



HAL
open science

Réseaux de reluctances et diagnostic des machines électriques

Nikola Jerance

► **To cite this version:**

Nikola Jerance. Réseaux de reluctances et diagnostic des machines électriques. Sciences de l'ingénieur [physics]. Institut National Polytechnique de Grenoble - INPG, 2002. Français. NNT: . tel-00480373

HAL Id: tel-00480373

<https://theses.hal.science/tel-00480373>

Submitted on 4 May 2010

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

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

INSTITUT NATIONAL POLYTECHNIQUE DE GRENOBLE

N° attribué par la bibliothèque

--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--

THESE

pour obtenir le grade de

DOCTEUR DE L'INSTITUT NATIONAL POLYTECHNIQUE DE GRENOBLE

Spécialité : Génie Electrique

préparée au **Laboratoire d'Electrotechnique de Grenoble**

dans le cadre de l'**Ecole Doctorale**

« **Electronique, Electrotechnique, Automatique, Télécommunications, Signal** »

présentée et soutenue publiquement

par

Nikola JERANCE

Ingénieur FTN (Faculté des sciences techniques) - Novi Sad (Yougoslavie)

le 14 Novembre 2002

Titre : Réseaux de reluctances et diagnostic des machines électriques

Responsables de thèse : **Jean-Pierre ROGNON**
 Albert FOGGIA
 Gilles ROSTAING

JURY

M. Hubert RAZIK	, Rapporteur et Président du jury
M. René LE DOEUFF	, Rapporteur
M. Jean-Pierre ROGNON	, Directeur de thèse
M. Albert FOGGIA	, Co-encadrant
M. Gilles ROSTAING	, Co-encadrant

JERANCE

2002

THE UNIVERSITY OF CHICAGO
LIBRARY

UNIVERSITY OF CHICAGO
LIBRARY

1954

UNIVERSITY OF CHICAGO
LIBRARY

UNIVERSITY OF CHICAGO LIBRARY

UNIVERSITY OF CHICAGO LIBRARY

UNIVERSITY OF CHICAGO LIBRARY

UNIVERSITY OF CHICAGO LIBRARY

UNIVERSITY OF CHICAGO LIBRARY

UNIVERSITY OF CHICAGO LIBRARY

UNIVERSITY OF CHICAGO LIBRARY

UNIVERSITY OF CHICAGO LIBRARY

UNIVERSITY OF CHICAGO LIBRARY

UNIVERSITY OF CHICAGO LIBRARY

UNIVERSITY OF CHICAGO LIBRARY

UNIVERSITY OF CHICAGO LIBRARY

REMERCIEMENTS

Je remercie M. Jean-Pierre Rognon, directeur du Laboratoire d'Electrotechnique de Grenoble et professeur à l'ENSIEG, pour m'avoir accueilli au sein du Laboratoire et pour avoir été mon directeur de thèse.

Je remercie M. Albert Foggia, professeur à l'ENSIEG, pour avoir été le co-encadrant de cette thèse et pour ses conseils précieux, pour le temps qu'il m'a consacré et pour ses remarques concernant la rédaction du mémoire.

Je remercie M. Gilles Rostaing, maître de conférences à l'ENSIEG, pour avoir été le co-encadrant de cette thèse et pour ses conseils précieux, pour l'aide qu'il m'a apportée lors des essais et de la rédaction du mémoire.

Je remercie également M. Hubert Razik, professeur à l'Université de Nancy, pour avoir accepté d'être rapporteur et président du jury, ainsi que pour ses remarques et pour ses questions intéressantes.

Je remercie M. René Le Doeuff, professeur à l'Université de Nantes, pour avoir accepté d'être rapporteur, ainsi que pour ses remarques dans le rapport.

Je tiens à remercier les gens qui ont participé dans le travail présenté:

- M. Bertrand Raison, maître de conférences à l'ENSIEG et mon ancien encadrant lors du DEA, qui a donné ses remarques précieuses sur la rédaction du mémoire et qui a toujours trouvé le temps de parler du diagnostic avec moi.

- M. Abdesselam Lebaroud, doctorant algérien qui a effectué un stage au Laboratoire d'Electrotechnique de Grenoble, pour les essais sur la machine asynchrone qu'il a réalisés, dont une partie est présentée au chapitre 4, paragraphe 6.3., et pour les discussions utiles que nous avons eues.

- M. Jacques Davoine, ingénieur de recherche, et M. Claude Brun, technicien, qui m'ont beaucoup aidé avec le banc d'essais.

- Mme Etienne Callegher, responsable informatique au Laboratoire, qui s'est occupée de mon répertoire Flux2D géant

Il est impossible de se souvenir de tous ceux qui m'ont aidé pendant trois ans, mais je vais essayer d'en citer quelques-uns.

Je voudrais remercier M. Marcel Ivanès, M. Robert Perret et Mme Jacqueline Delaye pour leur compréhension lors d'une période qui a en fait précédé ma thèse et qui a été difficile pour moi et pour mon pays. Ils ont montré que l'amitié dépasse les divisions politiques et cela ne s'oublie pas.

Je tiens à remercier mes amis Javi, ainsi qu'Aitor et Asier qui m'ont accueilli chez eux lors de la "crise du logement". Leur amitié et leur bonne humeur étaient importantes pour moi à cette époque difficile. Je remercie aussi Ianko qui a bien supporté notre collocation dans un espace réduit.

Je remercie Mme Delphine Riu, mon ancienne collègue de bureau, pour ses conseils concernant les différentes démarches administratives et les formulaires que je n'aurais jamais remplis sans elle.

Je remercie le personnel du CHU Grenoble qui m'a accueilli et soigné après ma chute acrobatique lors de l'échauffement avant un match de football. Je remercie très sincèrement Orphée et Jiri qui m'ont amené là-bas.

Je remercie beaucoup M. Denis Candusso, ATER à l'ENSIEG, qui m'a beaucoup aidé lors de ma période de récupération, donc juste avant la soutenance de thèse.

Je voudrais remercier tous ceux qui ont joué au football au Laboratoire pendant ces trois ans, car il y avait toujours une bonne ambiance.

Je tiens à remercier ma famille qui m'a toujours soutenu.

"D'après une théorie, le jour où quelqu'un découvrira exactement à quoi sert l'Univers et pourquoi il est là, ledit Univers disparaîtra sur-le-champ pour se voir remplacé par quelque chose de considérablement plus inexplicable et bizarre.

Selon une autre théorie, la chose se serait en fait déjà produite."

Douglas Adams – Le Dernier Restaurant avant la Fin du Monde

Table des matières

INTRODUCTION	9
CHAPITRE 1 - Diagnostic de défauts dans les machines électriques	13
1. INTRODUCTION	15
2. CONTEXTE DE LA SURETE DE FONCTIONNEMENT	15
3. DIAGNOSTIC DES MACHINES ELECTRIQUES	16
3.1. Cas de la machine synchrone utilisée en alternateur	16
3.2. Cas de la machine asynchrone	17
3.3. Etat de l'art des méthodes de diagnostic	17
3.3.1. Redondance matérielle :	18
3.3.2. Redondance analytique	19
3.3.3. Base de connaissance	20
4. DEFAUTS DES MACHINES ELECTRIQUES	21
5. METHODES DE MODELISATION DES MACHINES ELECTRIQUES	24
5.1. Modèles analytiques	24
5.2. Méthode des éléments finis	25
5.3. Circuit électrique multienroulement	25
5.4. Réseaux de perméances	25
6. CONCLUSION	26
CHAPITRE 2 – Les réseaux de reluctances	27
1. INTRODUCTION	29
2. CHAMP ELECTROMAGNETIQUE	29
3. CIRCUIT MAGNETIQUE EQUIVALENT	30
3.1. Sources dans les circuits magnétiques	31
3.2. Calcul des perméances	33
4. EXEMPLE D'UNE MACHINE SYNCHRONE	35
4.1. Réseau de perméances	36
4.2. Simplification du circuit magnétique	39
4.3 Représentation matricielle du système d'équations	39
4.4. Modèle d'état de la machine	40
4.4.1. Equations du circuit magnétique	40
4.4.2. Réaction d'induit	41
4.4.3. Tensions induites	42
4.4.4. Equations du système	43
4.5. Simulations de la machine saine	43
4.6. Simulations de défauts	44
5. GENERALISATION DU MODELE PROPOSE DE LA MACHINE SYNCHRONE	46
5.1. Circuit magnétique équivalent proposé	46
5.2. Couplage du circuit magnétique avec le circuit électrique	48
5.2.1. Calcul des tensions induites	48
5.2.2. Calcul des f.m.m. statoriques	50
5.3. Calcul des f.m.m. rotoriques	51
6. CONCLUSION	52
CHAPITRE 3 – Application à la machine synchrone	55
1. INTRODUCTION	57
2. MACHINE ETUDIEE	57

2.1. Construction de la machine	57
2.2 Défauts considérés	59
2.3 Grandeurs mesurées	59
3. MODELE DE LA MACHINE	60
3.1. Calcul des réluctances	61
3.1.1. Réluctances du stator	61
3.1.2. Réluctances de l'entrefer	62
3.1.3. Réluctances des dents rotoriques	63
3.1.4. Réluctances de la culasse rotorique	66
3.2. Force mgnétomotrice rotorique	67
3.3. Circuit magnétique	69
3.4. Calcul des tensions induites dans le stator	70
3.5. Influence des courants statoriques	71
3.6. Mise en équations	72
3.7. Modélisation des défauts	73
3.7.1. Excentricité statique	73
3.7.2. Excentricité dynamique	73
3.7.3. Courts-circuits de l'excitation	73
3.7.4. Court-circuit au stator	74
3.8. Modélisation des grandeurs observées	74
4. RESULTATS DES SIMULATIONS ET DES MESURES	75
4.1. Excentricité statique de 50%	75
4.1.1. Tension d'arbre	75
4.1.2. Courant entre les voies d'enroulement	76
4.1.3. Tension entre les neutres	76
4.2. Court-circuit des spires autour d'une dent du rotor	77
4.2.1. Tension d'arbre	77
4.2.2. Courant entre les voies d'enroulement	77
4.3. Court-circuit d'un pôle de l'excitation	78
4.3.1. Courant entre les voies d'enroulement	78
4.3.2. Tension entre les neutres	78
4.4. Synthèse des résultats	79
4.5. Résultats des simulations des autres défauts	79
4.5.1. Court-circuit entre spires du bobinage statorique	80
4.5.2. Excentricité dynamique	80
5. LOCALISATION DES DEFAUTS	81
6. RESULTATS DES SIMULATIONS D'UN ALTERNATEUR HYDRAULIQUE	85
6.1. Excentricité statique	85
6.2. Court-circuit d'un pôle d'excitation	86
7. CONCLUSION	88
CHAPITRE 4 – Application à la machine asynchrone	89
1. INTRODUCTION	91
2. MODELE DE LA MACHINE	91
2.1. Perméances de la machine	92
2.2. Circuit électrique du stator	97
2.3. Circuit électrique du rotor	98
2.4. Circuit magnétique simplifié	99
2.5. Equations du système	101
2.6. Equation mécanique de la machine	102

3. MODELISATION DES DEFAUTS	103
3.1. Excentricités	103
3.1.1. Excentricité statique	103
3.1.2. Excentricité dynamique	104
3.1.3. Excentricité statique et dynamique	104
3.2. Barres rotoriques cassées	104
3.3. Court-circuit des spires du bobinage statorique	104
4. RESULTATS DES SIMULATIONS	105
4.1. Machine saine	105
4.2. Barres rotoriques cassées	106
4.3. Courts-circuits des spires du bobinage statorique	108
4.4. Excentricités	109
5. PRESENTATION DU BANC D'ESSAIS	109
5.1. Eléments du banc d'essais	110
5.2. Défaits réalisés	111
6. RESULTATS EXPERIMENTAUX ET VALIDATION DU MODELE	113
6.1. Machine saine	113
6.2. Courts-circuits au stator	114
6.3. Deux barres cassées	115
7. CONCLUSION	118
CONCLUSION	121
BIBLIOGRAPHIE	125
ANNEXES	133
Annexe A - Calcul des réluctances de la machine synchrone simplifiée	135
Annexe B - Matrices décrivant la machine synchrone à aimants permanents	143
Annexe C - Matrices décrivant la maquette du turboalternateur	147
Annexe D - Matrices décrivant la machine asynchrone	155
Annexe E - Tension d'alimentation de la machine asynchrone	163

Table des figures

CHAPITRE 1

Figure 1: Méthodes de diagnostic	18
Figure 2: Estimation de paramètres - schéma de principe	19
Figure 3: Observateurs et génération de résidus - schéma de principe	20
Figure 4: Répartition des défauts suivant le composant	22
Figure 5: Excentricité statique	23
Figure 6: Excentricité dynamique	23

CHAPITRE 2

Figure 6: Tube de flux	30
Figure 7: Champ magnétique engendré par un courant électrique	31
Figure 8: Symbole des sources du potentiel magnétique scalaire	31
Figure 9: Exemple d'une courbe d'hystérésis	32
Figure 10: Symbole et caractéristique B-H de la source de flux	32
Figure 11: Schéma équivalent d'un aimant permanent	33
Figure 12: Perméance de l'entrefer	34
Figure 13: Perméance de l'entrefer en fonction de la position angulaire du rotor	34
Figure 14: Perméance de l'entrefer non nulle	35
Figure 15: Machine synchrone étudiée	36
Figure 16: Réseau élémentaire	37
Figure 17: Reluctances du stator représentées par des rectangles	38
Figure 18: Flux engendré par les aimants rotoriques	38
Figure 19: Flux des aimants rotoriques	39
Figure 20: Circuit magnétique équivalent sans reluctances de fuite – une dent statorique	40
Figure 21: Circuit magnétique équivalent - équations des mailles	41
Figure 22: Une encoche statorique contenant un conducteur	42
Figure 23: Bobinage statorique	43
Figure 24: Tension de phase obtenue par le modèle de réseau de reluctances (à gauche) et par la méthode des éléments finis (à droite)	44
Figure 25: Tension de phase lors d'une excentricité statique obtenue par le modèle de réseau de reluctances (à gauche) et par la méthode des éléments finis (à droite)	45
Figure 26: Flux des aimants rotoriques lors d'un défaut rotorique	45
Figure 27: Tension de phase lors d'un défaut rotorique obtenue par le modèle de réseau de reluctances (à gauche) et par la méthode des éléments finis (à droite)	46
Figure 28: Circuit magnétique équivalent de la machine synchrone	47
Figure 29: Circuit magnétique équivalent simplifié	47
Figure 30: Flux dans les dents entre les deux conducteurs au stator	49
Figure 31: Répartition de la réaction d'induit	50
Figure 32: Forces magnétomotrices engendrées par les courants rotoriques	52

CHAPITRE 3

Figure 33: Machine étudiée	57
Figure 34: Géométrie de la machine étudiée	58
Figure 35: Circuit électrique de la maquette	58

Figure 36: Excentricité statique (à gauche) et dynamique (à droite)	59
Figure 37: Dispositif permettant de réaliser des courts-circuits de l'excitation	59
Figure 38: Tension d'arbre	60
Figure 39: Circuit magnétique équivalent de la machine synchrone	61
Figure 40: Reluctances du stator et de l'entrefer	62
Figure 41: Reluctances statoriques indiquées sur la machine	62
Figure 42: Reluctance de l'entrefer	63
Figure 43: Reluctance de l'entrefer - position dans la machine	63
Figure 44: Reluctance des dents rotoriques	64
Figure 45: Reluctance des dents rotoriques constituée du fer	64
Figure 46: Reluctance des dents rotoriques constituée de l'air	65
Figure 47: Reluctance des dents rotoriques constituée de l'air et du fer	65
Figure 48: Reluctance des dents rotoriques et de l'entrefer	66
Figure 49: Lignes de flux	67
Figure 50: Angle entre les conducteurs d'une spire de l'excitation	68
Figure 51: F.m.m. rotorique calculée	68
Figure 52: Le fondamental de la force magnétomotrice du rotor	68
Figure 53: Circuit magnétique qui correspond à une encoche statorique de la maquette	69
Figure 54: Flux dans une spire au stator	70
Figure 55: Répartition de la réaction d'induit	71
Figure 56: influence d'un court-circuit sur la f.m.m. rotorique non-filtrée	74
Figure 57: Tension d'arbre dans le schéma magnétique équivalent	75
Figure 58: Tensions d'arbre lors d'une excentricité statique de 50% - simulation et mesure	76
Figure 59: Courant entre les voies d'enroulement lors d'une excentricité statique de 50% - simulation et mesures	76
Figure 60: Tension entre les neutres lors d'une excentricité statique de 50% - simulation, mesures et les éléments finis	77
Figure 61: Tension d'arbre lors d'un court-circuit des spires autour d'une dent du rotor	77
Figure 62 : Courant entre les voies d'enroulement lors d'un court-circuit des spires autour d'une dent du rotor	78
Figure 63: Courant entre les voies d'enroulement lors d'un court-circuit d'un pôle du rotor	78
Figure 64: Tension entre les neutres lors d'un court-circuit d'un pôle du rotor	79
Figure 65: Courant entre les voies d'enroulement lors d'un court-circuit au stator	80
Figure 66: Courant entre les voies d'enroulement lors d'une excentricité dynamique	80
Figure 67: Excentricité statique - deux différentes positions angulaires	81
Figure 68: Courant entre les voies d'enroulement pour deux différentes positions angulaires d'excentricité statique	83
Figure 69: Deux courants entre les voies d'enroulement lors du court-circuit d'une spire au stator	84
Figure 70: Courant entre les voies d'enroulement pour deux différentes positions angulaires de court-circuit d'un pôle d'excitation	84
Figure 71: Courant entre les voies d'enroulement lors d'une excentricité statique	85
Figure 72: Spectre du courant entre les voies d'enroulement lors d'une excentricité statique	86
Figure 73: Courant entre les voies d'enroulement lors d'un court-circuit d'un pôle d'excitation	87
Figure 74: Spectre du courant entre les voies d'enroulement lors d'un court-circuit d'un pôle d'excitation	87

CHAPITRE 4

Figure 75: Circuit magnétique équivalent de la machine asynchrone	92
Figure 76: Dents statoriques et rotoriques	93
Figure 77: Perméance maximale	93
Figure 78: Perméance de l'entrefer - position intermédiaire	94
Figure 5: Perméance de l'entrefer - valeur nulle	94
Figure 79: Perméance de l'entrefer - fonction linéaire de l'angle entre les dents	95
Figure 80: Perméance de l'entrefer	96
Figure 81: Perméance de l'entrefer en fonction de l'angle entre la dent statorique et la dent rotorique	97
Figure 82: Sources magnétomotrices du stator	97
Figure 83: Circuit électrique du rotor	98
Figure 84: Circuit magnétique équivalent simplifié en prenant en compte les sources de f.m.m. statoriques ($i=1..n_{ds}$)	99
Figure 85: Circuit magnétique équivalent simplifié en prenant en compte les sources de f.m.m. rotoriques ($j=1..n_{dr}$)	100
Figure 86: Flux des dents statoriques engendrés par les sources de f.m.m. rotoriques	101
Figure 87: Courant de phase et son spectre pour la machine saine	105
Figure 88: Vitesse de rotation de la machine saine lors d'une variation de couple de charge	106
Figure 89: Spectre du courant statorique de la machine avec deux barres rotoriques cassées	106
Figure 90: Vitesse de rotation de la machine avec deux barres rotoriques cassées	
Figure 91: Spectre du courant statorique de la machine avec six barres rotoriques cassées	107
Figure 92: Vitesse de rotation de la machine avec six barres rotoriques cassées	108
Figure 93: Courants de phase lors d'un court-circuit de 5 spires	108
Figure 94: Courants statoriques pour dix spires court-circuitées - simulation	109
Figure 95: Spectre du courant statorique lors des excentricités (statique et dynamique)	109
Figure 96: Banc d'essais	110
Figure 97: La machine asynchrone 1.1 kW démontée	110
Figure 98: Bobinage d'une phase qui permet de réaliser des courts-circuits	111
Figure 99: Support du rotor de la machine saine	112
Figure 100: Support du rotor lors d'une excentricité statique	112
Figure 101: Support du rotor lors d'une excentricité dynamique	113
Figure 102: Courants statoriques de la machine saine	113
Figure 103: Courants statoriques lors d'un court-circuit de 5 spires - mesures	114
Figure 104: Fondamentaux des courants statoriques lors d'un court-circuit de 5 spires	114
Figure 105: Spectre du courant statorique lors d'un court-circuit de 5 spires	
Figure 106: Courants statoriques lors d'un court-circuit de 10 spires et le spectre du vecteur de Park- mesures	115
Figure 107: Spectre du courant de phase mesuré avec deux barres rotoriques cassées	116
Figure 108: Vitesse de rotation avec deux barres cassées	116
Figure 109: Vitesse de rotation (après traitement)	117
Figure 110: Spectre du courant de phase obtenu par simulations du défaut deux barres cassées	117

