^{-np+1} R_r^{2np} R_s^{2np} (M_{n_{32}} (1+np) - M_{n_{22}} (1+np)) - 2M_{n_{32}} R_r^{np+1} R_s^{2np} \end{array} \right] \quad (I.39)$$

$$\chi_{22} = \frac{1}{2n(R_s^{2np} - R_r^{2np})} \left[ \begin{array}{l} R_m^{np+1} M_{n_{12}} (1-np) + R_m^{-np+1} R_s^{2np} M_{n_{12}} (1+np) + R_2^{np+1} (M_{n_{22}} (1-np) - M_{n_{12}} (1-np)) + \\ R_2^{-np+1} R_s^{2np} (M_{n_{22}} (1+np) - M_{n_{12}} (1+np)) + R_1^{np+1} (M_{n_{32}} (1-np) - M_{n_{22}} (1-np)) + \\ R_1^{-np+1} R_r^{2np} (M_{n_{32}} (1+np) - M_{n_{22}} (1+np)) - 2M_{n_{32}} R_r^{np+1} \end{array} \right] \quad (I.40)$$

$$\gamma_{22} = \frac{1}{2n(R_s^{2np} - R_r^{2np})} \left[ \begin{array}{l} R_m^{np+1} R_r^{2np} M_{n_{12}} (1-np) + R_m^{-np+1} R_s^{2np} R_r^{2np} M_{n_{12}} (1+np) + R_2^{np+1} R_r^{2np} (M_{n_{22}} (1-np) - M_{n_{12}} (1-np)) + \\ R_2^{-np+1} R_s^{2np} R_r^{2np} (M_{n_{22}} (1+np) - M_{n_{12}} (1+np)) + R_1^{np+1} R_s^{2np} (M_{n_{32}} (1-np) - M_{n_{22}} (1-np)) + \\ R_1^{-np+1} R_r^{2np} R_s^{2np} (M_{n_{32}} (1+np) - M_{n_{22}} (1+np)) - 2M_{n_{32}} R_r^{np+1} R_s^{2np} \end{array} \right] \quad (I.41)$$

$$\chi_{32} = \frac{1}{2n(R_s^{2np} - R_r^{2np})} \left[ \begin{array}{l} R_m^{np+1} M_{n_{12}} (1-np) + R_m^{-np+1} R_s^{2np} M_{n_{12}} (1+np) + R_2^{np+1} (M_{n_{22}} (1-np) - M_{n_{12}} (1-np)) + \\ R_2^{-np+1} R_s^{2np} (M_{n_{22}} (1+np) - M_{n_{12}} (1+np)) + R_1^{np+1} (M_{n_{32}} (1-np) - M_{n_{22}} (1-np)) + \\ R_1^{-np+1} R_s^{2np} (M_{n_{32}} (1+np) - M_{n_{22}} (1+np)) - 2M_{n_{32}} R_r^{np+1} \end{array} \right] \quad (I.42)$$

$$\gamma_{32} = \frac{1}{2n(R_s^{2np} - R_r^{2np})} \left[ \begin{array}{l} R_m^{np+1} R_r^{2np} M_{n_{12}} (1-np) + R_m^{-np+1} R_s^{2np} R_r^{2np} M_{n_{12}} (1+np) + R_2^{np+1} R_r^{2np} (M_{n_{22}} (1-np) - M_{n_{12}} (1-np)) + \\ R_2^{-np+1} R_s^{2np} R_r^{2np} (M_{n_{22}} (1+np) - M_{n_{12}} (1+np)) + R_1^{np+1} R_r^{2np} (M_{n_{32}} (1-np) - M_{n_{22}} (1-np)) + \\ R_1^{-np+1} R_r^{2np} R_s^{2np} (M_{n_{32}} (1+np) - M_{n_{22}} (1+np)) - 2M_{n_{32}} R_r^{np+1} R_s^{2np} \end{array} \right] \quad (I.43)$$

Ainsi, le potentiel vecteur en fonction des éléments ' $B_{r_{12}}$ ', ' $B_{r_{22}}$ ' et ' $B_{r_{32}}$ ' de l'aimant de la même colonne à un rayon  $r = R_s$  est donné par l'équation (I.44):

$$A_{I_{12}}(R_s, 0) = \sum_{n=\text{impair}}^{Nh} \frac{1}{n} \frac{R_s^{np}}{(R_s^{2np} - R_r^{2np})} * \left[ \begin{array}{l} \left( R_m^{np+1} M_{n_{12}}(1-np) + R_m^{-np+1} R_r^{2np} M_{n_{12}}(1+np) + R_1^{np+1} (M_{n_{22}}(1-np) - M_{n_{12}}(1-np)) + \right. \\ \left. R_1^{-np+1} R_r^{2np} (M_{n_{22}}(1+np) - M_{n_{12}}(1+np)) + R_2^{np+1} (M_{n_{32}}(1-np) - M_{n_{22}}(1-np)) + \right. \\ \left. R_2^{-np+1} R_r^{2np} (M_{n_{32}}(1+np) - M_{n_{22}}(1+np)) - 2M_{n_{32}} R_r^{np+1} \right) \sin(np(\theta - 0)) \end{array} \right] \quad (\text{I.44})$$

Sur les mêmes principes la contribution des éléments ‘ $B'_{n_{12}}$ ’, ‘ $B'_{n_{22}}$ ’ et ‘ $B'_{n_{32}}$ ’ de l’aimant du pôle sud dans le potentiel vecteur de l’entrefer s’exprime par (I.45) :

$$A'_{I_{12}}(R_s, 0) = \sum_{n=\text{impair}}^{Nh} \frac{1}{n} \frac{R_s^{np}}{(R_s^{2np} - R_r^{2np})} * \left[ \begin{array}{l} \left( R_m^{np+1} M'_{n_{12}}(1-np) + R_m^{-np+1} R_r^{2np} M'_{n_{12}}(1+np) + R_1^{np+1} (M'_{n_{22}}(1-np) - M'_{n_{12}}(1-np)) + \right. \\ \left. R_1^{-np+1} R_r^{2np} (M'_{n_{22}}(1+np) - M'_{n_{12}}(1+np)) + R_2^{np+1} (M'_{n_{32}}(1-np) - M'_{n_{22}}(1-np)) + \right. \\ \left. R_2^{-np+1} R_r^{2np} (M'_{n_{32}}(1+np) - M'_{n_{22}}(1+np)) - 2M'_{n_{32}} R_r^{np+1} \right) \sin(np(\theta - \frac{\pi}{p})) \end{array} \right] \quad (\text{I.45})$$

où

$$M'_{n_{12}} = \frac{2B'_{n_{12}}}{(1-np)^2 \pi} \sin(\frac{n\alpha_p \pi}{6}) \quad (\text{I.46})$$