LISTE DES SYMBOLES

- A_{CM} - matrice du circuit magnétique
 C_{ch} - couple de charge
 C_{em} - couple électromagnétique de la machine
 C_f - couple de frottement
 f_1 - fréquence d'alimentation
 f_r - fréquence de rotation de la machine
 g - glissement
 I_S - vecteur des courants d'encoches
 i_S - vecteur des courants statoriques
 I_R - vecteur des courants rotoriques
 J - inertie du rotor
 k - nombre entier
 l - longueur du tube de flux
 L_1 - matrice des inductances dans le circuit électrique du stator
 n_c - nombre de spires dans une voie d'enroulement (égal à sept pour cette maquette)
 n_{ds} - nombre de dents statoriques
 n_{dr} - nombre de dents statoriques
 P_{CSi} - perméance de la culasse statorique
 P_{DSi} - perméance de la dent statorique i
 $P_{i,j}$ - perméance de l'entrefer entre la dent statorique i et la dent rotorique j
 P_{DRj} - perméance de la dent rotorique j
 P_{CRj} - perméance de la culasse rotorique
 p - nombre de paires de pôles
 R_1 - matrice des résistances dans le circuit électrique du stator
 R_{dr} - reluctance des dents rotoriques par lesquelles passe le flux de la dent statorique
 R_{ds} - reluctance de la dent statorique
 R_e - reluctance de l'entrefer
 R_r - reluctance de la culasse rotorique
 R_s - reluctance de la culasse statorique
 S - surface traversée par le flux
 U - vecteur de tensions induites
 u_n - tension induite dans la voie d'enroulement n
 V_S - vecteur des tensions statoriques
 ε_R - vecteur des forces magnétomotrices engendrées par les courants rotoriques
 ε_S - vecteur des forces magnétomotrices engendrées par les courants statoriques
 Φ - vecteur des flux de la machine
 Φ_S - vecteur des flux des dents statoriques
 Φ_R - vecteur des flux rotoriques

μ - perméabilité magnétique du matériau

ω_r - vitesse angulaire de rotation

ω_s - pulsation électrique

θ_s - position angulaire par rapport au stator

INTRODUCTION

INTRODUCTION

Les machines électriques sont aujourd'hui utilisées dans tous les domaines industriels ; leur disponibilité et leur sûreté de fonctionnement deviennent des tâches très importantes.

Pour assurer le bon fonctionnement des machines électriques, il est nécessaire de les surveiller en permanence, afin de détecter les défauts qui risquent de se produire. Une panne de la machine peut être très coûteuse, voire dangereuse.

Pour détecter les défauts naissants, la connaissance du comportement de la machine est nécessaire, ce qui explique l'importance de la modélisation pour le diagnostic. Un modèle de machine électrique dédié au diagnostic doit décrire le fonctionnement de la machine lors d'un défaut avec une précision suffisante, afin de permettre le développement des méthodes de diagnostic reposant sur les grandeurs simulées. La précision du modèle n'est pas le seul critère de choix de la méthode de modélisation. Il faut aussi tenir compte de la complexité du modèle obtenu, car un modèle trop complexe exige un temps de calcul très long, un grand nombre de paramètres et les résultats obtenus peuvent être difficiles à exploiter rapidement. Il s'agit donc de mettre au point un modèle de machine susceptible de représenter de façon fiable le fonctionnement de celle-ci en cas de défaut. C'est ce que nous avons réalisé dans le cadre de notre travail.

Dans le premier chapitre, nous présentons les méthodes de diagnostic. Les défauts de machines électriques avec leur causes et conséquences sont aussi présentées. Ensuite, nous présentons les méthodes de modélisation des machines électriques avec les possibilités d'utilisation pour le diagnostic. La méthode de modélisation retenue est celle reposant sur les réseaux de perméances.

Dans le deuxième chapitre, la méthode de modélisation par réseaux de perméances est présentée en détail, avec son application à une machine synchrone à aimants permanents. La discrétisation du circuit magnétique, le calcul analytique simple de réluctances et la modélisation de défauts ont été validés par comparaison avec la méthode des éléments finis. Une procédure d'écriture des systèmes d'équations de la machine synchrone est établie.

Le troisième chapitre représente un pas vers les applications réelles : le modèle d'une maquette de turboalternateur est développé. Cette maquette, installée au Laboratoire d'Électrotechnique de Grenoble, a déjà servi pour les études reposant sur la méthode des éléments finis. Il est possible de produire l'excentricité statique et les courts-circuits au rotor de la maquette. Les grandeurs utilisées pour le diagnostic sont les suivantes : tension d'arbre, courants entre les voies d'enroulement, tension entre les neutres de la machine. Les résultats de mesures sont utilisés pour valider la méthode de simulations présentée. Les applications directes du modèle sont alors présentées : la localisation des défauts à partir des courants entre les voies d'enroulement et la modélisation d'un alternateur hydraulique complexe.

L'application de la méthode de simulation à la machine asynchrone est présentée au quatrième chapitre. La machine modélisée fait partie d'un banc d'essais installé au Laboratoire d'Électrotechnique de Grenoble. Le fonctionnement à vitesse variable est inclus dans le modèle. Les courants de la machine obtenus par les simulations sont comparés aux résultats de mesures et aux résultats théoriques.

CHAPITRE 1
Diagnostic de défauts dans les machines électriques

THE UNIVERSITY OF CHICAGO PRESS
CHICAGO, ILLINOIS

1. INTRODUCTION

Dans ce chapitre nous allons, tout d'abord, expliquer le contexte de l'étude que nous avons réalisée en décrivant la situation actuelle dans l'industrie concernant la sûreté de fonctionnement.

Ensuite, nous présenterons les méthodes de diagnostic utilisées. Le diagnostic des machines électriques nécessite des modèles qui sont capables de représenter les défauts. Dans cette étude, nous nous sommes intéressés aux défauts de la machine, que nous présentons dans le paragraphe suivant.

Enfin, nous présenterons un résumé sur les méthodes de modélisation en insistant sur leur utilisation pour le diagnostic. Cela nous permettra d'expliquer le choix de la modélisation que nous avons retenue et qui s'appuie sur les réseaux de perméances dont l'utilisation pour le diagnostic sera détaillée dans les chapitres suivants.

2. CONTEXTE DE LA SURETE DE FONCTIONNEMENT

La disponibilité des dispositifs manufacturés est au cœur des préoccupations industrielles actuelles, le matériel est acheté pour sa fonctionnalité mais aussi pour un certain taux de disponibilité. La sûreté de fonctionnement est désormais un critère de choix et un argument de vente.

Il faut proposer, à faible coût, un dispositif permettant d'assurer à l'utilisateur une gestion rationnelle de la disponibilité du matériel : en l'absence d'une fiabilité totale et avec la contrainte d'une indispensable maintenance (surtout dans les systèmes complexes), l'utilisateur se trouve actuellement devant deux choix :

- soit effectuer une maintenance préventive coûteuse suivant des plans de maintenance définis par le constructeur pour assurer, hors périodes de maintenance, une disponibilité totale du système ; c'est la méthode employée associée avec la redondance matérielle, en aéronautique.
- soit attendre la panne pour réaliser une maintenance corrective et immobiliser le matériel pour une durée dépendant fortement de l'expertise de son service de maintenance ou de celui du constructeur. Dans les deux cas, le coût de la maintenance ou celui de l'immobilisation du matériel est important.

Nous cherchons à mettre au point, dans le domaine de la sûreté de fonctionnement, un outil permettant, à l'utilisateur de connaître à chaque instant l'état de son matériel afin d'anticiper sur les indispensables immobilisations liées à la maintenance. Ce dispositif de surveillance doit effectuer un diagnostic des éléments du système pour en évaluer l'état de vieillissement et proposer un plan de maintenance préventive. Dans le cas de défauts à évolution rapide ou accidentels (non liés au vieillissement), la maintenance préventive n'est pas possible mais le système de diagnostic se doit de détecter et de localiser la panne afin d'éviter toute propagation de celle-ci (protection) et d'offrir une aide à la maintenance corrective (expertise). On peut imaginer, dans certains systèmes conçus à cet effet, que la détection et la localisation de pannes déclenche une reconfiguration du système pour assurer une continuité de service.

On voit donc se profiler deux types de fonctionnalité associées au diagnostic de panne : la surveillance pour l'estimation de l'état de vieillissement et la détection-localisation pour l'aide à la maintenance corrective, ces deux fonctions sont complémentaires et nécessitent, a priori, des méthodes différentes. Une des caractéristiques commune à ces deux problèmes est la nécessité de posséder une bonne connaissance du système et de ses éléments constitutifs. Cette expertise se situe à deux niveaux bien distincts : la connaissance du procédé, de son fonctionnement et de celui de ses éléments constitutifs, d'une part, et la connaissance des

défaillances potentielles et de leurs conséquences sur le fonctionnement, d'autre part. Ce savoir est généralement détenu par les constructeurs et par les sociétés de maintenance et fait partie intégrante de leur savoir faire. Ce genre de renseignement est donc difficilement accessible.

La démarche scientifique menée consiste donc à acquérir et à capitaliser cette connaissance par l'expérimentation d'une part, s'il est possible de recréer les pannes sur le dispositif (ou une maquette de celui-ci) dans des conditions de fonctionnement, et par la simulation d'autre part, si on est capable de représenter fidèlement à la fois le comportement sain et le comportement défaillant du système.

La démarche expérimentale, si elle est indispensable pour valider tout résultat, est en revanche très difficile à mettre en œuvre : les données "réelles" (en exploitation) que peut posséder le constructeur ou l'exploitant sont généralement incomplètes ou inexistantes et de manière générale confidentielles. Une maquette de laboratoire n'est réalisable que pour des systèmes relativement simples et peu volumineux. La réalisation de pannes contrôlées sur des bancs d'essais expérimentaux est difficile, parfois dangereuse pour le matériel et peut manquer de réalisme. Le vieillissement accéléré d'un système est d'autant plus aléatoire qu'il est complexe et, il faut l'avouer, conçu pour fonctionner sans panne. Une alternative à l'expérience est la simulation mais celle-ci demande des modèles du fonctionnement sain et des pannes. Ces modèles doivent être suffisamment "fins" pour représenter le système de manière réaliste lors de ses dysfonctionnements mais aussi autoriser des temps de simulation acceptables même pour un système complexe avec des constantes de temps très différentes. Ces modèles ne sont pas toujours disponibles ou ne satisfont pas les contraintes car élaborés sous des hypothèses qui ne sont plus valables en régime de défaut. On voit donc par là la nécessité de développer des nouveaux modèles de simulation adaptés aux contraintes du diagnostic.

La détection et la localisation de défaut, dans la démarche d'un expert, fait appel à des règles qui comparent l'évolution de différents indicateurs accessibles sur le procédé (symptômes) à l'évolution dite "normale" de ces grandeurs. Quels que soient les indicateurs utilisés (mesures brutes ou grandeurs reconstruites) la comparaison fait appel à un modèle de connaissance du système (signature spectrale, amplitude). Ce modèle, propriété de l'expert, est plus ou moins formalisable analytiquement et de celui-ci découle toute la méthode d'analyse pour le diagnostic. Il est donc indispensable, pour une application industrielle du diagnostic, de disposer d'un modèle du système à surveiller. La forme que peut prendre ce modèle (arbre d'analyse, système expert, modèle analytique, ..etc) dépend de la méthode de diagnostic que l'on souhaite employer.

Les systèmes électriques, par leur souplesse d'utilisation, sont de plus en plus présents dans les applications industrielles (production d'énergie, traction, moyens de production, ...). De leur bon fonctionnement découle souvent la disponibilité de l'installation ; ils nécessitent de ce fait une surveillance.

Nous avons traité, dans cette étude, la surveillance de deux types d'éléments critiques souvent présents dans les systèmes électromécaniques : les alternateurs d'une part et les moteurs asynchrones d'autre part.

3. DIAGNOSTIC DES MACHINES ELECTRIQUES

3.1.Cas de la machine synchrone utilisée en alternateur

L'évolution de la production d'énergie en France et à l'étranger allant vers plus de production décentralisée, la disponibilité et la maintenance des alternateurs, jusqu'alors seul problème d'EdF, devient un problème industriel important et économiquement rentable. Cette

surveillance qui, jusqu'à présent, était assurée par des experts nécessite, dans le cas d'entreprises privées, une acquisition des connaissances et de l'expertise. Le coût et la difficulté d'obtenir une telle compétence justifient pleinement l'utilisation de systèmes de surveillance et de diagnostic.

3.2. Cas de la machine asynchrone

La machine asynchrone reste la machine la plus employée dans une gamme de puissance très étendue, sa surveillance dans le domaine des fortes puissances à vitesse fixe a fait l'objet de nombreuses études utilisant principalement des méthodes d'analyse vibratoire. Depuis peu, le domaine des faibles puissances (quelques kW à quelques dizaines de kW), ce type de moteur fortement utilisé dans les industries manufacturières, porte lui aussi un intérêt particulier aux outils de surveillance. Le contexte d'utilisation du dispositif de diagnostic est différent : le coût du matériel à surveiller est faible même si sa fonction est cruciale dans le procédé, le nombre de points de mesure est faible voire limité aux seules protections. Il s'agit donc de proposer des méthodes de diagnostic qui avec, un minimum d'information (donc un minimum de capteurs) et un coût supplémentaire faible, apportent une valeur ajoutée au produit en termes d'aide à la maintenance et augmentation de la disponibilité.

La bibliographie sur les défaillances des machines électriques apporte des informations importantes sur les causes de pannes [Raison]. Les défauts d'ordre mécaniques (roulements) sont prépondérants sur ces moteurs (surtout sur des applications telles que les entraînements par courroies) suivis par les courts circuits statoriques et enfin les ruptures de barres. Ces moteurs de faible puissance sont généralement construits avec moins de soins que les moteurs de forte puissance ; on trouve donc aisément parmi ces moteurs des excentricités naturelles qui, sans nuire au fonctionnement, peuvent causer, à moyen terme, des problèmes sur les roulements. L'effort doit donc porter sur la détection des défauts rotoriques, des excentricités et des déséquilibres de charge mécanique (points durs par exemple).

Les défauts que nous avons donc pris en compte pour les deux types de machines étudiées et qui feront l'objet d'une description partielle dans la suite de ce chapitre sont donc :

- Les défauts d'origine mécanique : roulements et excentricité (statique ou dynamique).
- Les défauts d'origine électrique : courts-circuits statoriques et rupture de barre pour la machine asynchrone à cage.

3.3. Etat de l'art des méthodes de diagnostic

Industriellement, la sûreté de fonctionnement et la surveillance des procédés ont longtemps été réservées aux applications critiques économiquement ou présentant des dangers potentiels pour l'utilisateur et/ou son environnement. Les techniques employées sont principalement de deux types en fonction de la contrainte de disponibilité imposée. Si on ne tolère aucune panne lors des phases de fonctionnement (aéronautique par exemple) la redondance matérielle (doublement ou triplement des systèmes critiques) associée à une maintenance préventive (changement arbitraire et à date fixe des éléments sensibles) est utilisée mais le coût de fonctionnement qui en découle est très important. Si la disponibilité permet d'accepter l'immobilisation du système pour cause de panne, on se contentera d'une maintenance corrective associée, dans le meilleur des cas, à des évaluations périodiques de l'état des éléments du procédé. Dans ces deux cas, le système n'est pas surveillé en permanence et l'occurrence d'une panne est toujours possible. L'évaluation de l'état du système à surveiller est la clef d'une surveillance rationnelle : elle permet de réaliser une maintenance prédictive et une gestion optimale de la disponibilité du procédé. Actuellement, cette surveillance de l'état de vieillissement est généralement réalisée grâce à l'expertise qui définit les critères et

indicateurs à analyser. Elle nécessite une instrumentation supplémentaire et un traitement hors ligne des données conduisant à une prise de décision. Par conséquent, cette surveillance n'est pas à la portée de l'utilisateur et demande un service de maintenance expérimenté.

La surveillance en temps réel, par un système de diagnostic autonome et capable de prise de décision, apporte une aide significative et réduit d'autant les coûts de maintenance. Sur les systèmes en mouvement (mécanique et actionneurs), l'analyse vibratoire ou acoustique est pratiquée avec succès mais l'analyse se résume souvent à un franchissement de seuil entraînant la détection du défaut mais pas sa localisation (le moteur fait plus de bruit donc il va poser problème). Sur des éléments de faible coût, on peut se permettre le remplacement de l'élément sans connaître sa cause de défaillance qui pourra être déterminée hors ligne. Sur des systèmes plus complexes, c'est plus délicat. On a donc intérêt à tenter de prévenir l'évolution du défaut et à le localiser de manière à avoir une maintenance efficace. C'est pour cela qu'un outil automatique d'analyse de l'état de vieillissement est intéressant. La société Artesis propose le système MCM qui analyse en temps réel, en fonction de la mesure des courants et tensions, l'état d'un moteur asynchrone. Cet état est classé en cinq niveaux de gravité mais la localisation du défaut n'est pas proposée. Ce système repose sur la redondance analytique : il estime des paramètres lors d'une phase d'apprentissage et surveille l'évolution de ces paramètres en fonctionnement. Bien qu'efficace pour la détection de la plupart des défaillances du moteur asynchrone, il est fortement dépendant de sa phase d'apprentissage et se trouve peu adapté aux changements de points de fonctionnement du moteur.

Les méthodes généralement étudiées par la communauté scientifique sont à classer suivant deux groupes selon que l'on possède un modèle analytique ou non (figure 1). Ces algorithmes se donnent pour objectif la détection et la localisation des défauts en temps réel et visent à l'aide à la maintenance corrective voire la maintenance préventive. On décrira rapidement dans la suite du chapitre les différentes méthodes citées.

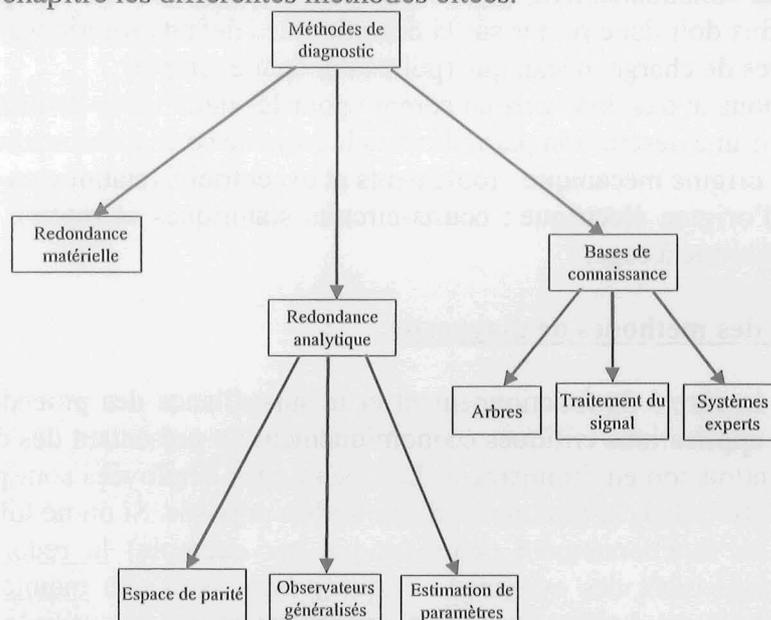


Figure 1: Méthodes de diagnostic

3.3.1. Redondance matérielle

Traditionnellement, le fonctionnement des systèmes automatiques en présence de défauts est assuré par la mise en place de plusieurs composants (actionneurs, capteurs, systèmes de commande) à la place d'un seul. Les composants supplémentaires peuvent servir à remplacer les composants en panne (ce serait le cas pour les actionneurs), mais ils peuvent aussi

fonctionner tous simultanément. Par exemple, s'il y a plusieurs capteurs, on peut comparer les valeurs mesurées et éliminer les valeurs qui sont trop différentes du reste. Cette méthode est utilisée dans les applications où une panne aurait des conséquences graves, par exemple en aéronautique et dans les centrales nucléaires.

Les inconvénients de cette méthode sont : un coût élevé et l'espace nécessaire pour les composants supplémentaires [Patton], [Berendsen], [Rostaing].

3.3.2. Redondance analytique

Les méthodes de redondance analytique reposent sur le modèle mathématique du système. De manière générale, elles consistent à comparer l'évolution des grandeurs fournies par le modèle à celles obtenues à partir des mesures disponibles sur le procédé. Ces méthodes, bien connues des automaticiens, nécessitent des modèles, si possible linéaires et peu couplés ; il faut, de plus, pour une bonne détection et localisation que ce modèle soit capable de représenter l'état du procédé en panne ce qui n'est généralement pas le cas des modèles utilisés en commande car les hypothèses nécessaires sont fausses lors des fonctionnements non linéaires et non symétriques inhérents aux défaillances.

Nous pouvons distinguer deux principes utilisés par ces méthodes :

- estimation d'un ou de plusieurs paramètres du système en comparant les sorties du modèle avec les signaux mesurés comme cela est montré à la figure 2. [Loron]
- calcul des grandeurs appelées "résidus" qui indiquent la présence d'un défaut ; ces grandeurs sont calculées en comparant les sorties du système et celles du modèle. Si le résidu dépasse un certain seuil, la présence de défaut est signalée. Il existe différentes approches des générateurs de résidu : espace de parité, observateurs, observateurs à entrées inconnues, observateurs de Luenberger, observateurs étendus [Courtine].

L'estimation de paramètres est faite par la comparaison des sorties du système avec les sorties du modèle, afin de minimiser un critère en agissant sur certains paramètres du système. Il est possible de détecter et de localiser les défauts en suivant les changements des paramètres.

Le principe de l'estimation de paramètres est donné à la figure 2.

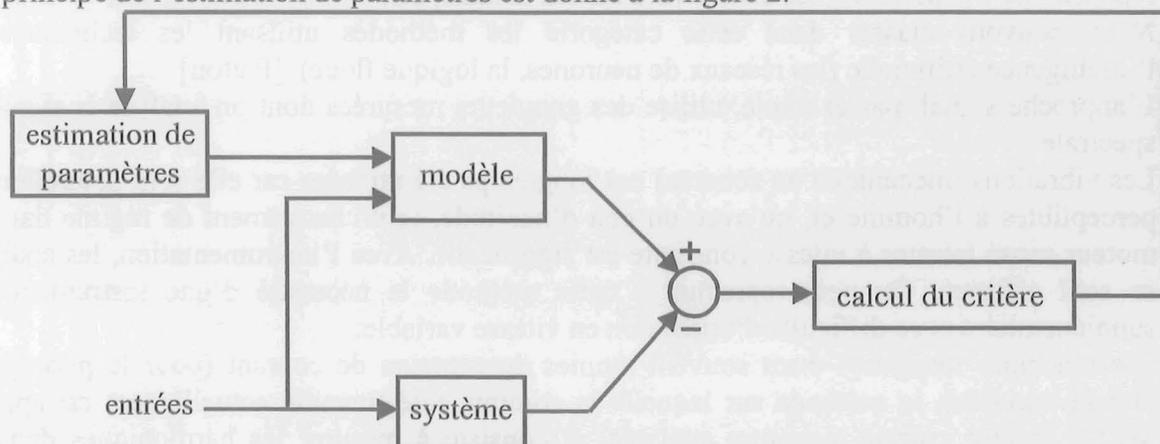


Figure 2: Estimation de paramètres - schéma de principe

Les observateurs estiment l'état du système à partir des entrées et des sorties. Leur convergence est assurée par le rebouclage des sorties du système qui sont comparées avec les sorties du modèle [Frank]. Le schéma de principe est présenté à la figure 3.

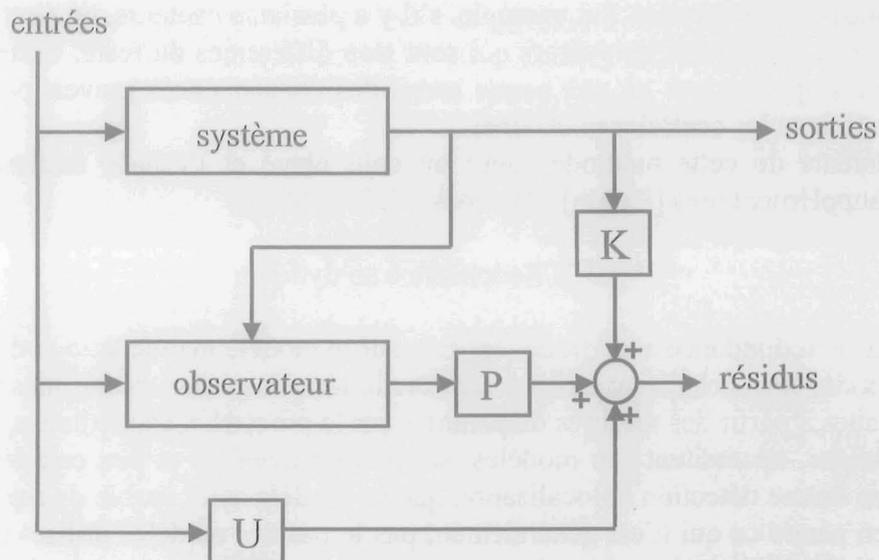


Figure 3: Observateurs et génération de résidus - schéma de principe

3.3.3. Base de connaissance

Ces méthodes ne nécessitent pas forcément de modèle analytique du système mais utilisent la connaissance sous forme de règles, de classification, de reconnaissance de forme. C'est la méthode la plus proche du raisonnement de l'expert. Les grandeurs utilisées en entrée de l'analyse sont des symptômes prenant en compte les conditions de fonctionnement et des grandeurs acquises sur le procédé.

Ces méthodes reposent sur la connaissance du comportement du signal mesuré pour le système sain. Le signal mesuré est comparé au cas "normal". Les grandeurs utilisées par cette techniques sont les suivantes : température, bruit acoustique, vibrations, puissance, etc.

Ces méthodes ne nécessitent pas une connaissance du modèle analytique du système. Elles reposent sur l'expérience, les statistiques sur les défauts, etc.

Nous pouvons classer dans cette catégorie les méthodes utilisant les techniques de l'intelligence artificielle (les réseaux de neurones, la logique floue). [Patton]

L'approche signal, par exemple, utilise des grandeurs mesurées dont on analyse la signature spectrale

Les vibrations (mécanique ou sonores) ont longtemps été utilisées car elle sont naturellement perceptibles à l'homme et, qu'avec un peu d'habitude, tout changement de régime dans un moteur sensé tourner à vitesse constante est significatif. Avec l'instrumentation, les analyses se sont affinées. On peut reprocher à cette méthode la nécessité d'une instrumentation supplémentaire et sa difficulté d'utilisation en vitesse variable.

Les machines modernes étant souvent munies de capteurs de courant (pour le pilotage en vitesse variable), la méthode sur laquelle la communauté travaille actuellement est appelée MCSA (motor current signature analysis) et consiste à mesurer les harmoniques dans les courants statoriques qui sont dus aux défauts [Kliman]. Cette méthode pose néanmoins des problèmes car l'analyse des spectres est difficile et très sensible à la qualité de la mesure.

Pour les entraînement électriques à vitesse variable, il est intéressant d'utiliser les méthodes qui permettent de voir le spectre du signal en fonction du temps (spectrogramme, Wigner-Ville, ondelettes) [CNRS] [Salles]. Cela permet un diagnostic rapide pour le fonctionnement en temps réel, et une bonne localisation du défaut dans le temps pour le diagnostic en temps différé.

L'analyse des grandeurs et la prise de décision peuvent se faire de manière systématique par comparaison à des seuils et suivant un cheminement prédéfini : ce sont les arbres de défaillance [Rostaing] [Filippetti].

Mais on peut introduire aussi de la logique floue pour pondérer les décisions ou des réseaux de neurones pour effectuer un apprentissage. Ces méthodes facilitent la décision en présence de plusieurs indicateurs de défaut.

Les réseaux de neurones sont aujourd'hui appliqués dans beaucoup de domaines, à cause de leur capacité de s'adapter à des problèmes différents. Ils servent à établir une relation entre les entrées et les sorties du système en appliquant une fonction non linéaire aux entrées spécifiées. Les coefficients qui déterminent les poids des entrées dans le calcul sont adaptés dans le procédé que l'on appelle apprentissage (pour un ensemble de données, le réseau de neurones compare les sorties désirées avec ses sorties calculées, en ajustant les coefficients pour minimiser l'erreur) [Filippetti], [Nejjari]. Cette méthode permet de détecter et de distinguer les défauts de la machine, à partir des différentes grandeurs, sans être obligé d'écrire le modèle analytique. Il est possible de trouver l'amplitude d'un défaut, même si la relation analytique entre les signaux mesurés et l'amplitude du défaut est difficile à obtenir [Kowalski]. L'inconvénient de cette méthode est lié au fait que la structure du réseau n'est pas connue au départ.

La logique floue permet de formaliser des règles dites "linguistiques" qui ne sont pas formulées d'une façon analytique, mais qui correspondent à la façon humaine de réfléchir. Cela rend la connaissance humaine plus facile à exploiter. Elle repose sur les fonctions d'appartenance qui peuvent servir à éviter de définir un seuil exact pour une grandeur, en utilisant une plage de valeurs avec des coefficients d'appartenance correspondant [Maquin]. Cette méthode possède une structure bien définie, mais avec des fonctions et des coefficients difficiles à déterminer (il n'y a pas de règle générale) [Nejjari] [Patton] [Filippetti].

4. DEFAUTS DES MACHINES ELECTRIQUES

Les principaux défauts dans la machine asynchrone [Raison] [Vas] sont:

- défauts au stator résultant d'une ouverture ou d'un court-circuit sur au moins une phase du stator
- connexion anormale des enroulements stator
- barre ou anneau de court-circuit au rotor cassé
- excentricité dynamique ou statique
- axe plié (proche de l'excentricité dynamique)
- défauts de roulements

Une étude conduite pour IEEE [IEEE] a établi une statistique des différents défauts pouvant se produire sur une machine électrique (Figure 4).

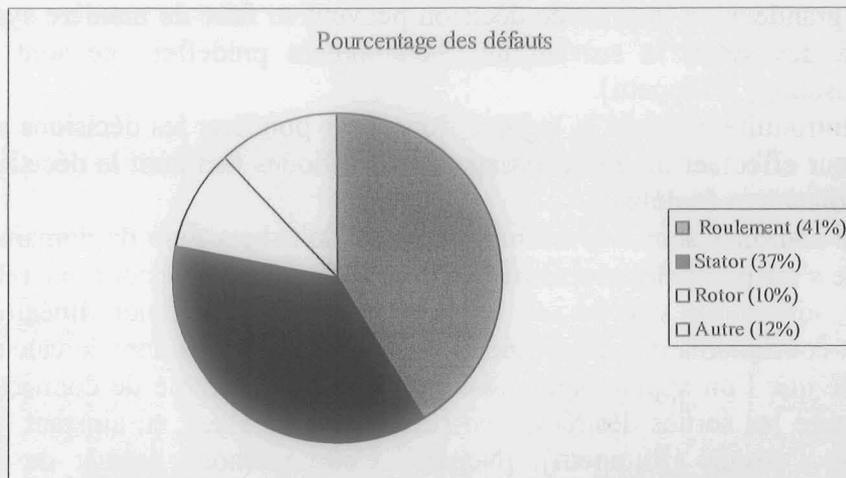


Figure 4: Répartition des défauts suivant le composant

Cette statistique montre que les défauts les plus fréquents sont les défauts mécaniques et les défauts au stator [Raison].

Les défauts les plus fréquents des alternateurs hydrauliques sont les suivants [Vas]:

- défauts de roulement
- mauvais alignement
- déséquilibre mécanique
- instabilité électrique
- défauts de forme du rotor ou du stator
- défaut de l'entrefer
- charge hydraulique excessive
- vibration axiale
- vibration de l'enroulement statorique
- perte de pression de l'huile
- haute température

A part ces défauts, dans les entraînements électriques les défauts des capteurs, d'alimentation et de la commande peuvent aussi se produire.

Nous allons nous intéresser, dans notre étude, aux défauts suivants:

- excentricité du rotor
- courts-circuits entre spires du bobinage statorique
- rupture des barres rotoriques (machine asynchrone)
- courts-circuits de l'enroulement d'excitation (machine synchrone)

Ces défauts sont les principaux défauts naissants des machines, il sont à l'origine des défauts plus graves.

Nous pouvons distinguer deux types d'excentricité : l'excentricité statique, présentée à la figure 5, et l'excentricité dynamique, présentée à la figure 6, les éléments des figures étant les suivants :

CS - centre géométrique du stator

CR - centre géométrique du rotor

R - rayon interne du stator

r - rayon externe du rotor

d - excentricité

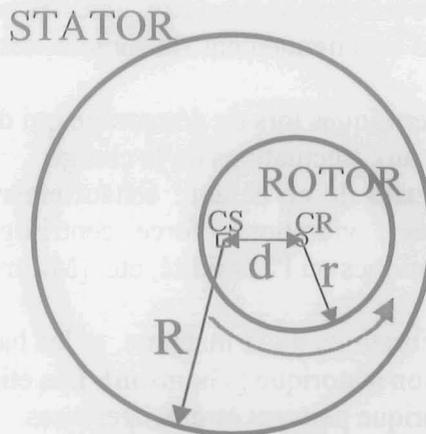


Figure 5: Excentricité statique

Dans le cas de l'excentricité statique, le rotor tourne autour de son centre géométrique et la largeur de l'entrefer est constante dans le temps pour chaque position angulaire. Ce défaut se produit lors de la fabrication des machines, il est dû à l'erreur de positionnement du stator ou du rotor [Thomson].

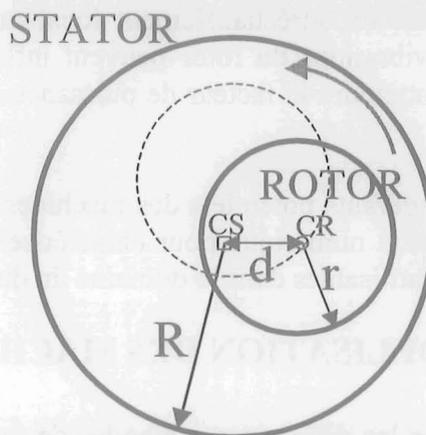


Figure 6: Excentricité dynamique

Dans le cas de l'excentricité dynamique, le rotor tourne autour du centre géométrique du stator, et la largeur de l'entrefer dépend du temps. Ce défaut peut être provoqué par les défauts mécaniques : par exemple l'arbre déformé ou un défaut de roulement.

La conséquence des deux types de défauts est le déséquilibre de la force électromagnétique appliquée au rotor ce qui augmente l'excentricité, et la conséquence finale peut être le frottement entre le stator et le rotor.

Les courts-circuits dans l'enroulement statorique se produisent à cause des contraintes suivantes:

1. mécaniques - (vibrations de la machine, forces électromagnétiques),
2. thermiques – pertes dans le cuivre
3. électriques (pertes dans l'isolant, décharges partielles) [Jarosz].

Il existe aussi des contraintes d'environnement telles que l'humidité, l'ozone, la poussière etc [Jarosz].

Si la machine possède, par exemple, une spire court-circuitée, elle peut continuer à fonctionner, mais le courant du court-circuit peut être important et peut chauffer l'enroulement statorique et augmenter le défaut en produisant des courts-circuits entre deux phases ou entre une phase et le neutre de la machine. Il est donc très important de détecter ce défaut à temps.

Les ruptures de barres rotoriques peuvent se produire, dans les machines asynchrones à cage, lors de la fabrication ou lors du fonctionnement du moteur, les causes principales étant les suivantes [Thomson]:

- contraintes mécaniques et thermiques lors du démarrage qui dépassent les valeurs prévues
- contraintes mécaniques dues aux fluctuations de la charge

Nous pouvons citer d'autres causes de ce défaut : échauffement excessif, étincelles, forces électromagnétiques déséquilibrées, vibrations, force centrifuge, dégradation du matériel provoqué par les substances chimiques ou l'humidité, etc. [Milimonfared]

Ce défaut peut provoquer des vibrations de la machine, et les barres cassées peuvent toucher le stator et endommager l'isolation statorique [Thomson]. Les étincelles qui se produisent lors de la dégradation de la cage rotorique peuvent être dangereuses.

Les courts-circuits au rotor provoquent une dissymétrie de la force magnétomotrice rotorique. Ce défaut est le plus souvent dû à causes :

- mécaniques (usure des isolants ou rupture)
- thermiques (par manque de refroidissement général ou localisé)
- électriques (percement de l'isolation ou pollution) [Guigues]

La conséquence de ce défaut est un suréchauffement local qui peut déformer le rotor et provoquer des vibrations. Les vibrations du rotor peuvent influencer le fonctionnement de l'alternateur, en l'empêchant d'atteindre le facteur de puissance et la puissance active désirés [Vas].

Forts de cette connaissance des défauts potentiels des machines électriques et convaincus de la nécessité d'utiliser la simulation numérique pour caractériser ces défaillances, nous nous sommes intéressés aux modèles utilisables dans le domaine du diagnostic.

5. METHODES DE MODELISATION DES MACHINES ELECTRIQUES

Il faut, avant de passer en revue les différentes méthodes de modélisation, bien préciser les contraintes que l'on s'impose dans le domaine du diagnostic. Il s'agit de représenter les fonctionnements sains et défaillants d'une machine électrique, c'est-à-dire qu'il faut modéliser une machine non équilibrée électriquement, à entrefer variable et dans un environnement de fonctionnement qui peut être complexe (charge variable, alimentations à fréquence et tensions variables, ... etc).

5.1. Modèles analytiques

Les modèles analytiques décrivent le fonctionnement des machines électriques en termes de grandeurs globales telles que courants, tensions, flux, vitesse de rotation...

Par exemple, les schémas électriques équivalents sont souvent utilisés pour représenter les machines électriques. Par exemple, la machine asynchrone est souvent modélisée par un schéma monophasé qui est identique pour les trois phases [Vučković]. Ce modèle est valable à condition que les trois phases la machine sont équilibrées et alimentées par un système de tensions ou de courants équilibrés.