Le potentiel vecteur total de l’entrefer est donc la somme des contributions de tous les éléments de l’aimant nord et l’aimant sud et peut être exprimé par:

$$A_{I_{total}}(R_s, 0) = (A_{I_{11}} + A_{I_{12}} + A_{I_{13}}) + (A'_{I_{11}} + A'_{I_{12}} + A'_{I_{13}}) \quad (\text{I.47})$$

$$A_{I_{total}}(R_s, 0) = \sum_{n=\text{impair}}^{Nh} \frac{1}{n} \frac{R_s^{np}}{(R_s^{2np} - R_r^{2np})} * \left\{ \begin{array}{l} \left[ \begin{array}{l} \left( R_m^{np+1} M_{n_{11}}(1-np) + R_m^{-np+1} R_r^{2np} M_{n_{11}}(1+np) + R_1^{np+1} (M_{n_{21}}(1-np) - M_{n_{11}}(1-np)) + \right. \\ \left. R_1^{-np+1} R_r^{2np} (M_{n_{21}}(1+np) - M_{n_{11}}(1+np)) + R_2^{np+1} (M_{n_{31}}(1-np) - M_{n_{21}}(1-np)) + \right. \\ \left. R_2^{-np+1} R_r^{2np} (M_{n_{31}}(1+np) - M_{n_{21}}(1+np)) - 2M_{n_{31}} R_r^{np+1} \right) \sin(np(\theta + \frac{\alpha_p \pi}{3p})) \end{array} \right] + \\ \left[ \begin{array}{l} \left( R_m^{np+1} M_{n_{12}}(1-np) + R_m^{-np+1} R_r^{2np} M_{n_{12}}(1+np) + R_1^{np+1} (M_{n_{22}}(1-np) - M_{n_{12}}(1-np)) + \right. \\ \left. R_1^{-np+1} R_r^{2np} (M_{n_{22}}(1+np) - M_{n_{12}}(1+np)) + R_2^{np+1} (M_{n_{32}}(1-np) - M_{n_{22}}(1-np)) + \right. \\ \left. R_2^{-np+1} R_r^{2np} (M_{n_{32}}(1+np) - M_{n_{22}}(1+np)) - 2M_{n_{32}} R_r^{np+1} \right) \sin(np(\theta - 0)) \end{array} \right] + \\ \left[ \begin{array}{l} \left( R_m^{np+1} M_{n_{13}}(1-np) + R_m^{-np+1} R_r^{2np} M_{n_{13}}(1+np) + R_1^{np+1} (M_{n_{23}}(1-np) - M_{n_{13}}(1-np)) + \right. \\ \left. R_1^{-np+1} R_r^{2np} (M_{n_{23}}(1+np) - M_{n_{13}}(1+np)) + R_2^{np+1} (M_{n_{33}}(1-np) - M_{n_{23}}(1-np)) + \right. \\ \left. R_2^{-np+1} R_r^{2np} (M_{n_{33}}(1+np) - M_{n_{23}}(1+np)) - 2M_{n_{33}} R_r^{np+1} \right) \sin(np(\theta - \frac{\alpha_p \pi}{3p})) \end{array} \right] + \\ \left[ \begin{array}{l} \left( R_m^{np+1} M'_{n_{11}}(1-np) + R_m^{-np+1} R_r^{2np} M'_{n_{11}}(1+np) + R_1^{np+1} (M'_{n_{21}}(1-np) - M'_{n_{11}}(1-np)) + \right. \\ \left. R_1^{-np+1} R_r^{2np} (M'_{n_{21}}(1+np) - M'_{n_{11}}(1+np)) + R_2^{np+1} (M'_{n_{31}}(1-np) - M'_{n_{21}}(1-np)) + \right. \\ \left. R_2^{-np+1} R_r^{2np} (M'_{n_{31}}(1+np) - M'_{n_{21}}(1+np)) - 2M'_{n_{31}} R_r^{np+1} \right) \sin(np(\theta - \frac{\pi}{p} + \frac{\alpha_p \pi}{3p})) \end{array} \right] + \\ \left[ \begin{array}{l} \left( R_m^{np+1} M'_{n_{12}}(1-np) + R_m^{-np+1} R_r^{2np} M'_{n_{12}}(1+np) + R_1^{np+1} (M'_{n_{22}}(1-np) - M'_{n_{12}}(1-np)) + \right. \\ \left. R_1^{-np+1} R_r^{2np} (M'_{n_{22}}(1+np) - M'_{n_{12}}(1+np)) + R_2^{np+1} (M'_{n_{32}}(1-np) - M'_{n_{22}}(1-np)) + \right. \\ \left. R_2^{-np+1} R_r^{2np} (M'_{n_{32}}(1+np) - M'_{n_{22}}(1+np)) - 2M'_{n_{32}} R_r^{np+1} \right) \sin(np(\theta - \frac{\pi}{p})) \end{array} \right] + \\ \left[ \begin{array}{l} \left( R_m^{np+1} M'_{n_{13}}(1-np) + R_m^{-np+1} R_r^{2np} M'_{n_{13}}(1+np) + R_1^{np+1} (M'_{n_{23}}(1-np) - M'_{n_{13}}(1-np)) + \right. \\ \left. R_1^{-np+1} R_r^{2np} (M'_{n_{23}}(1+np) - M'_{n_{13}}(1+np)) + R_2^{np+1} (M'_{n_{33}}(1-np) - M'_{n_{23}}(1-np)) + \right. \\ \left. R_2^{-np+1} R_r^{2np} (M'_{n_{33}}(1+np) - M'_{n_{23}}(1+np)) - 2M'_{n_{33}} R_r^{np+1} \right) \sin(np(\theta - \frac{\pi}{p} - \frac{\alpha_p \pi}{3p})) \end{array} \right] \end{array} \right\} \quad (\text{I.48})$$

Est donc l'expression du potentiel vecteur produit dans l'entrefer par une paire de pôle d'aimants permanents segmenté chacun en 9 éléments. Pour une machine multi-pôles, les contributions des autres pôles peuvent être ajoutés dans le expression ci-dessus en prenant en compte leur déphasage angulaire par apport au pôle de référence (ici le pôle nord a été choisi comme référence).



# Annexe II

Dans ce annexe nous présenterons les caractéristiques principaux des machines (MSAP en test), la machine courant continu à aimants (MCC) et de capteur de position : résolveur.

## La machine synchrone à aimants permanents (en test)

Tableau II-1

Couple nominal ( $M_n$ )	3,2 Nm
Courant nominal ( $I_n$ )	6,2 A
FEM induit ( $K_e$ ), entre phase	33 V/1000 tr/mn
Couple maximale ( $M_{max}$ )	16,8 Nm
Courant maximale ( $I_{max}$ )	33 A
Vitesse nominale ( $N_n$ )	3000 tr/mn
Vitesse maximale ( $N_{max}$ )	6000 tr/mn
Inertie (J)	1,8 kgcm <sup>2</sup>
Résistance des bobines (R), entre phase	0,8 $\Omega$
Inductance des bobines (L), entre phase	3,2 mH
Poids (M)	5,6 kg

## La machine courant continu à aimants

Tableau II-2

Type	Paravex
Couple nominal	2,9 Nm
Courant nominal	8,3 A
Tension nominale	118 V
Vitesse nominale	2800 tr/mn
Tachy	6 mV/tr/mn

## Capteur de position : Résolveur (type sans balais)

Tableau II-3

Bobinage primaire	Rotor
Tension de alimentation	4 V <sub>rms</sub>
Fréquence de signal primaire	7 kHz (max)
Courant au primaire	29,75 mA
Rapport de transformation	0,52
Résistance rotorique	21 $\Omega$
Résistance statorique	74 $\Omega$





# Annexe III

## Caractéristiques de la carte DSPACE (DS1104)

La carte de contrôle DS1104 est spécialement conçue pour le développement d'un contrôleur multi-niveaux à haute vitesse destiné à divers domaines d'applications. C'est un système de contrôle en temps réel complet avec un processeur du type '603 Power PC floating point processor, 250MHz'. Pour les utilisations avancées des entrées/sorties, la carte dispose un sous système DSP esclave (Slave DSP) pour assurer l'acquisition des mesures et génération des signaux PWM. Le cœur de ce sous système est un DSP TMS320F240 de chez Texas Instruments.

La carte de contrôle DS1104 peut être programmée directement en utilisant MATLAB/SIMULINK ou le langage C. Un boîtier de connexion (figure III.1) donne un accès facile à tous les signaux de entrées/sorties à travers des câbles BNC. Les systèmes externes peuvent être connectés ou déconnectés sans soudage desdits connecteurs. Ceci simplifie la mise en place du système et la réalisation des tests. La carte DS1104 est normalement insérée dans un emplacement PCI d'un PC. Un descriptif des caractéristiques fournies par la carte DS1104 est montré dans le tableau III.1 :

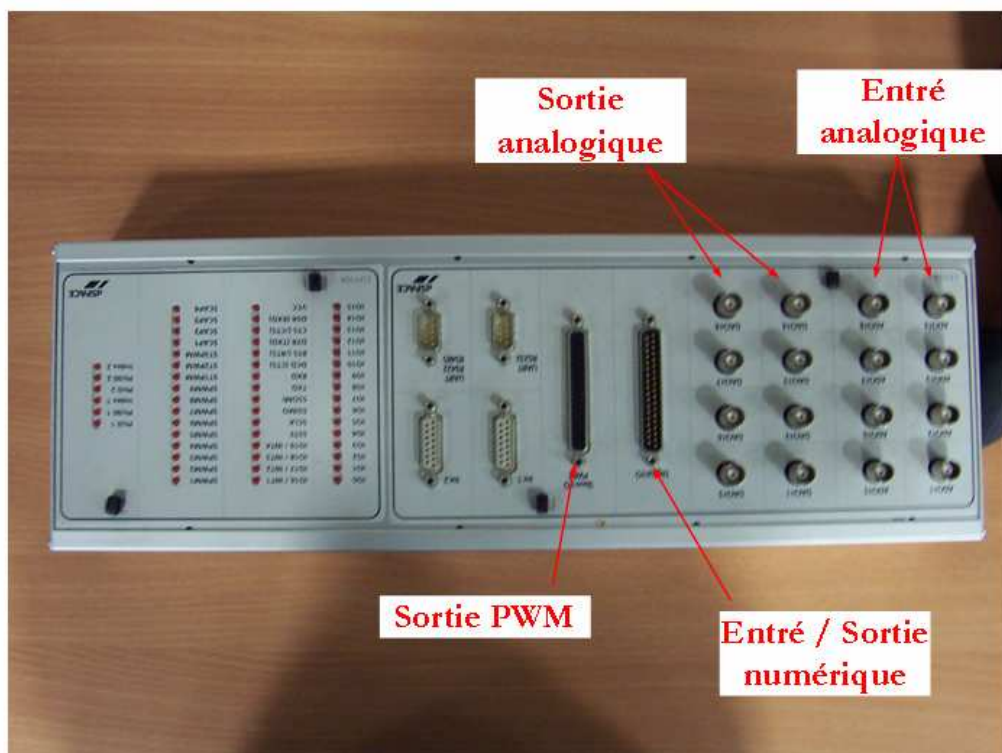


Figure III.1: Boîtier de connexion de la carte DS1104

**Tableau III.1** : Spécifications techniques de la carte DS1104

Fabricant	dSpace GmbH Technologiepark 25, 33100 Paderborn Germany
Processeur	<ul style="list-style-type: none"> <li>▪ MPC 8240 with PPC630e core and on chip peripherals</li> <li>▪ 64-bit floating point processor</li> <li>▪ 250 MHz CPU</li> </ul>
Mémoire	<ul style="list-style-type: none"> <li>▪ Global memory : 32MB SDRAM</li> <li>▪ Flash memory : 8MB</li> </ul>
ADC (Entrée analogique)	<ul style="list-style-type: none"> <li>▪ 4 multiplexed channels, 16-bit resolution, 2 <math>\mu</math>s conversion time</li> <li>▪ 4 A/D channels, 12-bit resolution, 800 ns conversion time</li> </ul>
DAC (Sortie analogique)	<ul style="list-style-type: none"> <li>▪ 8 D/A channels, 16-bit resolution, 10 <math>\mu</math>s max. settling time</li> </ul>
Entré/Sortie numérique E/S	<ul style="list-style-type: none"> <li>▪ 20-bit digital I/O (bit selectable direction)</li> </ul>
Interface codeur incrémental	<ul style="list-style-type: none"> <li>▪ 2 channels</li> <li>▪ Single ended TTL or differential RS422 input</li> <li>▪ Max. 1.65 MHz input frequency</li> <li>▪ 24-bit loadable position counter</li> </ul>
Port série	<ul style="list-style-type: none"> <li>▪ Serial UART (RS232, RS485 and RS422)</li> </ul>
DSP esclave	<ul style="list-style-type: none"> <li>▪ Texas Instruments TMS320F240 DSP</li> <li>▪ 20 MHz clock frequency</li> <li>▪ 1 x 3-phase PWM output</li> <li>▪ 4 x 1-phase PWM output</li> </ul>