Nous pouvons trouver plusieurs modèles analytiques dans la littérature, le modèle le plus souvent utilisé étant le modèle de Park (obtenu par le modèle de la machine triphasée symétrique).

Ce modèle repose sur les hypothèses de modélisation suivantes:

- Parfaite symétrie de construction

- entrefer de largeur constante sans effet d'encoche
- assimilation de la cage à un court-circuit de même nombre de phases que le bobinage statorique
- répartition sinusoïdale, le long de l'entrefer, des champs magnétiques de chaque bobinage
- absence de saturation dans le circuit magnétique
- influences de l'effet de peau et des échauffements des conducteurs sont négligées

Ce modèle ne nécessite pas la connaissance de la géométrie de la machine, ce qui est un avantage dans les applications pratiques. Il est possible d'introduire la saturation magnétique dans ce type de modèle [Brooks].

Ce modèle est suffisamment réduit et il permet de développer de nombreux outils pour le diagnostic de défauts reposant sur l'approche modèle. Cependant, la modélisation de défauts par ce type de modèle est souvent limitée par le nombre de paramètres existant dans le modèle.

Il existe des modèles de Park dédiés au diagnostic qui incluent des enroulements supplémentaires au stator afin de modéliser les courts-circuits ou une représentation détaillée du circuit électrique du rotor pour modéliser le défaut de rupture de barres rotoriques [Franceschini] [Tallam]. Ces modèles peuvent être utilisés pour l'estimation de paramètres de défaut [Bachir] [Tnani] [Schaeffer].

5.2. Méthode des éléments finis

La méthode des éléments finis est une méthode de simulation des dispositifs électromagnétiques qui permet de résoudre numériquement les équations de Maxwell.

Pour appliquer cette méthode, il faut rentrer toute la géométrie du dispositif. Il est possible de prendre en compte les propriétés physiques de matériaux différents. Parfois, il est possible de réduire le domaine d'études grâce à la symétrie du champ électromagnétique.

Cette méthode est très précise, mais elle a quelques inconvénients : le temps de calcul est grand, on est obligé de rentrer toute la géométrie de la machine et le modèle obtenu est très complexe rendant difficile son utilisation pour le diagnostic.

5.3. Circuit électrique multienroulement [Toliat] [Barakat] [Tu]

Le modèle comprend tous les enroulements statoriques et rotoriques couplés magnétiquement. Les inductances propres et mutuelles sont calculées à partir des plans de l'enroulement et de la géométrie de la machine. Il est possible d'introduire des défauts de la machine dans le modèle. Le modèle est résolu comme un circuit électrique, avec les inductances de la machine qui dépendent de la position du rotor par rapport au stator. Par sa complexité, ce modèle se situe entre les modèles de Park et les éléments finis, avec un temps de calcul assez important. Dans ce type de modèle, la saturation magnétique n'est pas prise en compte.

5.4. Réseaux de perméances [Ostović]

Le circuit magnétique de la machine est discrétisé et représenté par un ensemble de perméances. Les perméances peuvent être constantes ou dépendre de la géométrie ou du flux magnétique. Le circuit magnétique est couplé avec le circuit électrique de la machine [Hecquet]. Cette méthode donne la possibilité de modéliser les défauts de la machine [Ostović] [Delforge] [Meshgin-Kelk] en étant moins complexe que la méthode des éléments finis. Cette méthode et son utilisation pour le diagnostic des machines électriques constitueront le sujet de notre étude.

6. CONCLUSION

Dans ce chapitre, nous avons présenté les principales méthodes de diagnostic et de modélisation des machines électriques.

Nous avons décrit les deux approches principales du diagnostic des machines électriques: l'approche signal et l'approche modèle. Nous avons présenté les principaux défauts des machines électriques.

Nous avons également présenté les méthodes de modélisation de machines électriques, avec leur possibilité de représentation des défauts.

La méthode de modélisation retenue pour cette étude est la méthode des réseaux de perméances. Dans les chapitres suivants, nous allons développer des modèles de la machine synchrone et de la machine asynchrone en utilisant cette méthode.

En ce qui concerne les grandeurs et les méthodes de diagnostic pour l'étude des alternateurs, nous utiliserons les résultats des études déjà menées au LEG, avec le diagnostic reposant sur la tension d'arbre, les courants entre les voies d'enroulement et la tension entre les neutres de la machine.

Pour la machine asynchrone, nous utiliserons la méthode des signatures des courants du moteur (MCSA), afin de valider la méthode de modélisation.

Lors de la synthèse des modèles des machines électriques nous tiendrons compte des besoins du diagnostic : tout d'abord le modèle doit permettre la modélisation des défauts de la machine. Ensuite, il doit donner des résultats représentatifs des défauts, ce qui sera vérifié par comparaison avec les essais ou avec les résultats obtenus par les modèles précis (par exemple : par la méthode des éléments finis). Nous tiendrons également compte de la simplicité du modèle, qui permettra son utilisation pour la détection et la localisation des défauts. Pour des raisons pratiques, nous allons essayer de diminuer le nombre de paramètres de la machine nécessaires pour la synthèse du modèle.

Dans le chapitre suivant, nous allons, tout d'abord, présenter avec plus de détails la modélisation des machines par réseaux de perméances avant d'établir la procédure de modélisation proposée pour le diagnostic.

CHAPITRE 2
Les réseaux de réticences

FOR LEGAL USE ONLY
CONFIDENTIAL

1. INTRODUCTION

Dans le chapitre 1, nous avons vu les principales méthodes de diagnostic. Leur application nécessite une bonne connaissance du comportement des machines électriques lors de défauts. Cela implique un outil de modélisation qui permette une description et une prise en compte précise des défauts. Les modèles de machines, utilisés pour la commande, ne suffisent pas parce qu'une des hypothèses de ces modèles, la symétrie de la machine, n'est pas respectée lors d'un défaut. La méthode des éléments finis est une méthode qui permet de modéliser les machines électriques avec une grande précision. Cependant, si la machine n'est pas symétrique, ce qui est toujours le cas lors d'un défaut, la réduction du domaine d'étude n'est pas toujours possible. Cela veut dire qu'il est nécessaire de représenter une grande partie sinon toute la machine, ce qui est difficile, long et ce qui augmente le temps de calcul.

La méthode de modélisation présentée dans ce chapitre est la méthode des réseaux de perméances [Ostović]. Cette méthode est un compromis entre la complexité et la précision du modèle. Dans ce chapitre, nous allons expliquer la théorie de réseaux des perméances, et nous allons établir un modèle de la machine synchrone en appliquant cette théorie à une machine donnée. Le modèle ainsi obtenu nous permettra d'étudier ensuite les possibilités de modélisation de défauts et de simplification du modèle lui-même. Le but de cette étude est d'établir une procédure de modélisation qui donne un modèle suffisamment simple permettant de décrire les défauts de la machine avec une précision acceptable.

Par rapport aux méthodes de diagnostic présentées au chapitre précédent, le modèle de réseaux de perméances pourrait servir à étudier l'influence des différents éléments de la machine sur le contenu spectral des grandeurs lors d'un défaut ; c'est l'approche signal.

L'approche modèle nécessiterait un modèle peu complexe et linéaire par rapport aux paramètres de défauts pour la synthèse d'un observateur ou d'un estimateur.

Dans ce chapitre, nous donnons un rappel d'électromagnétisme, nous continuons avec un rappel sur la modélisation électromagnétique, et puis nous faisons une rapide description des réseaux de perméances et de leur application aux machines. Un exemple d'application des réseaux de perméances sur une machine synchrone est analysé.

2. CHAMP ELECTROMAGNETIQUE

Les phénomènes électromagnétiques sont régis par les équations de Maxwell :

$$\operatorname{div} \vec{B} = 0 \quad (2.1)$$

$$\operatorname{rot} \vec{H} = \vec{J} \quad (2.2)$$

On définit un potentiel magnétique scalaire ε tel que:

$$\vec{H} = -\operatorname{grad} \varepsilon \quad (2.3)$$

On peut exprimer l'intégrale du champ magnétique entre deux points A et B par la différence de potentiels magnétiques scalaires:

$$\int_A^B \vec{H} d\vec{l} = \int_A^B -\operatorname{grad} \varepsilon \cdot d\vec{l} = \varepsilon_A - \varepsilon_B \quad (2.4)$$

On remarque une ressemblance entre le potentiel magnétique scalaire et le potentiel électrique.

3. CIRCUIT MAGNETIQUE EQUIVALENT

La reluctance dans les circuits magnétiques correspond à la résistance dans les circuits électriques.

Dans cette étude, on va parfois utiliser les reluctances et parfois les perméances selon le besoin. Il faut savoir que les deux grandeurs décrivent la même propriété d'un élément magnétique (le flux qui passe par rapport aux courants engendrant le champ magnétique). L'utilisation d'une des deux grandeurs est uniquement liée à la facilité de calcul ou de représentation de l'élément magnétique dans un logiciel.

La méthode des réseaux de perméances repose sur la discrétisation du domaine étudié. Au lieu de résoudre les équations de Maxwell en tout point, on représente le dispositif magnétique étudié par un ensemble interconnecté de sources de flux et d'éléments passifs représentant approximativement le trajet du flux, ceci constitue le circuit magnétique équivalent.

Pour appliquer la méthode du circuit magnétique équivalent, il faut diviser le domaine étudié en tubes de flux. Les tubes de flux sont les figures géométriques dont la section est toujours traversée par le même flux:

$$\Phi_s = C^{te} \quad (2.5)$$

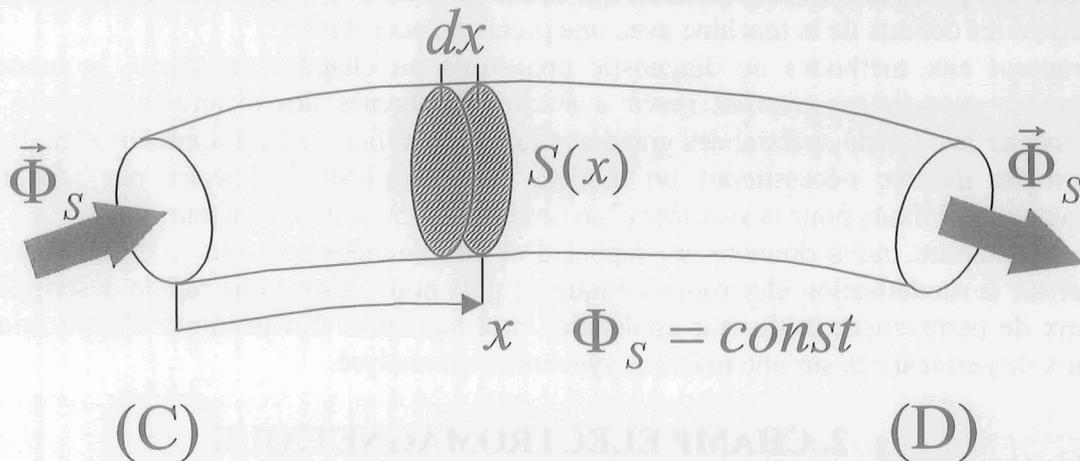


Figure 1: Tube de flux

On peut calculer la perméance qui correspond à ce tube en utilisant l'équation:

$$P = \frac{\Phi_s}{\varepsilon_{CD}} \quad (2.6)$$

où: ε_{CD} est la différence de potentiel magnétique aux extrémités du tube

La perméance dans les circuits magnétiques correspond à la conductance dans les circuits électriques.

Parfois, il est plus simple d'utiliser la valeur inverse de la perméance, la reluctance, définie par l'expression:

$$R = \frac{\varepsilon_{CD}}{\Phi_s} \quad (2.7)$$

Les perméances sont souvent calculées par la méthode des éléments finis à l'aide de l'équation (2.6). Dans un premier temps, nous avons adopté la même méthode, ensuite nous avons calculé analytiquement les perméances selon la géométrie de la machine (voir le paragraphe 3.2.), l'objectif étant d'avoir une représentation de la machine simple et rapide d'exécution.

3.1. Sources dans les circuits magnétiques

Le potentiel magnétique scalaire étant défini par (2.3), nous pouvons distinguer deux types de sources dans les circuits magnétiques:

1. les courants qui passent dans les conducteurs et qui traversent le circuit magnétique. Par exemple, les courants statoriques des machines électriques, en passant par les encoches statoriques, engendrent un champ magnétique dans la machine calculé en utilisant le théorème d'Ampère (voir figure 2) sur un contour C traversé par un ou plusieurs conducteurs:

$$\oint_C \vec{H} d\vec{l} = \sum_C I \quad (2.8)$$

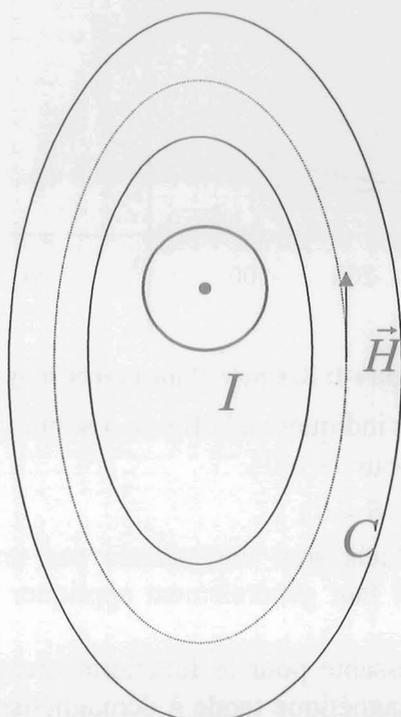


Figure 2: Champ magnétique engendré par un courant électrique

En comparant les formules (2.3) et (2.8) on s'aperçoit que les courants électriques représentent les sources de potentiel magnétique de la même façon que les sources de tension dans les circuits électriques. C'est pour cette raison que l'on va adopter le symbole suivant pour ce type de source:

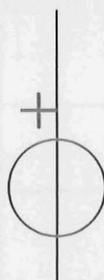


Figure 3: Symbole des sources du potentiel magnétique scalaire

2. les aimants permanents sont souvent utilisés pour engendrer le champ rotorique d'une machine synchrone, à cause de leur champ magnétique rémanent quasiment constant. Un aimant est défini par sa caractéristique dans le plan B-H. Un exemple de cette caractéristique est donné à la figure 4.

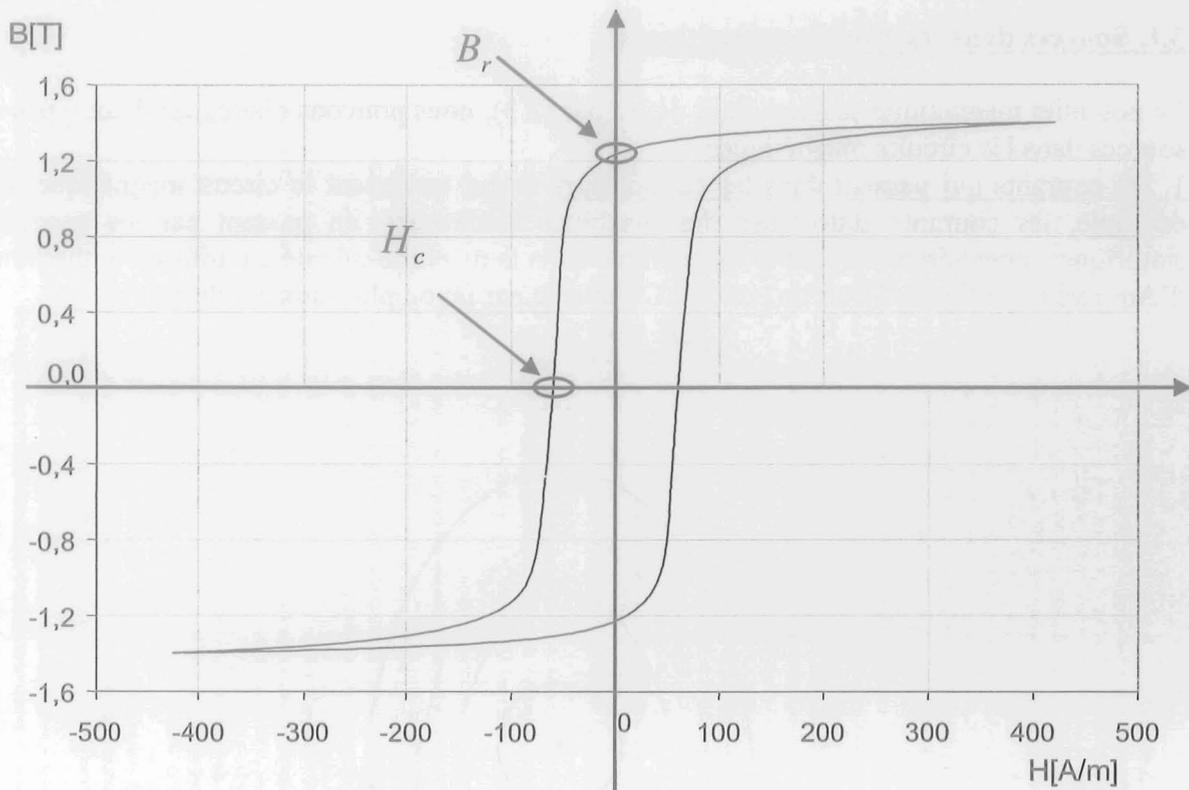


Figure 4: Exemple d'une courbe d'hystérésis

Les grandeurs caractéristiques indiquées à la figure 4 sont:

B_r - l'induction rémanente (pour $H = 0$)

H_c - le champ coercitif (pour $B = 0$)

Les aimants permanents actuels sont caractérisés par une valeur importante du champ coercitif, ce qui signifie qu'il faut généralement appliquer un champ magnétique important pour les démagnétiser.

La partie de la courbe intéressante pour le fonctionnement est celle pour laquelle $H < 0$, $B > 0$. Bien que le champ magnétique tende à démagnétiser l'aimant, son aimantation reste quasiment constante surtout avec les aimants Terres-Rares, ce qui assure le flux d'excitation de la machine.

La pente de la caractéristique étant faible, les aimants permanents ont une induction magnétique presque constante, ce qui nous amène à les modéliser dans le circuit magnétique par une source de flux correspondant à une source de courant dans le circuit électrique équivalent. Pour les sources de flux, nous utiliserons le symbole suivant :

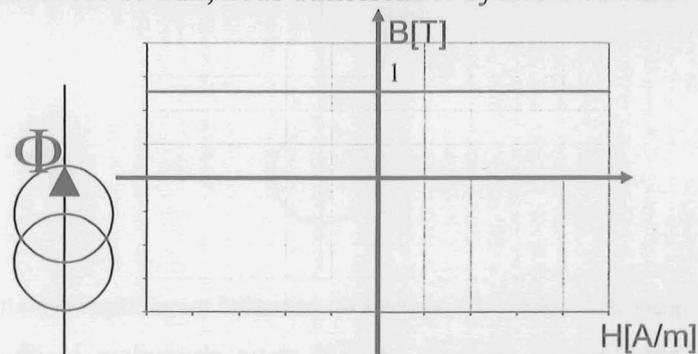


Figure 5: Symbole et caractéristique B-H de la source de flux

La pente de la courbe de magnétisation est modélisée par une perméance en parallèle avec la source (voir fig.6), qui correspondrait, dans un circuit électrique, à une source de courant réelle.