La carte DS1104 se compose d'un microprocesseur principal (PPC) 'Power PC 603<sup>e</sup>', un contrôleur de interruption, un contrôleur synchrone DRAM, une série des registres d'horloge et une place de emplacement PCI. Le processeur principal contrôle les entrées/sorties analogiques, les entrées/sorties numériques et l'interface du codeur incrémental.

Les entrées analogiques convertissent les signaux analogiques en numériques et les sorties analogique transforment les données discrètes en analogiques. L'interface du codeur incrémental fonctionne à une fréquence de 1,65MHz (c-à-d il peut mesurer 1650000 lignes par second). L'interface série de la carte DS1104 contient un récepteur et un émetteur du type asynchrone pour les liaisons avec les systèmes externes. Le processeur PPC dispose également d'une caractéristique pour synchroniser les entrées/sorties analogiques et numériques ainsi que l'interface du codeur incrémental. Les divers registres d'horloge et interruptions peuvent être utilisés pour le contrôle d'un système complexe.

Le bloc (1 x 3 phase PWM) du DSP esclave génère les signaux PWM. Ces derniers sont des signaux avec une fréquence et une amplitude fixes et une largeur variable. La largeur de la PWM dépend du signal modulant. Comme la fréquence de la PWM est très élevée par rapport à la modulante ; l'énergie transférée dépend largement du signal modulant. Le bloc PWM donne aussi une possibilité d'entrer un temps mort pour commander les interrupteurs.

La figure III.2 montre le schéma bloc de la carte DS1104, avec les caractéristiques des contrôleurs, principal et esclave.

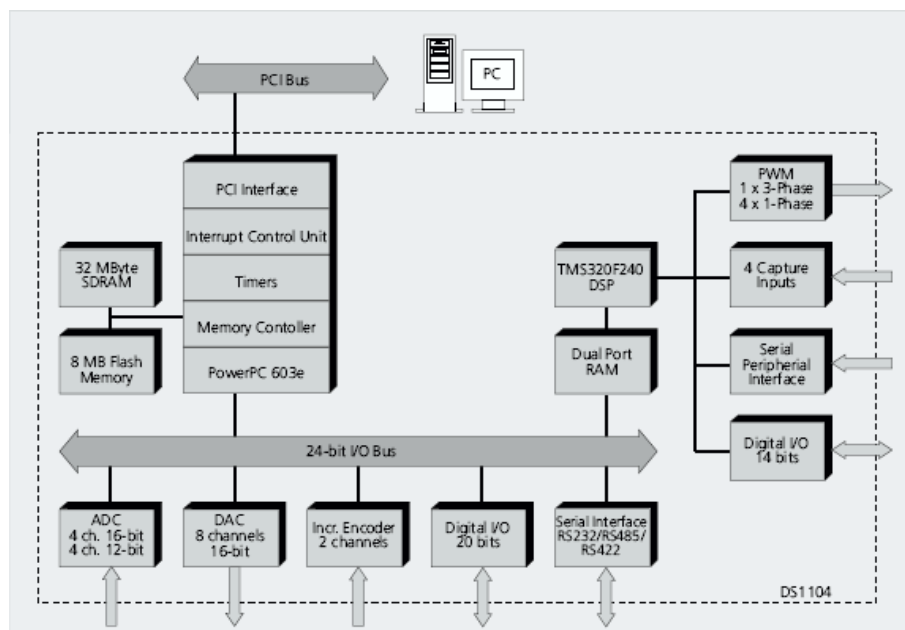


Figure III.2: Schéma bloc du module DSPACE



# Références bibliographiques

- [Abd 05] A.A. Abdallah, J. Regnier, J. Faucher, B. Dagues, , “Simulation of Internal Faults in Permanent Magnet Synchronous Machines”, *International Conference on Power Electronics and Drives Systems* , Vol 2, pp. 1390 - 1395, Nov. 2005.
- [All 02] J. M. Aller, T. G. Habetler, R. G. Harley, R. M. Tallam, S. B. Lee, “Sensorless speed measurement of AC machines using Analytic Wavelet Transform”, *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 38, No. 5, pp. 1344-1350, 2002.
- [Ark 05] M. Arkan, D. K. Perovic, P. J. Unsworth, “Modelling and simulation of induction motors with inter-turn faults for diagnosis”, *Journal of Electric Power Systems Research*, Vol. 75, Issue 1, pp. 57-66. July 2005.
- [Awa 05] M. A. Awadallah, M. M. Morcos, S. Gopalakrishnan, T. W. Nehl, “A Neuro-Fuzzy Approach to Automatic Diagnosis and Location of Stator Inter-Turn Faults in CSI-Fed PM Brushless DC Motors”, *IEEE Transactions on Energy Conversion*, Vol. 20, No. 2, pp. 253 – 259, Jun 2005.
- [Awa 06] M. A. Awadallah, M. M. Morcos, S. Gopalakrishnan, T. W. Nehl, “Detection of Stator Short Circuits in VSI-Fed Brushless DC Motors Using Wavelet Transform”, *IEEE Transactions on Energy Conversion*, Vol. 21, Issue 1, pp. 1-8, Mar. 2006.
- [Bac 06] S. Bachir, S. Tnani, J. C. Trigeassou, G. Champenois, “Diagnosis by parameter estimation of stator and rotor faults occurring in induction machines”, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 53, Issue 3, pp. 963 – 972, Jun. 2006.
- [Bar 00] S. Barker, “Avoiding premature bearing failure with inverter fed induction motors”, *Power Engineering Journal*, Vol. 14, Issue 4, pp. 182-189, Aug. 2000.
- [Bas 94] P. Bastard, P. Bertrand, M. Meunier, “A transformer model for winding fault studies”, *IEEE Transactions on Power Delivery*, Vol. 9, Issue 2, pp. 690 – 699, Apr. 1994.
- [Ben 99a] M. E. H. Benbouzid, M. Vieira, C. Theys, “Induction motors faults detection and localisation using stator current advanced signal processing techniques”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 14, Issue 1, pp. 14-22, Jan. 1999.
- [Ben 99b] M. E. H. Benbouzid, “Bibliography on induction motors faults detection and diagnosis”, *IEEE Transactions on Energy Conversion*, Vol. 14, Issue 4, pp.1065-1074, Dec. 1999.

- [Ben 00] M. E. H. Benbouzid, "A review of induction motors signature analysis as a medium for faults detection", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 47, Issue 5, pp. 984-993, Oct. 2000.
- [Ben 02] M. E. H. Benbouzid, G. B. Kliman, "What stator current processing-based technique to use for induction motor rotor faults diagnosis?", *IEEE Transactions on Energy Conversion*, Vol. 18, No. 2, pp. 238-244, Aug. 2002.
- [Ben 05] M. Benammar, L. Ben-Brahim, M. A. Alhamadi, "A High Precision Resolver-to-DC Converter", *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, Vol. 54, No. 6, pp. 2289 – 2296, Dec. 2005.
- [Bri 05] F. Briz, M.W. Degner, P. Garcia, A.B. Dicz, "Induction machine diagnostics using zero sequence component", *14<sup>th</sup> IAS Annual Meeting, Industry Applications Conference*, Vol. 1, pp. 34 – 41, Oct. 2005.
- [Bur 06] R. P. Burgos, P. Kshirsagar, A. Lidozzi, F. Wang, D. Boroyevich, "Mathematical Model and Control Design for Sensorless Vector Control of Permanent Magnet Synchronous Machines", *IEEE COMPEL Workshop, Rensselaer Polytechnic Institute, Troy, NY, USA*, pp. 76 – 82, Jul. 2006.
- [Car 99] A. J. M. Cardoso, S. M. A. Cruz, and 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, pp. 595–598, Sept. 1999.
- [Cas 98] M. A. Cash, T. G. Habetler, and G. B. Kliman, "Insulation failure prediction in AC machines using line-neutral voltages", *IEEE Transactions Industry Applications*, Vol. 34, no. 6, pp. 1234-1239, Nov. - Dec., 1998.
- [Cru 01] S. M. A. Cruz, A. J. M Cardoso, "Stator winding fault diagnosis in three-phase synchronous and asynchronous motors, by the Extended Park's Vector Approach", *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 37, No. 5, pp. 1227 – 1233, Sept./Oct. 2001.
- [Dai 05] M. Dai, A. Keyhani, T. Sebastian, "Fault Analysis of a PM Brushless DC Motor Using Finite Element Method", *IEEE Transactions on Energy Conversion*, Vol. 20, Issue 1, pp. 1-6, Mar 2005.
- [Dor 97] D.G. Dorrell, W.T. Thomson, S. Roach, "Analysis of airgap flux, current, and vibration signals as a function of the combination of static and dynamic airgap eccentricity in 3-phase induction motors", *IEEE Transactions. on Industry Applications*, Vol. 33, Issue 1, pp. 24 – 34, Jan.-Feb. 1997.

- [Esp 99] C. Espanet, “Modélisation et conception optimale de moteurs sans balais a structure inversée application au moteur-roue”, Thèse de doctorat, *Université de Franche-Comté, France, 1999.*
- [Fra 07] P. Francois, I. G. Burrel, H. Ben Ahmed, L. Prevond, B. Multon, “3D Analytical Model for a Tubular Linear Induction Generator in a Stirling cogeneration system”, *IEEE International Electrical Machines and Drives Conference*, pp. 392 – 397, May 2007.
- [Gar 98a] A. M. Garcia, T. A. Lipo, D. W. Novotny, “A New Induction Motor V/f Control Method Capable of High-Performance Regulation at Low Speeds”, *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 34, No 4, pp. 813 – 821, Jul./Aug. 1998.
- [Gar 04b] P. Garcia, F. Briz, M.W. Degner, A.B. Diez, “Diagnostics of induction machines using the zero sequence voltage”, *39th IAS Annual Meeting, IEEE Conference Record on Industry Applications*, Vol. 2, pp. 735 – 742, Oct. 2004.
- [Gay 95] A. Gaylard, A. Meyer, C. Landy, “Acoustic evaluation of faults in electrical machines”, *7<sup>th</sup> International Conference on Electrical Machines and Drives*, pp. 147 - 150. Sep 1995.
- [Ger 05] C. Gerada, K. Bradley, and M. Sumner, “Winding turn-to-turn faults in permanent magnet synchronous machine drives”, *IEEE Conf. on Industrial Applications*, vol. 2, pp. 1029- 1036, Oct. 2005.
- [Gie 02] J. F. Gieras, M. Wing, “Permanent magnet motor technology, Design and applications, Second edition”, *Marcel Dekker, Inc. , ISBN 0-8247-0739-7*, pp. 169 - 213, 2002.
- [Han 90a] D.C. Hanselman, “Resolver signal requirements for high accuracy resolver-to-digital conversion”, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 37, Issue 6, pp. 556 – 561, Dec. 1990.
- [Han 91b] D.C. Hanselman, “Techniques for improving resolver-to-digital conversion accuracy”, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 38, Issue 6, pp. 501 – 504, Dec. 1991.
- [Har 98] L. Harnefors, H. P. Nee, “Model based current control of AC machines using the internal model control method”, *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 34, Issue 1, pp. 133 – 141, Jan – Feb. 1998.
- [Hsu 94] J.S. Hsu, J. Stein, “Shaft signals of salient-pole synchronous machines for eccentricity and shorted-field-coil detections”, *IEEE Transactions on Energy Conversion*, Vol. 9, Issue 3, pp. 572 – 578, Sept. 1994.