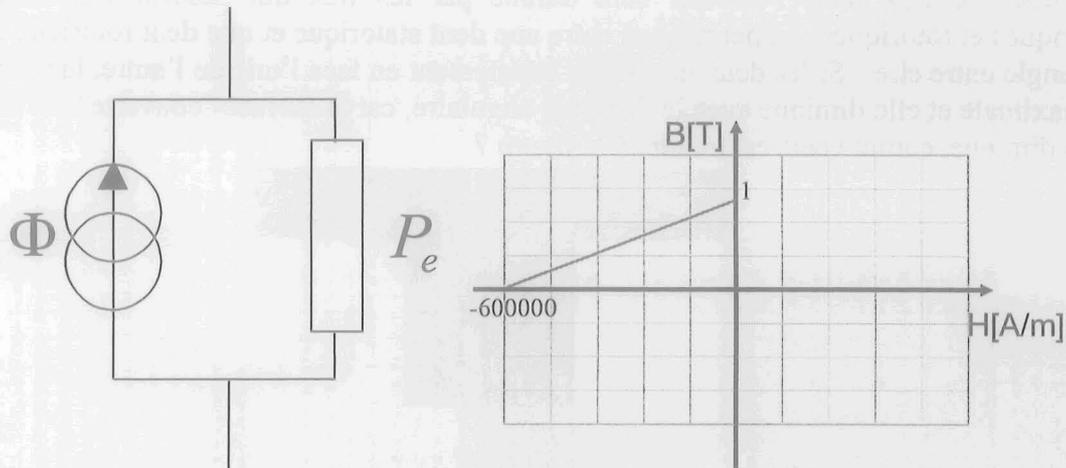


Figure 6: Schéma équivalent d'un aimant permanent

3.2. Calcul des perméances

Les perméances peuvent être constantes, fonctions du temps ou du champ magnétique appliqué. Si l'on suppose qu'il n'y a pas de saturation magnétique, la caractéristique magnétique du matériau est constante, alors les perméances des dents et des culasses d'une machine électrique sont constantes. Ces perméances sont calculées à partir de la géométrie du circuit magnétique.

Pour un élément rectangulaire, nous avons:

$$P = \frac{\int BdS}{\int \vec{H}d\vec{l}} \quad (2.9)$$

On remplace:

$$B = \mu H \quad (2.10)$$

Ce qui nous donne la relation simple :

$$P = \mu \frac{S}{l} \quad (2.11)$$

μ perméabilité magnétique du matériau, constante en absence de saturation.

Cette relation peut être utilisée pour calculer les perméances des éléments qui ont une forme plus complexe : il suffit de calculer l'intégrale qui représente la somme des perméances en parallèle ou la somme des reluctances en série [Ostović], en prenant en compte l'orientation des lignes de flux.

D'autres auteurs proposent une étude reposant sur la méthode des éléments finis, afin d'établir les reluctances de la machine [Delforge]. Dans un premier temps nous avons utilisé cette méthode et nous l'avons comparée aux résultats d'un calcul fondé sur la géométrie de la machine. Le principe de cette étude est expliqué au paragraphe 4 et les résultats sont donnés à l'annexe A.

Ces résultats nous ont permis de valider les valeurs des reluctances calculées à partir des données géométriques de la machine. Les dents statoriques et rotoriques ont été représentées par des éléments rectangulaires, ce qui simplifie le calcul et réduit le nombre de données nécessaires. Cela est justifié par la comparaison des valeurs de ces reluctances et des

reluctances de l'entrefer qui sont les plus importantes, et qui déterminent les flux dans la machine.

Les tubes de flux dans l'entrefer sont définis par les flux qui passent entre les dents statoriques et rotoriques. La perméance entre une dent statorique et une dent rotorique dépend de l'angle entre elles. Si les deux dents sont exactement en face l'une de l'autre, la perméance est maximale et elle diminue avec le décalage angulaire, car la surface "couverte" par les deux dents diminue, comme cela est montré à la figure 7.

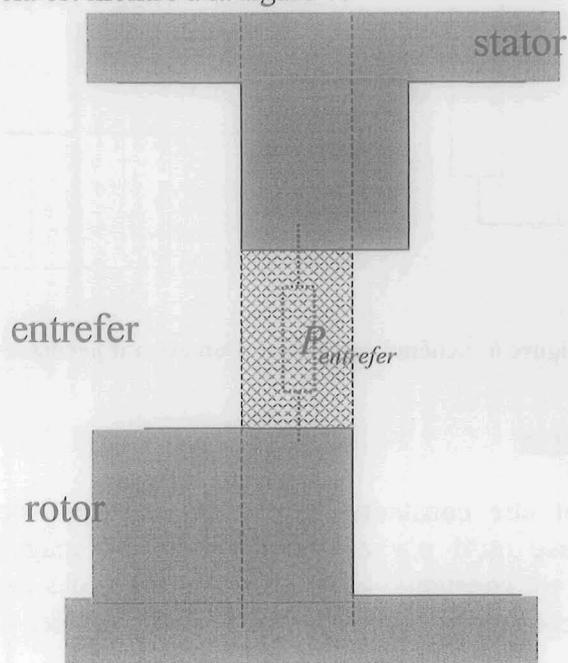


Figure 7: Perméance de l'entrefer

Si on calcule la perméance selon la formule (2.11) pour chaque position angulaire du rotor, en prenant la surface indiquée à la figure 7, on obtient la fonction de la figure 8.

perméance

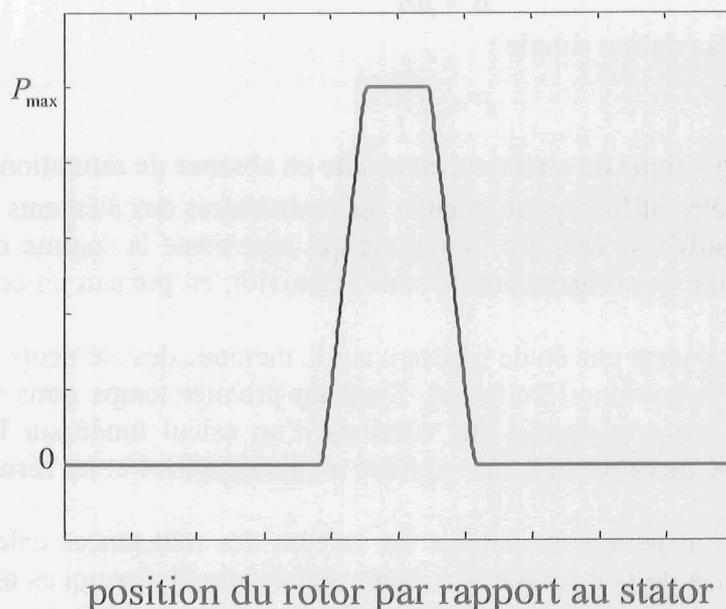


Figure 8: Perméance de l'entrefer en fonction de la position angulaire du rotor

C'est une fonction périodique dont on prend en compte un nombre limité d'harmoniques. Cela facilite le calcul en évitant les discontinuités et, en même temps, la fonction obtenue est plus proche de la réalité, parce que les flux entre les dents ne varient jamais brusquement. Par exemple, dans la situation présentée à la figure 9, nous avons $S=0$, mais il existe toujours un flux qui passe entre les dents.

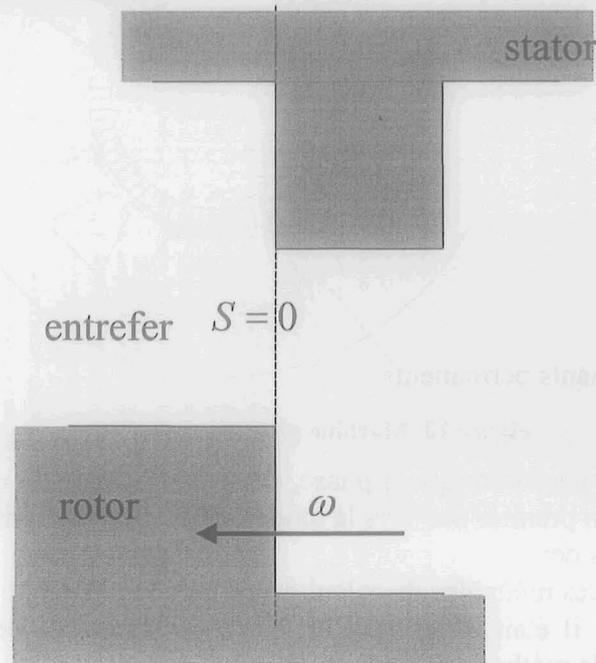


Figure 9: Perméance de l'entrefer non nulle

4. EXEMPLE D'UNE MACHINE SYNCHRONNE

Nous avons modélisé une machine synchrone à aimants permanents ayant une géométrie très simple représentée à la figure 10. Les détails sur la géométrie de la machine sont donnés à l'annexe A.

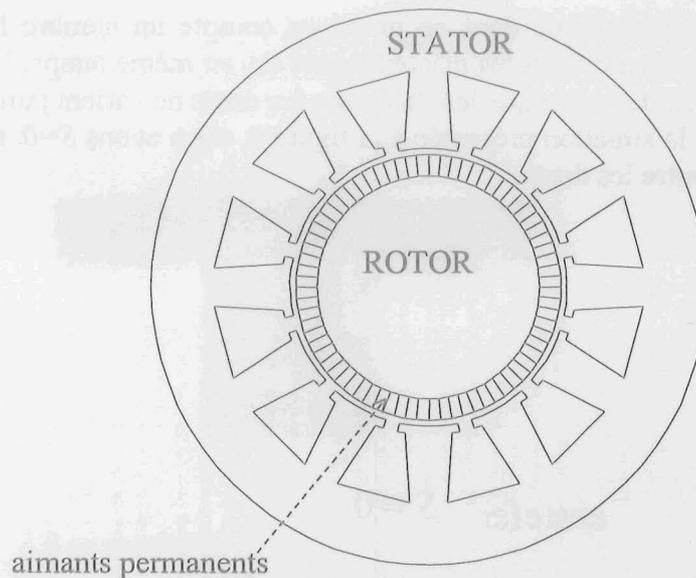


Figure 10: Machine synchrone étudiée

Cette machine a un bobinage statorique triphasé, deux paires de pôles et douze encoches; elle nous permettra de faire un premier pas vers la modélisation des machines plus complexes.

Cette étude nous a permis de:

1. comparer les différentes méthodes de calcul de perméances. Le but de notre étude étant de simplifier le modèle, il était intéressant de comparer le calcul de perméances avec les résultats obtenus par la méthode des éléments finis.
2. modéliser la machine saine par réseaux de perméances et comparer ces résultats à ceux obtenus par la méthode des éléments finis, pour connaître la précision du modèle reposant sur les réseaux de perméances.
3. évaluer l'influence de différents éléments du circuit magnétique équivalent de la machine. Par exemple, si on introduit les perméances de fuites entre les dents statoriques, on gagne sur la précision, mais on complique le modèle. La tendance à simplifier le modèle nous amène à supprimer ces perméances, mais il faut vérifier que la précision du modèle reste suffisante.
4. essayer la résolution des réseaux de perméances avec différents logiciels. Le circuit magnétique équivalent est un circuit électrique, donc il est possible de le résoudre à l'aide d'un logiciel de simulation de circuits électriques. Cependant, il faut vérifier que le schéma obtenu reste facile à gérer, car il peut contenir plusieurs dizaines, voire plusieurs centaines d'éléments. Il faut aussi prévoir la possibilité de calcul des grandeurs électriques de la machine (courants de voies d'enroulement), ainsi que le couplage du circuit électrique et du circuit magnétique de la machine.
5. modéliser les défauts de la machine, pour tester la sensibilité du modèle aux différents défauts.

Tout ces points sont illustrés dans les paragraphes suivants.

4.1. Réseau de perméances

Le schéma de la figure 11 représente le circuit magnétique élémentaire. Chaque partie de l'entrefer qui se trouve en face d'une dent statorique est représentée par les deux reluctances en parallèle, les autres éléments (dent, culasse, espace entre les dents) sont chacun représentés

par une reluctance. C'est la représentation la plus simple qui prenne en compte la répartition du flux dans l'entrefer pour les différentes positions du rotor.

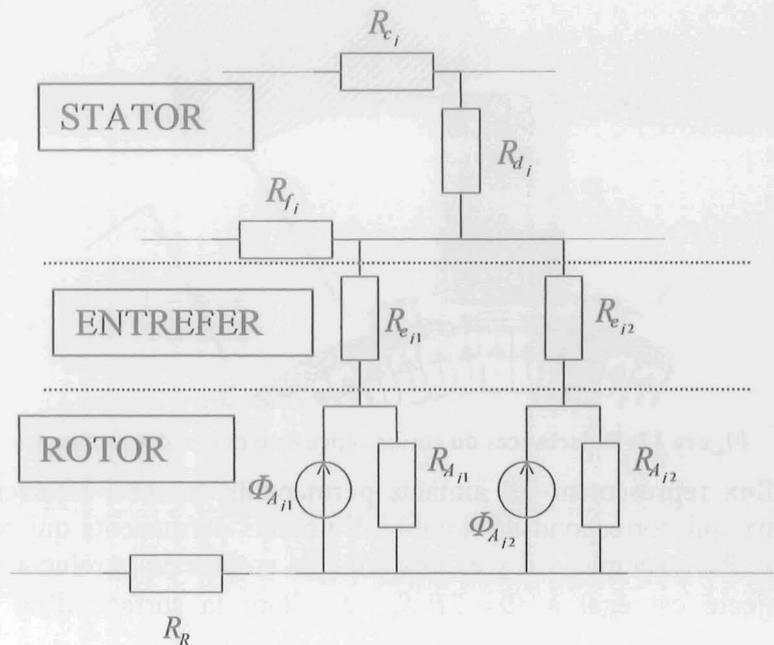


Figure 11: Réseau élémentaire

Les éléments du circuit magnétique équivalent indiqués sur le schéma sont les suivants:

R_c - reluctance de la culasse statorique

R_d - reluctance de la dent statorique

R_f - reluctance de fuites entre les dents statoriques

R_e - reluctance de l'entrefer

R_A - reluctance de l'aimant rotorique

Φ_A - flux sortant de l'aimant rotorique

R_r - reluctance de la culasse rotorique

Dans un premier temps, le logiciel Circuit[CEDRAT] a été utilisé pour résoudre le système. Circuit est un logiciel conçu pour la résolution des circuits électriques. Les relations entre le circuit magnétique et le circuit électrique équivalent sont les suivantes: les résistances correspondent aux reluctances, les courants correspondent aux flux, les tensions correspondent aux potentiels magnétiques scalaires.

Les aimants permanents sur le rotor ont été modélisés par des sources de courant (ce qui correspond au flux) avec une résistance en parallèle ce qui correspond aux modèles présentés au paragraphe 3.1.

Les perméances ont été calculées dans un premier temps par la méthode des éléments finis, afin de valider le circuit magnétique équivalent proposé. Ensuite, le but de notre démarche étant de s'affranchir de la méthode des éléments finis, nous avons introduit dans le modèle les perméances calculées directement à partir des données géométriques de la machine. Les détails du calcul des perméances sont donnés dans l'annexe A.

Nous avons supposé que les dents statoriques et la culasse statorique sont des rectangles (figure 12) et nous avons utilisé la formule (2.11) pour calculer les reluctances correspondantes. Ce calcul a été validé par la méthode des éléments finis, la comparaison des résultats est donné dans l'annexe A.

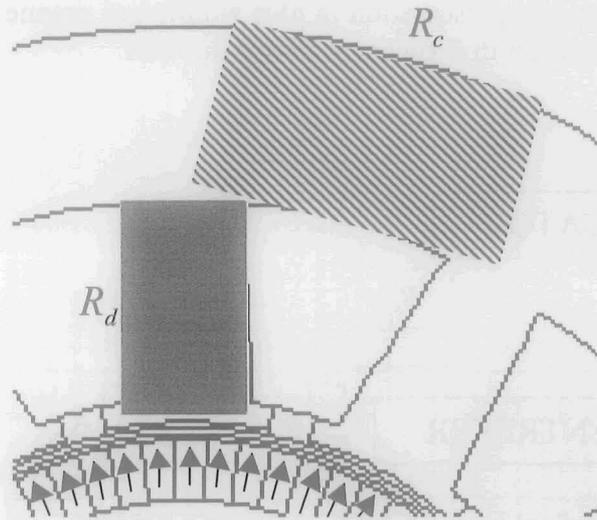


Figure 12: Reluctances du stator représentées par des rectangles

Les sources de flux représentant les aimants permanents du rotor injectent dans le circuit magnétique le flux qui correspond au nombre d'aimants permanents qui se trouvent à cette position angulaire. Par exemple, s'il y a deux aimants en face de la reluctance statorique (voir fig.7) le flux injecté est égal à $\Phi = 2B_r S_1$, S_1 étant la surface d'un aimant rotorique élémentaire.

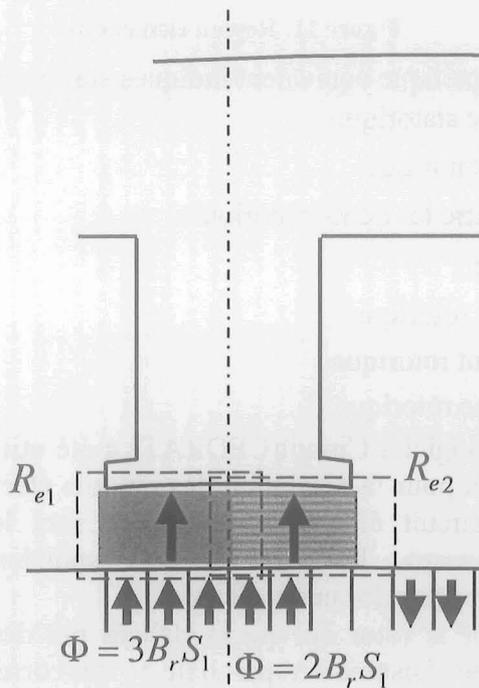


Figure 13: Flux engendré par les aimants rotoriques

Quand le rotor tourne, la valeur du flux injecté varie selon le nombre d'aimants qui se trouvent à l'endroit représenté par la source. A la figure 13, nous avons aussi représenté les reluctances de l'entrefer.

La fonction périodique qui modélise le flux injecté par le rotor tournant est représentée sur la figure 14.

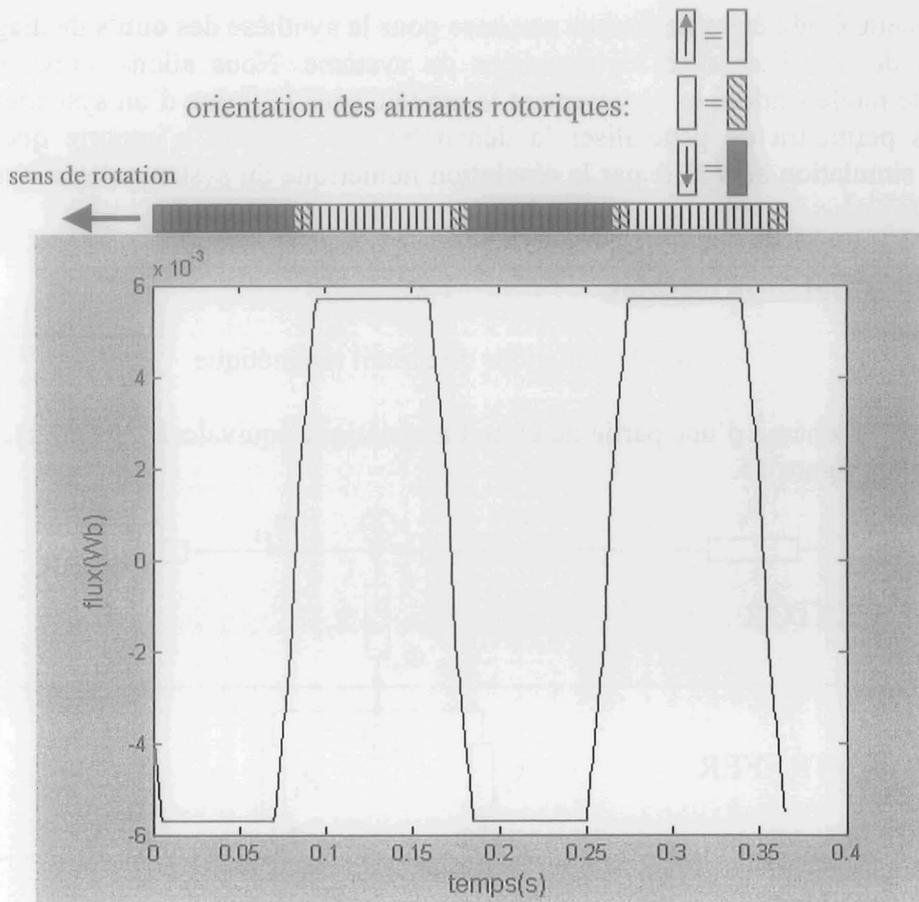


Figure 14: Flux des aimants rotoriques

Les valeurs de la fonction entre les instants où le nombre d'aimants rotoriques est entier ont été trouvées par une interpolation linéaire.

4.2. Simplification du circuit magnétique

Les reluctances de fuite entre les dents statoriques sont les plus élevées sur le schéma proposé. De plus, il est difficile de les calculer précisément, car la forme du tube de flux varie en fonction des autres flux dans la machine. En faisant des simulations par la méthode des éléments finis, nous avons trouvé que les flux de fuites ont toujours une valeur très faible par rapport aux autres flux dans le circuit. Cela signifie que les flux de fuites pourraient être négligés : ceci simplifierait le schéma équivalent. Cette approximation est validée par les résultats donnés aux paragraphes suivants.

4.3 Représentation matricielle du système d'équations

Lors de cette étude, nous avons rencontré plusieurs problèmes liés à l'utilisation du logiciel destiné à la résolution de circuits électriques. Le problème le plus important est la taille du schéma du circuit magnétique équivalent, car on est obligé de dessiner chacune des reluctances du système. Ceci devient fastidieux et difficile à gérer pour une machine avec un nombre élevé de dents statoriques. Le couplage des circuits magnétiques et électriques de la machine augmente également le nombre d'éléments et de relations à traiter.

Il y a des défauts qui nécessiteraient des éléments peu utilisés dans les circuits électriques, par exemple, une excentricité dynamique serait modélisée par des résistances variables dans le temps. Nous avons donc décidé d'abandonner cette démarche.

Le but de cette étude étant de fournir une base pour la synthèse des outils de diagnostic, il est nécessaire de travailler avec les équations du système. Nous allons, donc, formaliser la méthode de modélisation, en représentant le modèle sous la forme d'un système d'équations. Cela nous permettra de généraliser la démarche pour décrire n'importe quelle machine, ensuite la simulation sera faite par la résolution numérique du système d'état avec le logiciel Matlab.

4.4. Modèle d'état de la machine

4.4.1. Equations du circuit magnétique

Considérons le schéma d'une partie du circuit magnétique équivalent sans reluctances de fuite représenté à la figure 15.

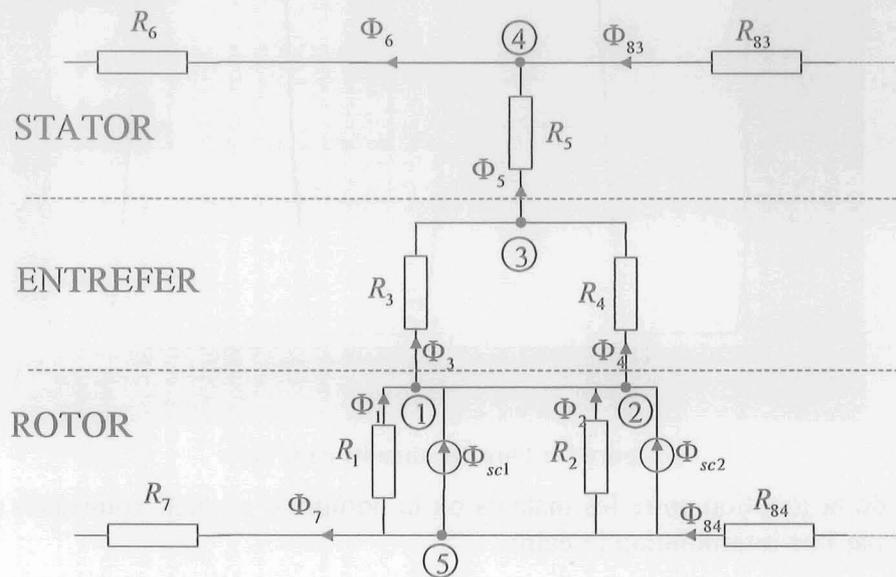


Figure 15: Circuit magnétique équivalent sans reluctances de fuite – une dent statorique

Nous pouvons écrire les équations des nœuds.

Pour le nœud 1, on écrit :

$$\Phi_1 - \Phi_3 = -\Phi_{sc1} \quad (2.12)$$

Pour le nœud 2, on écrit :

$$\Phi_2 - \Phi_4 = -\Phi_{sc2} \quad (2.13)$$

Pour le nœud 3, on écrit :

$$\Phi_3 + \Phi_4 - \Phi_5 = 0 \quad (2.14)$$

Pour le nœud 4, on écrit :

$$\Phi_5 + \Phi_{83} - \Phi_6 = 0 \quad (2.15)$$

Pour le nœud 5, on écrit :

$$-\Phi_7 + \Phi_{84} - \Phi_1 + \Phi_2 = \Phi_{sc1} + \Phi_{sc2} \quad (2.16)$$

On peut écrire cinq équations de nœuds pour chaque partie du circuit magnétique qui correspond à une dent statorique. Finalement, pour douze dents, on obtient 60 équations de nœuds dont 59 équations indépendantes.

Le même circuit magnétique est représenté à la figure 16, sous la forme qui nous permet d'écrire les équations des mailles.

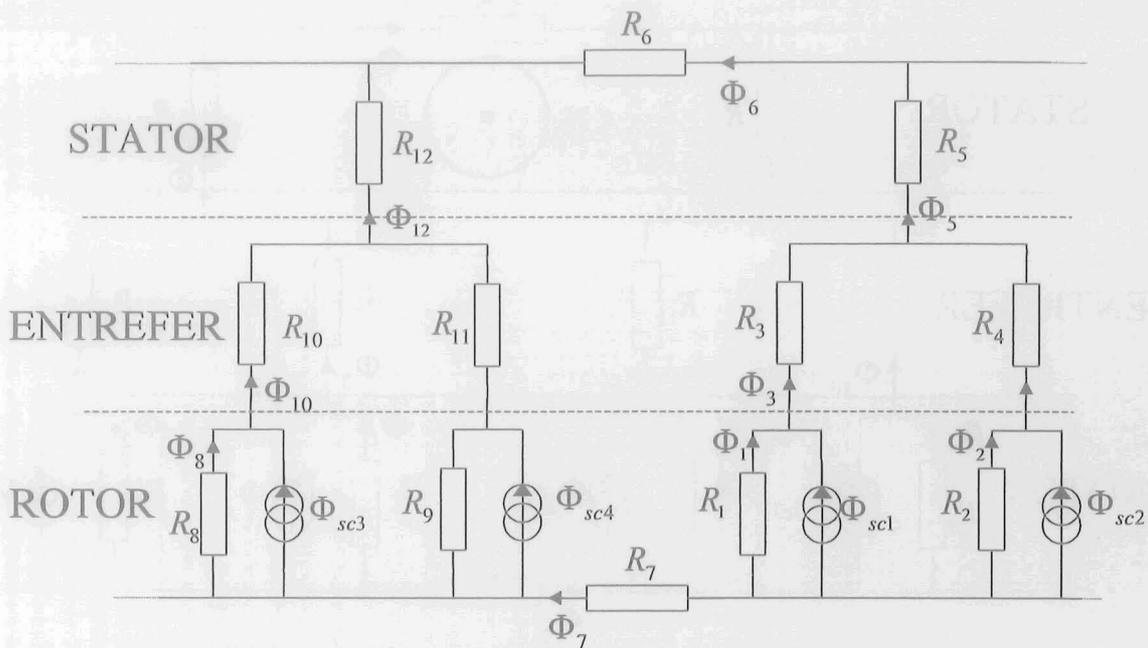


Figure 16: Circuit magnétique équivalent - équations des mailles

La première maille est constituée des reluctances R_1 , R_2 , R_3 et R_4 , on écrit la loi d'Ampère:

$$-R_1\Phi_1 + R_2\Phi_2 - R_3\Phi_3 + R_4\Phi_4 = 0 \quad (2.17)$$

La deuxième maille est constituée des reluctances R_2 , R_4 , R_5 , R_6 , R_7 , R_8 , R_{10} et R_{12} , on écrit l'équation:

$$-R_2\Phi_2 - R_4\Phi_4 - R_5\Phi_5 - R_6\Phi_6 + R_7\Phi_7 + R_8\Phi_8 + R_{10}\Phi_{10} + R_{12}\Phi_{12} = 0 \quad (2.18)$$

Si on écrit toutes les équations de mailles définies par les reluctances du stator, du rotor et de l'entrefer, cela fait 24 équations indépendantes. On peut ajouter encore une équation au système, l'équation de la maille définie uniquement par les reluctances rotoriques (R_7 , R_{14} ...):

$$R_7\Phi_7 + R_{14}\Phi_{14} + R_{21}\Phi_{21} + \dots + R_{84}\Phi_{84} = 0 \quad (2.19)$$

Avec les équations des nœuds (2.12) - (2.16), cela fait un système de 84 équations avec 84 inconnues (les flux dans la machine). On peut écrire ce système d'équations sous la forme matricielle:

$$A_{CM} \Phi = b_R \Phi_{sc} \quad (2.20)$$

où:

Φ - vecteur des flux de la machine

Φ_{sc} - - vecteur des flux des aimants rotoriques

Les matrices A_{CM} et b_R sont données à l'annexe B.

4.4.2. Réaction d'induit

L'exemple d'une encoche est montré à la figure 17.

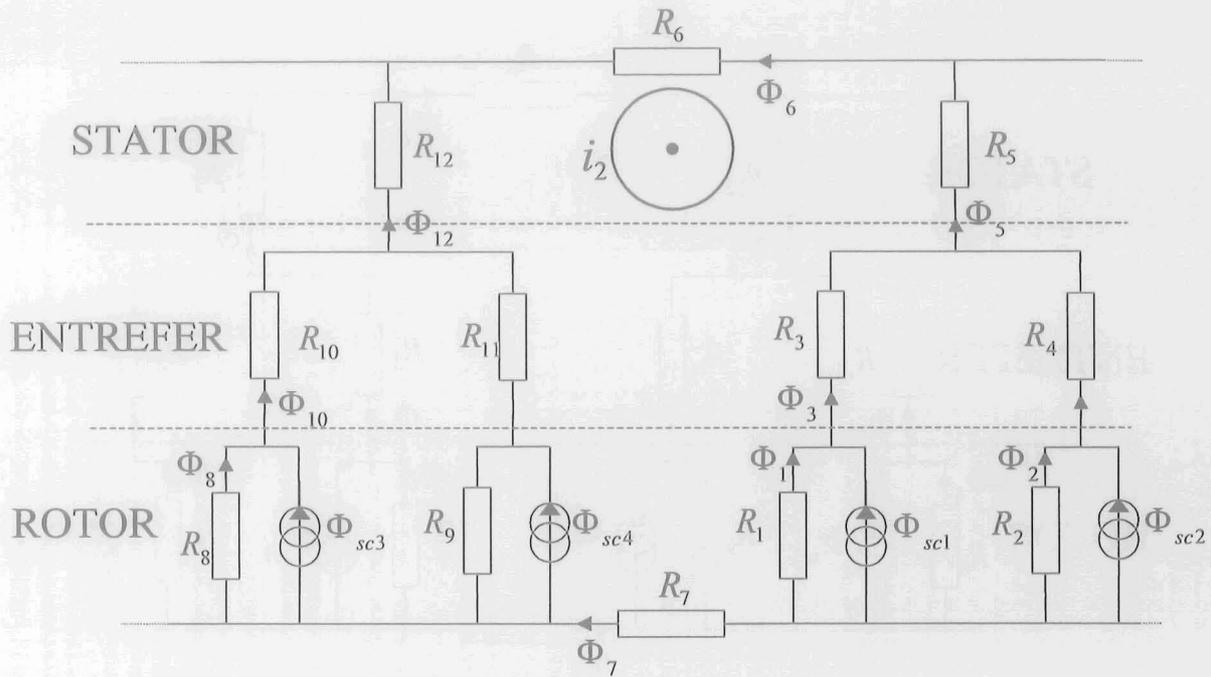


Figure 17: Une encoche statorique contenant un conducteur

Le courant qui passe par le conducteur engendre un champ magnétique qu'on peut ajouter dans l'équation (2.18), qui s'écrit maintenant:

$$-R_2\Phi_2 - R_4\Phi_4 - R_5\Phi_5 - R_6\Phi_6 + R_7\Phi_7 + R_8\Phi_8 + R_{10}\Phi_{10} + R_{12}\Phi_{12} = I_2 \quad (2.21)$$

où: I_2 - courant qui passe par la deuxième encoche.

Pour introduire cet effet dans toutes les encoches statoriques, on modifie également l'équation (2.20):

$$A_{CM}\Phi = b_R\Phi_{sc} + b_S i_S \quad (2.22)$$

où la matrice b_S exprime les courants d'encoches par rapport aux courants des voies d'enroulement et dépend du bobinage statorique.

4.4.3. Tensions induites

Si on suppose maintenant que le circuit électrique du stator comporte une résistance et une inductance reliées en parallèle, on peut écrire les équations du circuit électrique sous la forme matricielle:

$$V_S = R_1 i_S + L_1 \dot{i}_S \quad (2.23)$$

où: V_S - vecteur des tensions statoriques

R_1 - matrice des résistances dans le circuit électrique du stator (les résistances de charge et des conducteurs dans le circuit)

L_1 - matrice des inductances dans le circuit électrique du stator (les inductances de charge, des conducteurs dans le circuit et les inductances dues aux flux de fuites)

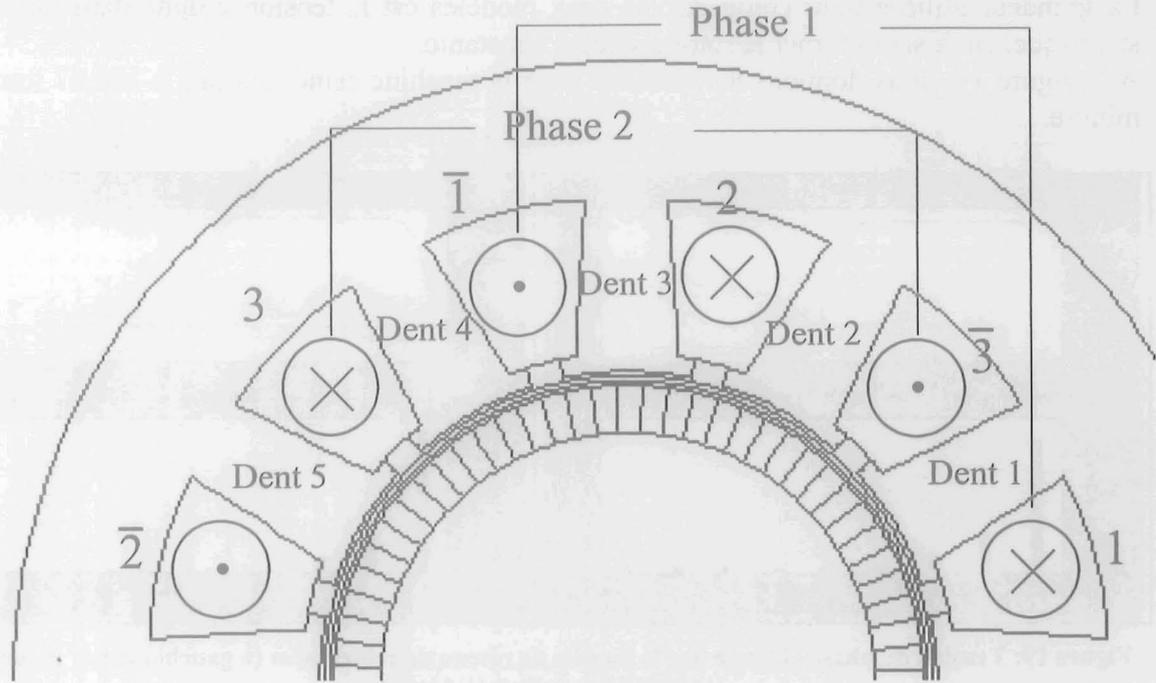


Figure 18: Bobinage statorique

Les tensions statoriques dépendent des flux dans les dents statoriques, par exemple pour la voie d'enroulement 1 (fig.18), on écrit :

$$V_1 = n_s \left(\frac{d\Phi_{s1}}{dt} + \frac{d\Phi_{s2}}{dt} + \frac{d\Phi_{s3}}{dt} \right) \quad (2.24)$$

où: n_s - nombre de spires dans le bobinage statorique

Pour la voie d'enroulement 2, on écrit:

$$V_2 = n_s \left(\frac{d\Phi_{s3}}{dt} + \frac{d\Phi_{s4}}{dt} + \frac{d\Phi_{s5}}{dt} \right) \quad (2.25)$$

et ainsi de suite, cela s'écrit sous la forme matricielle:

$$V_s = m P_s \dot{\Phi} \quad (2.26)$$

La matrice m dépend du bobinage statorique, la matrice P_s sert à exprimer les flux des dents statoriques à partir du vecteur Φ . Les deux matrices sont données à l'annexe B.

4.4.4. Equations du système

En substituant Φ de (2.22) dans (2.26) et V_s dans (2.23), on obtient l'équation du système :

$$(m P_s A_{CM}^{-1} b_s - L_1) \dot{i}_s = R_1 i_s - m P_s A_{CM}^{-1} b_R \dot{\Phi}_{sc} \quad (2.27)$$

Comme on connaît les valeurs des flux de sources (Φ_{sc}) à l'avance, on peut calculer les courants statoriques. On utilise la méthode implicite d'Euler [Sureshkumar]. En prenant en compte l'équation du flux (2.22), on peut calculer les tensions en utilisant l'équation (2.26). Les simulations présentées au paragraphe 4.5 ont été faites pour $L_1 = 0$, et les tensions ont été calculées en multipliant les courants statoriques par les résistances statoriques.

4.5. Simulations de la machine saine

Les simulations ont été faites par la méthode des éléments finis en utilisant le logiciel Flux2D, et par les réseaux de reluctances en utilisant le logiciel Matlab pour la simulation numérique.

La grandeur utilisée pour comparer les deux modèles est la tension induite dans une phase statorique, en faisant tourner le rotor à vitesse constante.

A la figure 19, nous donnons les résultats pour la machine saine tournant à 166,67 tours par minute.