- [Hsu 95] J.S. Hsu, "Monitoring of defects in induction motors through air-gap torque observation", *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 31, No. 5, pp. 1016-1021, Sept./Oct. 1995.
- [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.
- [Kan 05] Y. Kano, T. Kosaka, N. Matsui, "Simple Nonlinear Magnetic Analysis for permanent-magnet motors", *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 41, No. 5, pp. 1205 – 1213, Oct. 2005.
- [Ker 92] I. Kerszenbaum, "Shaft currents in electric machines fed by solid-state drives", *IEEE Conference on Industrial and Commercial Power Systems, Pittsburgh-PA, USA*, pp. 71-79, May 1992.
- [Kia 07] M. Kiani, W. J. Lee, R. Kenarangui, B. Fahimi, "Frequency Domain Methods for Detection of Rotor Faults in Synchronous Machines under No-Load Condition", *39<sup>th</sup> North American Power Symposium, NAPS, USA*, pp. 31-36, Sep. 2007.
- [Kli 96] G. B. Kliman, W. J. Premerlani, R. A. Koegl, and D. Hoeweler, "A new approach to on-line fault detection in AC motors", in *Proc. IEEE Industry Applications Society Annual Meeting Conference, San Diego, CA*, pp. 687–693, 1996.
- [Kli 97] G. B. Kliman, W.J. Premerlani, B. Yazici, R.A. Koegl, J. Mazereeuw, "Sensorless, online motor diagnostics", *IEEE Computer Applications in Power*, Vol. 10, Issue 2, pp. 39 – 43, April 1997.
- [Kli 04] G. B. Kliman, S. B. Lee, M.R. Shah, R.M. Lusted, N.K. Nair, "A new method for synchronous generator core quality evaluation", *IEEE Transaction on Energy Conversion*, Vol. 19, Issue 3, pp. 576 – 582, Sept. 2004.
- [Kok 00] J. M. Kokernak D. A. Torrey, "Magnetic Circuit Model for the Mutually Coupled Switched-Reluctance Machine", *IEEE Transaction on Magnetics*, Vol. 36, No 2, pp. 500 – 507, Mar. 2000.
- [Lee 05] S.B. Lee, G.B. Kliman, M.R. Shah, N.K. Nair, R.M. Lusted, "An iron core probe based interlaminar core fault detection technique for generator stator cores", *IEEE Transactions on Energy Conversion*, Vol. 20, Issue 2, pp. 344-351, Jun. 2005.
- [Liu 06] L. Liu, "Robust fault detection and diagnosis for permanent magnet synchronous motors", PhD dissertation, *College of Engineering, The Florida State University, USA*, 2006.



- [Mil 94a] T. J.E. Miller, J.R. Hendershot, “Design of brushless permanent magnet motors”, *Magna Physics Publications and Oxford Press, ISBN 1-881855-03-1, pp- 4.1 – 4.33, 1994.*
- [Mil 96b] P. Milanfar, J.H. Lang, “Monitoring the thermal condition of permanent-magnet synchronous motors”, *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, Vol. 32, Issue 4, pp. 1421 – 1429, Oct. 1996.*
- [Moh 01a] N. Mohan, “Advanced electric drives, Analysis Control and Modeling using Simulink<sup>®</sup>”, *Mnpere Pub. , ISBN 0-9715292-0-5, pp. 9.1 – 9.15, 2001.*
- [Moh 06b] O. A. Mohammed, S. Liu, Z. Liu, “Physical Modeling of PM Synchronous Machine with Short Circuit Winding Faults Based on Circuit-Field Coupled FE Analysis”, *International Conference on Electric Machines, CD book, Paper no 684, Oct. 2006.*
- [Mos 00] O. Moseler, R. Isermann, “Application of Model-Based Fault Detection to a Brushless DC Motor”, *IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 47, Issue 5, pp. 1015 – 1020, Oct. 2000.*
- [Nak 98] K. Nakamura, K. Kimura, O. Ichinokura, “Electromagnetic and motion-coupled analysis for switched reluctance motor based on reluctance network analysis”, *Journal of Magnetism and Magnet Materials, Vol. 290-291, No 2, pp. 1309 – 1312, Apr. 2005.*
- [Nan 98] S. Nandi, H.A. Toliyat, “Detection of rotor slot and other eccentricity related harmonics in a three phase induction motor with different rotor cages”, *International Conference on Power Electronic Drives and Energy Systems for Industrial Growth, Vol. 1, pp. 135-140, Dec. 1998.*
- [Nan 05] S. Nandi, H.A. Toliyat, Li. Xiaodong, “Condition monitoring and fault diagnosis of electrical motors-a review”, *IEEE Transactions on Energy Conversion, Vol. 20, Issue 4, pp. 719-729, Dec. 2005.*
- [Neg 01] M. Negrea, M. Rosu, “Thermal analysis of a large permanent magnet synchronous motor for different permanent magnet rotor configurations”, *IEEE International Electric Machines and Drives Conference, IEMDC, pp. 777 – 781, 2001.*
- [Ont 06] P. M. Ontto, “Modeling and Reduction of Shaft Voltages in AC Motors Fed by Frequency Converters”, PhD dissertation, *Power Electronics Laboratory, Helsinki University of Technology, Finland, 2006.*
- [Ost 89] V. Ostovic, “Dynamics of saturated electric machines”, *Springer, ISBN-10-0387970797, pp. 6 - 136, 1989.*