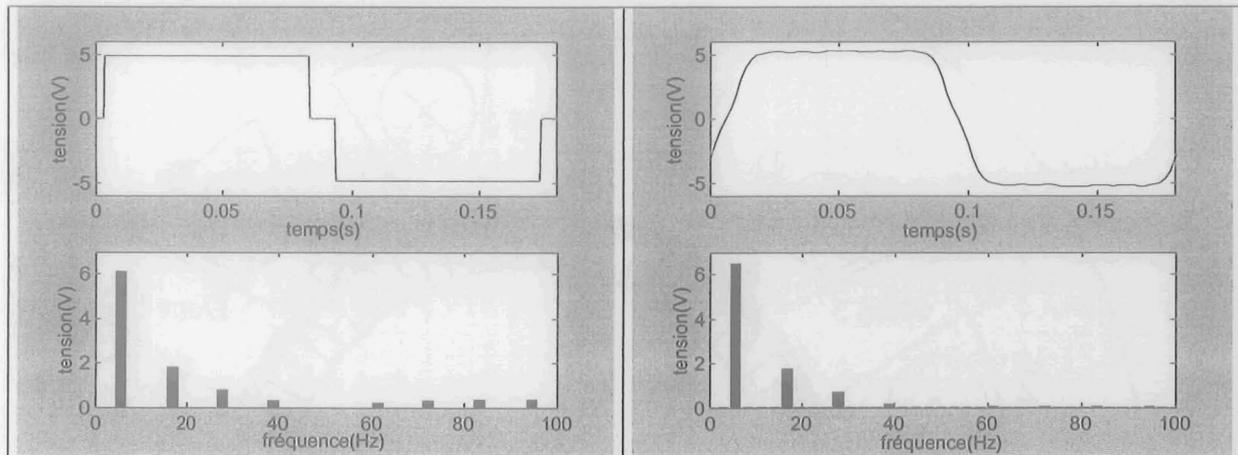


Figure 19: Tension de phase obtenue par le modèle de réseau de reluctances (à gauche) et par la méthode des éléments finis (à droite)

La tension de phase obtenue par le modèle a la même amplitude et presque la même forme que la tension obtenue par la méthode des éléments finis. Le contenu harmonique est le même en basses fréquences (les harmoniques 1, 3, 5 et 7 de la tension). On remarque la forme carrée du signal obtenu par le réseau de reluctances, ce qui se traduit par la présence d'harmoniques aux fréquences élevées. Les discontinuités sont dues à la modélisation du flux des aimants.

4.6. Simulations de défauts

Les défauts simulés par les deux méthodes sont les suivants:

1. excentricité statique
2. une portion d'aimant rotorique enlevée

Dans le cas de l'excentricité statique, la largeur de l'entrefer varie avec la position angulaire par rapport au stator ce qui entraîne une dissymétrie des reluctances de l'entrefer. Cette variation ne dépend pas du temps contrairement à l'excentricité dynamique.

La largeur de l'entrefer lors d'une excentricité statique est représentée par l'équation approximative [Cabanais]:

$$R_e(\theta_s) = R_{e_0} (R - r - d \cos(\theta_s)) / (R - r) \quad (2.28)$$

où:

θ_s - position angulaire par rapport au stator

R - rayon intérieur du stator

r - rayon extérieur du rotor

d - excentricité

R_{e_0} - reluctance de l'entrefer pour $d = 0$

Les résultats pour l'excentricité statique de 30% sont montrés à la figure 20.

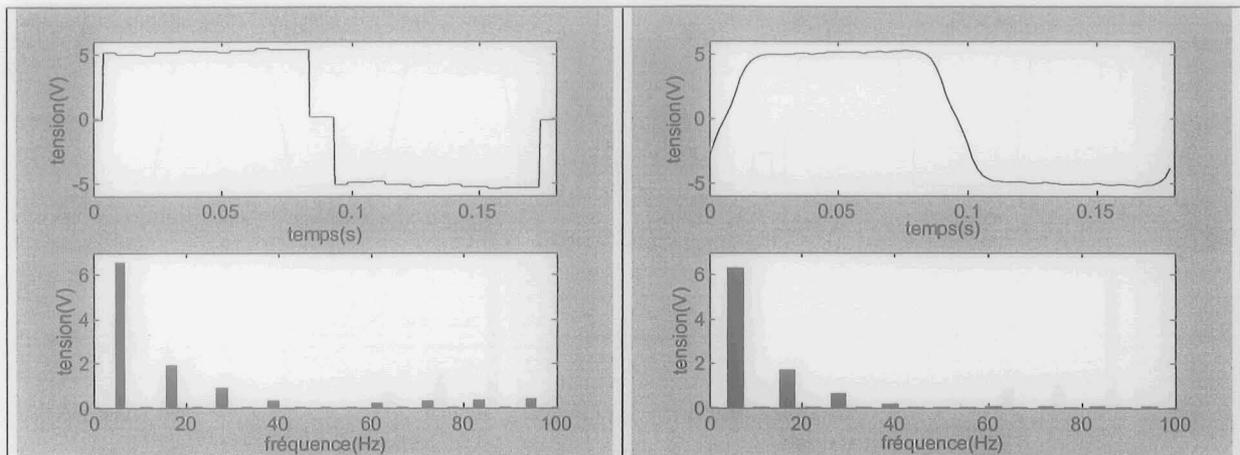


Figure 20: Tension de phase lors d'une excentricité statique obtenue par le modèle de réseau de reluctances (à gauche) et par la méthode des éléments finis (à droite)

Les tensions de phase obtenues sont déformées à cause de différences dans les reluctances d'entrefer qui déséquilibrent le flux vu par une phase.

Le défaut dû à trois morceaux d'aimants rotoriques enlevés est représenté par la modification de la fonction à la figure 14, en mettant une valeur nulle du flux magnétique aux endroits où les morceaux d'aimants ont été supprimés. Cela change les flux injectés par les aimants rotoriques - figure 21.

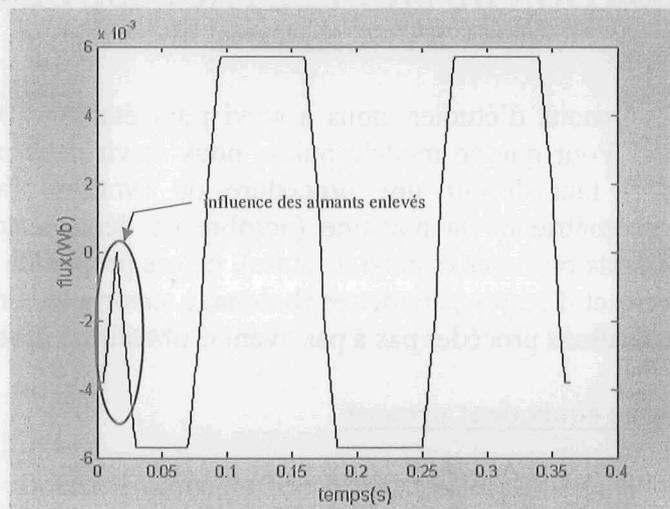


Figure 21: Flux des aimants rotoriques lors d'un défaut rotorique

On constate que le flux engendré par les aimants rotoriques diminue lors du passage de la surface rotorique où les aimant ont été supprimés.

Les résultats obtenus par les deux méthodes de simulation sont donnés à la figure 22.

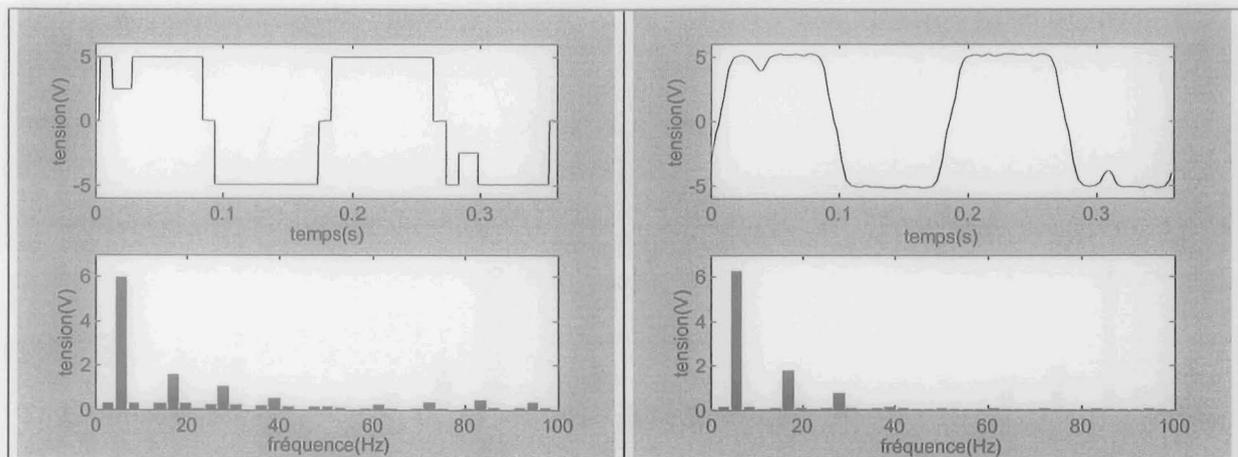


Figure 22: Tension de phase lors d'un défaut rotorique obtenue par le modèle de réseau de reluctances (à gauche) et par la méthode des éléments finis (à droite)

Dans les deux cas, on remarque les creux dans la f.é.m qui sont dus à la diminution du flux à cause des aimants rotoriques enlevés.

Nous pouvons conclure que le modèle proposé nous permet de simuler les défauts de la machine. Les résultats obtenus par le modèle de réseau de reluctances correspondent avec une très bonne précision à ceux obtenus par la méthode des éléments finis.

5. GENERALISATION DU MODELE PROPOSE DE LA MACHINE SYNCHRONE

La machine que nous venons d'étudier, nous a servi pour établir et valider un modèle de réseaux de reluctances. Pour que ce modèle puisse nous servir pour n'importe quelle autre machine synchrone, il faut définir une procédure de synthèse du modèle qui serait indépendante de la géométrie de la machine (nombre de dents statoriques et rotoriques, dimensions, pôles saillants ou lisses et ainsi de suite), de ses propriétés physiques (matériaux magnétiques, excitation) et d'autres paramètres (bobinage statorique, circuit électrique couplé avec la machine). Nous allons procéder pas à pas avant d'obtenir un modèle complet.

5.1. Circuit magnétique équivalent proposé

Une partie du circuit magnétique équivalent d'une machine électrique qui correspond à une encoche statorique est donnée à la figure 23:

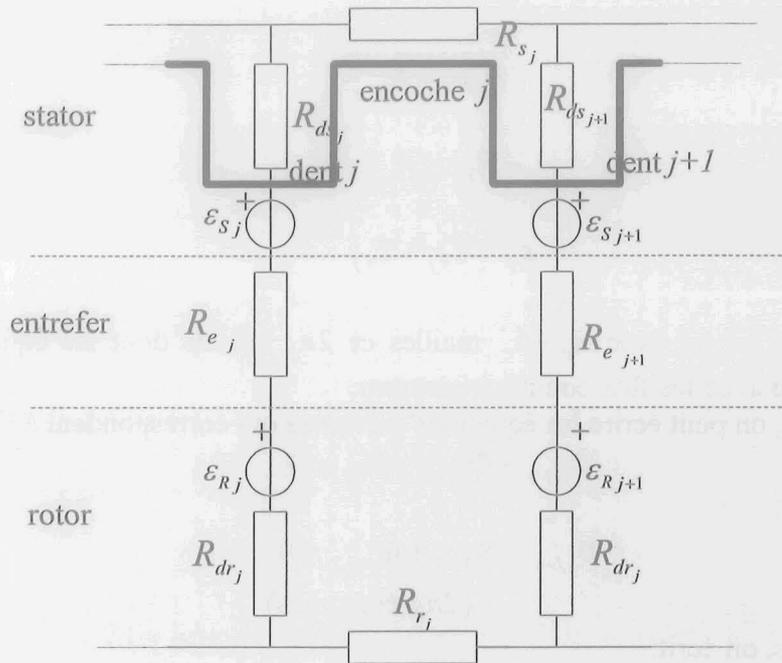


Figure 23: Circuit magnétique équivalent de la machine synchrone

Où:

R_s - reluctance de la culasse statorique

R_{ds} - reluctance de la dent statorique

R_e - reluctance de l'entrefer

R_{dr} - reluctance des dents rotoriques par lesquelles passe le flux de la dent statorique

R_r - reluctance de la culasse rotorique

ε_s - force magnétomotrice engendrée par les courants statoriques

ε_R - force magnétomotrice engendrée par les courants rotoriques

La forme simplifiée, obtenue en regroupant les reluctances en série, de ce circuit est donnée à la figure 24, pour l'encoche j ($j \in [1, n_d]$):

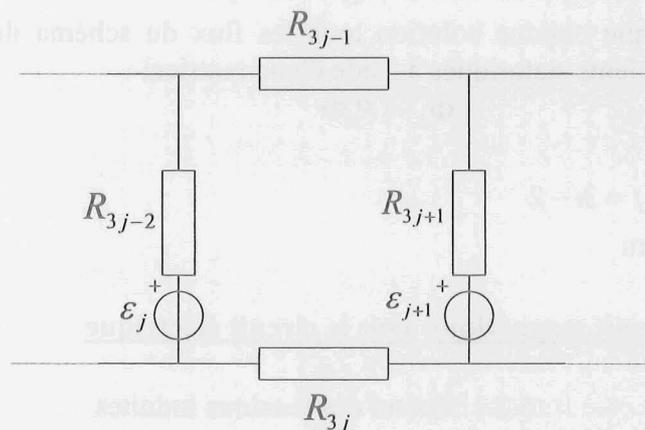


Figure 24: Circuit magnétique équivalent simplifié

Par rapport à la figure 23, on a:

$$R_{3j-2} = R_{ds} + R_e + R_{dr} \quad (2.29)$$

$$R_{3j-1} = R_s \quad (2.30)$$

$$R_{3j} = R_r \quad (2.31)$$

$$\varepsilon_j = \varepsilon_{Rj} + \varepsilon_{Sj} \quad (2.32)$$

Nous avons un circuit avec $n_d + 1$ mailles et $2n_d$ nœuds dont les équations forment un système linéaire avec les flux comme inconnues.

Pour les nœuds, on peut écrire les équations suivantes qui correspondent à l'équation (2.1):

$$\Phi_{3j-3} - \Phi_{3j-2} - \Phi_{3j} = 0 \quad (2.33)$$

$$\Phi_{3j-4} - \Phi_{3j-1} + \Phi_{3j-2} = 0 \quad (2.34)$$

($2n_d$ équations)

Pour les mailles, on écrit:

$$-\Phi_{3j-2}R_{3j-2} - \Phi_{3j-1}R_{3j-1} + \Phi_{3j+1}R_{3j+1} + \Phi_{3j}R_{3j} = \varepsilon_j - \varepsilon_{j+1} \quad (2.35)$$

(n_d équations)

Le système d'équations (2.34), (2.35) contient $2n_d$ équations dont $2n_d - 1$ indépendantes. On ajoute l'équation de la maille du milieu:

$$\sum_{i=1}^{28} R_{3i} \Phi_{3i} = 0 \quad (2.36)$$

Les équations (2.34), (2.35), (2.36) et (2.37) s'écrivent sous la forme matricielle:

$$A_{CM} \Phi = D_S \varepsilon \quad (2.37)$$

avec

$$\varepsilon = \varepsilon_S + \varepsilon_R \quad (2.38)$$

Où:

ε_R - vecteur des forces magnétomotrices engendrées par les courants rotoriques

ε_S - vecteur des forces magnétomotrices engendrées par les courants statoriques

L'équation (2.38) donne comme solution tous les flux du schéma de la figure 3, on peut exprimer les flux des dents statoriques à l'aide d'une matrice:

$$\Phi_S = P_S \Phi \quad (2.39)$$

où:

$$P_{S_{i,j}} = \begin{cases} 1 & \text{pour } j = 3i - 2 \\ 0 & \text{ailleurs} \end{cases}$$

5.2. Couplage du circuit magnétique avec le circuit électrique

5.2.1. Calcul des tensions induites

Considérons tout d'abord le cas le plus simple d'un conducteur qui passe par deux encoches (figure 25):

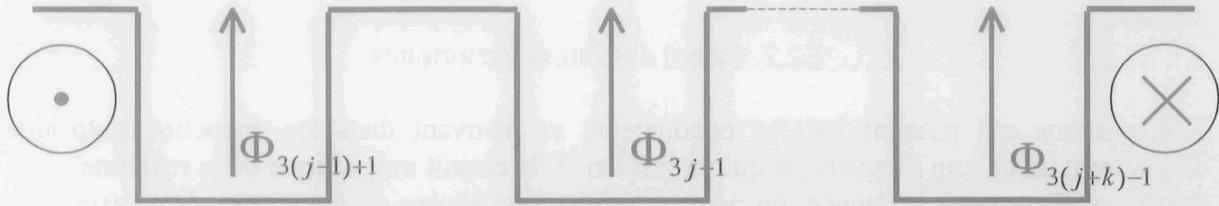


Figure 25: Flux dans les dents entre les deux conducteurs au stator

La tension induite dans cette spire sera égale à la dérivée du flux total qui passe entre les conducteurs:

$$u_i = \sum_j^{j+k} \frac{d\Phi_{3i+1}}{dt} \quad (2.40)$$

Une voie d'enroulement peut être constituée de plusieurs spires. Chaque spire peut passer par plusieurs encoches, donc elle peut passer plusieurs fois autour des mêmes dents.

Nous pouvons écrire:

$$u_i = n_c \sum_j p_j \frac{d\Phi_{3j+1}}{dt} \quad (2.41)$$

où:

u_i - tension induite dans la voie d'enroulement i

n_c - nombre de spires dans une voie d'enroulement

p_j - nombre de passages des conducteurs de la voie d'enroulement i autour de la dent j

En écrivant les équations pour toutes les voies d'enroulement de la machine, on a:

$$U = m\dot{\Phi}_s \quad (2.42)$$

où: U - vecteur de tensions induites

Φ_s - vecteur des flux des dents statoriques

Pour écrire la matrice m , on a besoin de connaître le plan du bobinage statorique.

On peut alors introduire le vecteur de tensions dans les équations du circuit électrique de la machine.

5.2.2. Calcul des f.m.m. statoriques

Les courants qui passent par les conducteurs se trouvant dans les encoches statoriques engendrent un champ magnétique qui va influencer le circuit magnétique de la machine. Pour modéliser cette influence, on peut introduire une source de force magnétomotrice dans chaque dent (figure 26), la relation entre les différentes sources étant la suivante [Roisse]:

$$\varepsilon_{S_j} - \varepsilon_{S_{j-1}} = n_c I_j \quad (2.43)$$

où: ε_{S_j} - force magnétomotrice de la dent j

I_j - courant dans l'encoche j

$j \in [1, n_d]$; n_d - nombre d'encoches statoriques

n_c - nombre de conducteurs dans chaque phase

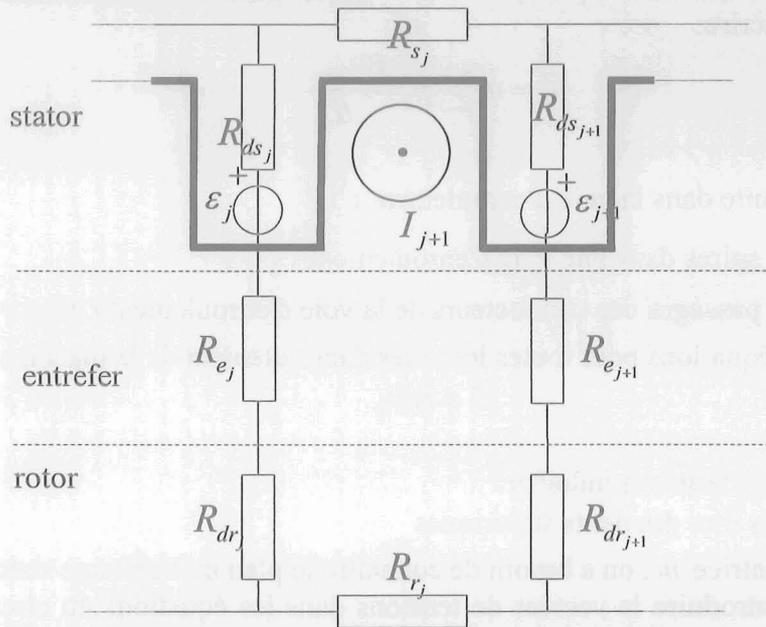


Figure 26: Répartition de la réaction d'induit

Ensuite, on peut écrire la relation pour toutes les encoches:

$$D_1 \begin{bmatrix} \varepsilon_{S_1} \\ \vdots \\ \varepsilon_{S_{n_c}} \end{bmatrix} = N_1 \begin{bmatrix} I_1 \\ \vdots \\ I_n \end{bmatrix} \quad (2.44)$$

où:

$$D = \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 & \dots & \dots & 0 \\ 0 & 1 & -1 & \dots & \dots & 0 \\ \vdots & & \ddots & \ddots & & \\ \vdots & & & \ddots & \ddots & \\ 0 & & & & \ddots & \\ -1 & 0 & \dots & \dots & 0 & 1 \end{bmatrix}$$

N – matrice qui représente la présence des courants des enroulements dans chaque encoche:

$$N_{i,j} = \begin{cases} n_c, & \text{si le courant de la voie d'enroulement } j \text{ passe par l'encoche } i \text{ dans le sens positif} \\ -n_c, & \text{si le courant de la voie d'enroulement } j \text{ passe par l'encoche } i \text{ dans le sens négatif} \\ 0, & \text{si le courant de la voie d'enroulement } j \text{ ne passe pas par l'encoche } i \end{cases}$$

La matrice N_j est, elle aussi, écrite à partir du plan du bobinage statorique.