- [Per 02] J. Perho, “Reluctance network for analysing induction machines”, PhD dissertation, *Helsinki University of Technology, Laboratory of Electromechanics, Finland, 2002.*
- [Pil 90] P. Pillay, R. Krishnan, “Control characteristics and speed controller design for a high performance permanent synchronous motor drive”, *IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 5, No. 2, pp. 151 – 158, Apr. 1990.*
- [Pin 04] M. Pinard, “Commande électronique des moteurs électrique”, *Dunod , ISBN 2 10 005326 4, pp. 53 - 70, 2004.*
- [Pol 03] H. Polinder, J. G. Sloopweg, M. J. Hoeijmakers, J. C. Compter, “Modeling of a linear PM machine including magnetic saturation and end effects: Maximum force-to-current ratio”, *IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 39, No. 6, pp. 1681 – 1688, Nov. – Dec. 2003.*
- [Q. Liu 00] X. Q. Liu, H. Y. Zhang, J. Liu, J. Yang, “Fault Detection and Diagnosis of Permanent-Magnet DC Motor Based on Parameter Estimation and Neural Network”, *IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 47, No. 5, pp. 1021 – 1030, Oct. 2000.*
- [Rab 96] R. Rabinovici, “Magnetic Field Analysis of Permanent Magnet Motors”, *IEEE Transactions on Magnetics, Vol.32, Issue 1, pp. 265 – 269, Jan. 1996.*
- [Raj 06] S. Rajagopalan, “Detection of rotor and load faults in brushless dc motors operating under stationary and non-stationary conditions”, PhD dissertation, *School of Electrical and Computer Engineering, Georgia Institute of Technology, USA, 2006.*
- [Ram 07a] T. Raminosa, J. A. Farooq, A. Djerdir, A. Miraoui, “Reluctance Network Modeling of Surface Permanent Magnet Motor Considering Iron Nonlinearities”, *Proceedings of 16th International Conference on the Computation of Electromagnetic Fields, June 24-28, Germany 2007.*
- [Ram 01b] J. Ramirez-Nino, A. Pascacio, “Detecting interturn short circuits in rotor windings”, *IEEE Computer Applications in Power, Vol. 14, Issue 4, pp. 39 – 42, Oct. 2001.*
- [Ras 97] C. B. Rasmussen, E. Ritchie, “A magnetic equivalent circuit approach for predicting PM motor performance”, *IEEE Industry Application Society, Annual meeting, pp. 10 – 17, Oct. 1997.*
- [Rie 08] A. Rienstra, J. Hall, “Applying acoustic vibration monitoring to predictive maintenance”, Available on web at:  
<http://www.maintenanceworld.com/Articles/rienstraA/ultrasonic.pdf>.

- [Ril 99] C. M. Riley, B. K. Lin, T. G. Habetler, and Gerald B. Kliman, “Stator current harmonics and their causal vibrations: a preliminary investigation of sensorless vibration monitoring applications”, *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 35, No. 1, pp. 94-99, Jan./Feb. 1999.
- [Roi 98a] H. Roisse, “Contribution à la modélisation des systèmes électrotechniques par la méthode des réseaux de perméance couples. Application aux machines synchrones à aimants permanents”, Thèse de doctorat, *Université de Lille, France*, 1998.
- [Roi 98b] H. Roisse, M. Hecquet, P. Brochet, “Simulations of synchronous machines using an electric-magnetic coupled network model”, *IEEE Transactions on Magnetics*, Vol. 34, Issue 5, pp. 3656-3659, Sep. 1998.
- [Roj 07] C. Rojas, M.G. Melero, M.F. Cabanas, J.M. Cano, G.A. Orcajo, F. Pedrayes, “Finite Element Model for the Study of Inter-Turn Short Circuits in Induction Motors”, *IEEE International Symposium on Diagnostics for Electric Machines, Power Electronics and Drives, SDEMPED*, pp. 415 – 419, Sept. 2007.
- [Ros 05] M. Rosu, J. Saitz, A. Arkkio, “Hysteresis Model for Finite-Element Analysis of Permanent-Magnet Demagnetization in a Large Synchronous Motor Under a Fault Condition”, *IEEE Transactions on Magnetics*, Vol. 41, No. 6, pp. 2118 – 2123, Jun. 2005.
- [Rou 07] W. Roux, R. G. Harley, T. G. Habetler, “Detecting Rotor Faults in Low Power Permanent Magnet Synchronous Machines”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 22, No. 1, pp. 322 – 328, Jan. 2007.
- [Sat 98] L. Satish, “Short-time Fourier and wavelet transforms for fault detection in power transformers during impulse tests”, *IEE Proceedings on Science, Measurement and Technology*, Vol. 145, Issue 2, pp. 77 – 84, Mar. 1998.
- [Sim 99] E. Simon, “Implementation of a Speed Field Oriented Control of 3-phase PMSM Motor using TMS320F240”, *Texas Instruments, Application report*, pp. 1 – 86, Sep. 1998.
- [Sta 01a] A. Stavrou, H.G. Sedding, J. Penman, “Current monitoring for detecting inter-turn short circuits in induction motors”, *IEEE Transactions on Energy Conversion*, Vol. 16, Issue 1, pp. 32-37, Mar. 2001.
- [Sta 00b] M. Staebler, “TMS320F240 DSP solution for obtaining resolver angular position and speed”, *Texas Instruments, Application report*, Feb. 2000.
- [Stu 07] M. Štulrajter, V. Hrabovcová, M. Franko, “Permanent magnets synchronous motor control theory”, *Journal of Electrical Engineering*, Vol. 58, No. 2, pp. 79 – 84, 2007.

- [Tal 02] R. M. Tallam, T. G. Habetler, R. G. Harley, “Transient Model for Induction Machines With Stator Winding Turn Faults”, *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 38, No. 3, pp. 632 – 637, May – Jun 2002.
- [Tal 03a] R.M. Tallam, S.B. Lee, G. Stone, G.B. Kliman, J. Yoo, T.G. Habetler, R.G. Harley, “A survey of methods for detection of stator related faults in induction machines”, *4th IEEE International Symposium on Diagnostics for Electric Machines, Power Electronics and Drives, SDEMPED*, pp. 35 – 46, 2003.
- [Tal 03b] R. M. Tallam, T. G. Habetler, and R. G. Harley, “Stator winding turn-fault detection for closed-loop induction motor drives”, *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 39, no. 3, pp. 720-724, May –Jun. 2003.
- [Tav 05] P.J. Tavner, A.F. Anderson, “Core faults in large generators”, *IEE Proceedings on Electric Power Applications*, Vol. 152, Issue 6, pp. 1427 – 1439, Nov. 2005.
- [Tho 01] W. T. Thomson, “On-line MCSA to diagnose shorted turns in low voltage stator windings of 3-phase induction motors prior to failure”, *IEEE International Conference on Electric Machines and Drives Conference, Cambridge-Massachusetts, USA*, pp. 891-898, Jun. 2001.
- [Thor 99] O.V. Thorsen, M. Dalva, “Failure identification and analysis for high-voltage induction motors in the petrochemical industry”, *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 35, Issue 4, pp.810 – 818, July-Aug. 1999.
- [Tom 03] A.O. Di Tommaso, R. Miceli, “A new high accuracy software based resolver-to-digital converter”, *IEEE Industrial Electronics Society, 29<sup>th</sup> Annual Conference, IECON*, Vol. 3, pp. 2435 – 24402, Nov. 2003.
- [Tru 02] F.C. Trutt, J. Sottile, J.L. Kohler, “Condition monitoring of induction motor stator windings using electrically excited vibrations”, *Conference Record of 37th IAS Annual Meeting on Industry Applications*, Vol. 4, pp. 2301 – 2305, Oct. 2002.
- [Vas 92] P. Vas, “Electrical machines and drives, A space vector theory approach”, *Oxford university press*, Vol 1, ISBN 0-19-859378-3, 1992.
- [Wan 00a] C. Wang, R. X Gao, “Sensor placement strategy for in-situ bearing defect detection”, *In Proc. of 17th IEEE Instrumentation and Measurement Technology Conference IMTC, Baltimore, USA*, Vol. 3, pp. 1463-1467, May 2000.
- [Wan 03b] X. Wang, Q. Li, S. Wang, Q. Li, “Analytical calculation of air-gap magnetic field distribution and instantaneous characteristics of brushless DC motors”, *IEEE Transactions Energy Conversion*, Vol. 18, Issue 3, pp. 424-432, Sep. 2003.

- [Wie 03] E. Wiedenbrug, G. Frey, J. Wilson, “Impulse testing as a predictive maintenance tool”, *4th IEEE International Symposium on Diagnostics for Electric Machines, Power Electronics and Drives, SDEMPED*, pp. 13 – 19, 2003.
- [Wies 98] R. S. Wieser, M. Schagginger, C. Kral, and F. Pirker, “The integration of machine fault detection into an indirect field oriented induction machine drive control scheme the Vienna monitoring method”, *IEEE Industry Applications Conference, 33rd IAS Annual Meeting, Vol. 1*, pp. 278 – 285, Oct. 1998.
- [Zhu 93a] Z. Q. Zhu, D. Howe, E. Bolte, B. Ackermann, “Instantaneous Magnetic Field Distribution in Brushless Permanent Magnet dc Motors, Part I: Open-circuit Field”, *IEEE Transactions on Magnetics, Vol.29, Issue 1*, pp. 124 – 135, Jan. 1993.
- [Zhu 93b] Z. Q. Zhu, D. Howe, “Instantaneous Magnetic Field Distribution in Brushless Permanent Magnet dc Motors Part 11: Armature-Reaction Field”, *IEEE Transactions on Magnetics, Vol.29, Issue 1*, pp. 136 – 142, Jan. 1993.
- [Zhu 02] Z. Q. Zhu, D. Howe, C. C. Chan, “Improved analytical model for predicting the magnetic field distribution in brushless permanent magnet machines”, *IEEE Transactions on Magnetics, Vol.38, Issue 1*, pp. 229 – 238, Jan. 2002.

## Productions scientifiques de la thèse

### Reuves internationales avec comité de lecture :

- [R1] J. Farooq, S. Srairi, A. Djerdir, A. Miraoui, “Use of permeance network method in the demagnetization phenomenon modeling in a permanent magnet motor”, *IEEE. Transactions on Magnetics, Vol 42, pp 1295-1298, Apr. 2006.*
- [R2] J. A. Farooq, A. Djerdir, A. Miraoui, “An analytical modeling approach to detect magnet defects in permanent magnet brushless motors”, *IEEE. Transactions on Magnetics, Vol 44, Issue 12, pp 4599 – 4604, Dec. 2008.*
- [R3] J. A. Farooq, T. Raminosa, A. Djerdir, A. Miraoui, “Modelling and simulation of stator winding inter turn faults in permanent magnet synchronous motors”, *COMPEL Journal Vol. 27, Issue 4, pp 887-896, 2008.*
- [R4] T. Raminosa, J. A. Farooq, A. Djerdir, and A. Miraoui, “Reluctance Network Modelling of Surface Permanent Magnet Motor Considering Iron Nonlinearities”, *ECM ELSEVIER (accepté pour la publication).*
- [R5] J. A. Farooq, A. Djerdir, A. Miraoui, “Identification of demagnetization faults in permanent magnet machines by reluctance networks”, *COMPEL Journal, (deuxième revision).*

### Communications internationales avec comité de lecture et actes :

- [C1] J. A. Farooq, A. Djerdir, A. Miraoui, “An inverse problem methodology to analyze demagnetization phenomenon in permanent magnet machines”, *Proceedings of the 12<sup>th</sup> IEEE Conference on Electromagnetic Field Computation – CEFC 2006, Miami, Florida-USA, 29-03, Digest-Book, pp.40, ISBN 1-4244-0319-7, Mai, 2006.*
- [C2] J. A. Farooq, A. Djerdir, El Bagdouri, A. Miraoui, “Locating demagnetization in permanent magnet machines by an inverse problem approach”, *Proceedings of the 9th Workshop on Optimization and Inverse Problems in Electromagnetism – OIPE’06, Sorrento-Italy, 13-15, pp. 51-52, ISBN 88 7146 733-7, Sep. 2006.*

- [C3] J. A. Farooq, A. Djerdir, A. Miraoui, "Measurement based identification of demagnetization fault in permanent magnet machine" , *Proceedings of the 16th IEEE Conference on Computation of Electromagnetic Fields – CompuMag 2007, Aachen, Germany, 24-28, Digest-Book, pp.1215-1216, July 2007.*
- [C4] T. Raminosa, J. A. Farooq, A. Djerdir, A. Miraoui, "Time stepping modeling of permanent magnet motor by reluctance network with saturation consideration", *Proceedings of the 16th IEEE Conference on Computation of Electromagnetic Fields – CompuMag 2007, Aachen, Germany, 24-28, Digest-Book, pp.771-772, July 2007.*
- [C5] S. Touati, J. A. Farooq, A. Djerdir, R. Ibtouen, A. Miraoui, O. Touhami, "Coupling boundary element and permeances network methods for modeling permanent magnet motors in automotive applications", *Proceedings of the 16th IEEE Conference on Computation of Electromagnetic Fields – CompuMag 2007, Aachen, Germany, 24-28, Digest-Book, pp.835-836, July 2007.*
- [C6] J. A. Farooq, A. Djerdir, A. Miraoui, "Modelling and simulation of stator winding faults in permanent magnet synchronous motors", *Proceedings of the 13th International Symposium on Electromagnetic Fields in Mechatronics, Prague, Czech Republic, 13-15, Digest-Book, pp.495-496, Sep. 2007.*
- [C7] J. A. Farooq, T. Raminosa, A. Djerdir, A. Miraoui, "Finite element analysis of stator winding faults in permanent magnet brushless AC motors", *Proceedings of IEEE International Magnetic Conference – Intermag, Madrid, Spain, 4-8 May 2008.*