On a $n_d - 1$ équations indépendantes, on ajoute encore une:

$$\sum_{j=1}^{n_c} \mathcal{E}_{S_j} = 0 \quad (2.45)$$

Finalement, on a:

$$D \begin{bmatrix} \mathcal{E}_{S_1} \\ \vdots \\ \vdots \\ \vdots \\ \mathcal{E}_{S_{n_c}} \end{bmatrix} = N \begin{bmatrix} I_1 \\ \vdots \\ \vdots \\ \vdots \\ I_n \end{bmatrix} \quad (2.46)$$

$$\text{avec } D_{i,j} = \begin{cases} 1, & \text{pour } i = n_d \\ D_{1i,j}, & \text{ailleurs} \end{cases}$$

$$N_{i,j} = \begin{cases} 0, & \text{pour } i = n_d \\ N_{1i,j}, & \text{ailleurs} \end{cases}$$

5.3. Calcul des f.m.m. rotoriques

Dans le paragraphe 4.1, nous avons appliqué la modélisation du rotor d'une machine synchrone à aimants permanents. Ici nous allons illustrer notre modèle avec une machine synchrone à rotor bobiné avec une excitation à courant continu.

Pour deux dents rotoriques, la différence de leurs forces magnétomotrices est donnée par le théorème d'Ampère appliqué à un contour passant autour d'un conducteur rotorique (figure 27):

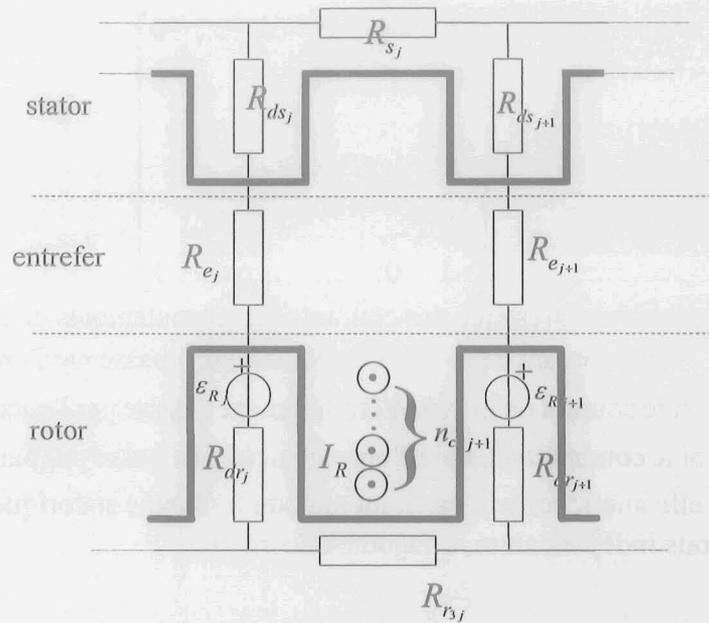


Figure 27: Forces magnétomotrices engendrées par les courants rotoriques

$$\varepsilon_{R_{j+1}} - \varepsilon_{R_j} = n_{cr_{j+1}} I_R \quad (2.47)$$

où: n_{cr_i} - le nombre de conducteurs dans l'encoche rotorique j

I_R - courant rotorique

Sous forme matricielle, on écrit:

$$D_R \varepsilon_R = N_R I_R \quad (2.48)$$

les éléments de D_R et de N_R étant définis par le système d'équations (2.49), (2.50):

$$D_R = \begin{bmatrix} -1 & 0 & 0 & 0 & \dots & 1 \\ 1 & -1 & 0 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & 1 & -1 & 0 & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & \dots & 1 & -1 \\ 1 & 1 & 1 & 1 & \dots & 1 \end{bmatrix} \quad (2.49)$$

$$N_{R_j} = \begin{cases} 0 & \text{pour } j = n_{dr} \\ n_{cr_j} & \text{ailleurs} \end{cases} \quad (2.50)$$

En prenant en compte la condition suivante:

$$\sum \varepsilon_R = 0 \quad (2.51)$$

qui exprime la condition donnée par (2.1).

6. CONCLUSION

Dans ce chapitre nous avons expliqué la théorie des réseaux de perméances et nous avons établi un modèle de la machine synchrone. Ce modèle a été validé par la comparaison avec la méthode des éléments finis.

La machine a été représentée par un ensemble de reluctances, couplé avec le circuit électrique. Ces reluctances ont toutes été calculées à partir des données géométriques. Suite à

une série de simulations, nous avons remarqué que le modèle n'était pas très sensible aux variations des reluctances statoriques et rotoriques, les reluctances de l'entrefer étant beaucoup plus importantes ; ce qui nous permet de calculer approximativement les reluctances statoriques et rotoriques, et qui diminue le nombre de données géométriques nécessaires pour établir le modèle. Ceci nous permet alors de réaliser le modèle sans utiliser la méthode des éléments finis.

Les valeurs de flux trouvées par la méthode des éléments finis nous ont permis de simplifier le schéma magnétique équivalent, en supprimant les reluctances qui correspondent aux flux de fuites. Une autre hypothèse simplificatrice a été aussi adoptée: l'absence de saturation magnétique. C'est une approximation qui nécessite la validation expérimentale avec une machine qui représente bien les cas pratiques, mais l'erreur de modélisation qui en résulte est acceptable pour notre application. La saturation magnétique introduit des harmoniques dans le flux d'entrefer, avec une amplitude nettement plus petite que celle du fondamental. Cela signifie que, dans un cas pratique, il peut y avoir des harmoniques qui apparaissent et qui ne sont pas prévus par le modèle. Cela ne gêne pas le diagnostic à condition de connaître les effets de la saturation dans la lecture des résultats.

La représentation des sources magnétiques a introduit le plus d'erreurs dans le modèle. On remarque l'influence de cette imprécision localisée dans le domaine des hautes fréquences, qui peut donc être facilement mise en évidence. L'autre possibilité pour éviter ces erreurs consiste à prendre en compte un nombre limité d'harmoniques des sources. Cette solution sera vérifiée dans le chapitre suivant.

Pour l'instant cette méthode n'a été validée que pour une machine à géométrie simple. Cependant, elle nous a servi de base pour établir le modèle d'une machine réelle à géométrie plus complexe. Une validation expérimentale de ce modèle est donc utile et constituera le sujet du chapitre suivant.

CHAPITRE 3
Application à la machine synchrone

CONSTITUCION Y ORGANIZACION DE LA EMPRESA

1. INTRODUCTION

Dans le chapitre 1, nous avons décrit les difficultés qui existent pour modéliser certains alternateurs. Nous avons vu que la description de la géométrie de certaines machines peut devenir très compliquée dans le cas notamment des alternateurs hydrauliques, qui ont un nombre élevé de dents statoriques. Un défaut entraînant toujours une dissymétrie dans la géométrie de la machine, il est donc nécessaire de décrire tout le domaine d'étude, ce qui est une opération souvent longue, fastidieuse, et qui entraîne des temps de calcul très longs.

Dans le chapitre précédent, une méthode de modélisation des machines électriques reposant sur les réseaux de perméances a été présentée. L'avantage principal de cette méthode est la simplicité du modèle obtenu, très utile pour la modélisation des machines à géométrie complexe.

Nous disposons d'une maquette de turboalternateur installée au Laboratoire d'électrotechnique de Grenoble. Elle a déjà été utilisée pour des études de grandeurs électriques de la machine lors des défauts [Torlay]. Le but de l'étude présentée dans ce chapitre consiste à appliquer la méthode des réseaux de perméances à cette machine, et de la valider en comparant les résultats obtenus avec les résultats trouvés sur le banc d'essais et en simulation par la méthode des éléments finis. La validation de la méthode est faite dans le domaine spectral.

2. MACHINE ETUDIEE

La première partie de notre étude concerne les turboalternateurs dont nous avons réalisé un modèle réduit afin de mettre en évidence l'influence de défauts sur certaines grandeurs électriques.

2.1. Construction de la machine

Il s'agit d'une maquette de turboalternateur avec 48 dents statoriques, 32 dents rotoriques, 2 paires de pôles et un bobinage statorique à pas raccourci (10/12). L'entrefer est de 4mm.

Sa puissance est de 25 kW, avec un facteur de puissance de 0,83.

Une photographie de la machine est donnée à la figure 1:

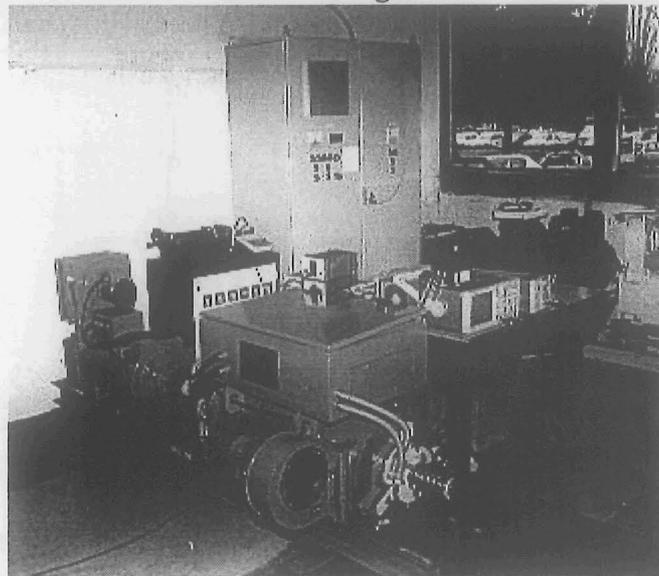


Figure 1: Machine étudiée

La construction de cette machine nous permet d'un coté d'introduire des défauts et de l'autre d'effectuer les mesures des grandeurs choisies pour le diagnostic.

La géométrie de la machine est représentée à la figure 2:

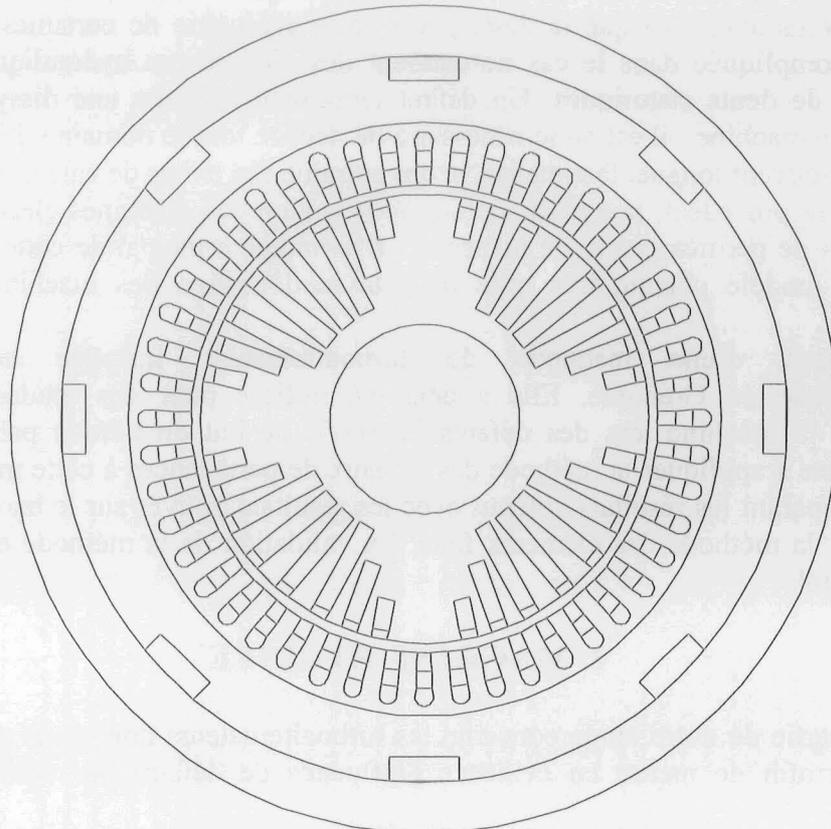


Figure 2: Géométrie de la machine étudiée

Le circuit électrique est représenté à la figure 3. Il comporte trois phases avec quatre voies d'enroulement par phase. La charge est représentée par les résistances 13,14 et 15. Ce circuit a deux neutres, avec les résistances 16 et 17 entre eux. Les inductances de fuites entre les dents statoriques et les résistances des enroulements (en série avec les bobines) ont naturellement été prises en compte dans la simulation ainsi que les fuites des têtes de bobines.

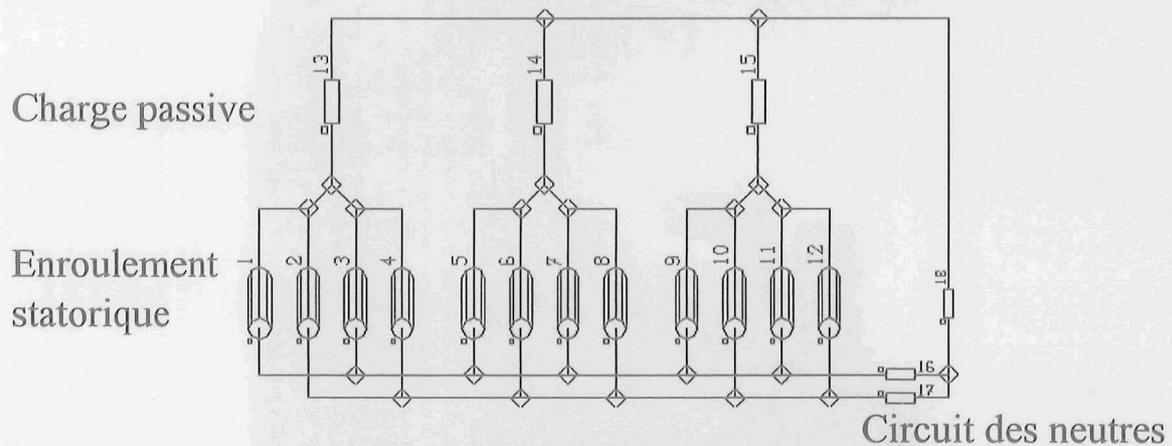


Figure 3: Circuit électrique de la maquette

Cette machine a déjà fait l'objet d'une étude par éléments finis au moyen du logiciel FLUX2D et a conduit à des résultats satisfaisants, validés par les résultats de mesures [Torlay].

2.2. Défaits considérés

Les défauts considérés dans cette étude sont les suivants :

- courts-circuits de l'enroulement d'excitation et des spires du bobinage statorique
- excentricités : statique et dynamique.

Le banc d'essais installé au Laboratoire d'Electrotechnique de Grenoble permet de simuler l'excentricité statique et les courts-circuits au rotor. Les autres défauts sont simulés par la méthode des éléments finis.

Dans le cas de l'excentricité statique, le rotor tourne autour de son centre géométrique fixe et la largeur de l'entrefer varie avec la position angulaire par rapport au stator.

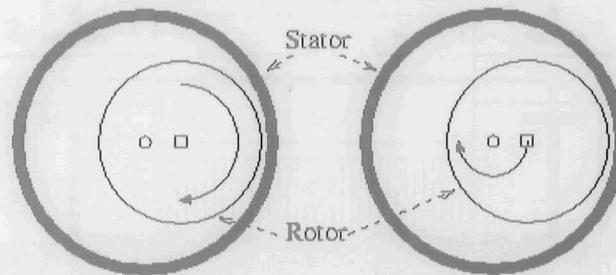


Figure 4: Excentricité statique (à gauche) et dynamique (à droite)

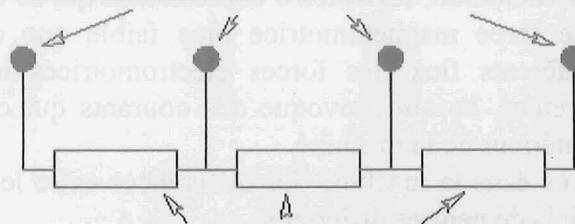
Les courts-circuits entre spires du rotor se produisent à cause de l'usure de l'isolation entre les conducteurs. Ces défauts provoquent une dissymétrie de la force magnétomotrice du rotor.

Sur la maquette, il est possible de faire deux types de courts-circuits de l'enroulement d'excitation:

- le court-circuit de 11% de spires d'un pôle du rotor
- le court-circuit d'un pôle complet du rotor

Les courts-circuits résistifs sont créés en reliant les bornes qui correspondent aux différentes parties de l'enroulement d'excitation (figure 5).

connexions de la boîte à bornes



parties de l'enroulement

Figure 5: Dispositif permettant de réaliser des courts-circuits de l'excitation

La maquette permet également de créer des excentricités jusqu'à 3 mm (75% d'entrefer). Les roulements sont montés dans des cages excentrées, qui sont placées dans des flasques excentrés. Il est possible de décaler les supports des roulements sur les deux extrémités de la machine et de créer des excentricités statiques de différents types, l'arbre n'étant pas forcément parallèle à l'axe de l'induit [Torlay].

2.3. Grandeurs mesurées

Les grandeurs observées sont: la tension d'arbre, les courants entre les voies d'enroulement et la tension entre les neutres. Les études précédentes menées au Laboratoire d'électrotechnique de Grenoble ont montré que ces grandeurs étaient utiles comme indicateurs de défauts

[Torlay]. Dans cette étude, nous disposons comme références la mesure de ces grandeurs déjà effectuée précédemment.

En absence de défauts, ces grandeurs ont une faible amplitude (théoriquement une amplitude nulle). Elles deviennent importantes dans le cas d'une dissymétrie de la machine qui est provoquée par un défaut.

La tension d'arbre peut être engendrée par le flux qui passe entre la carcasse et l'arbre de la machine comme il est montré à la figure 6.

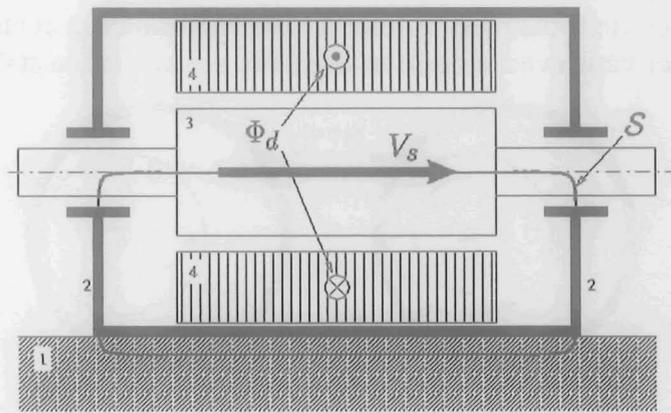


Figure 6: Tension d'arbre

Il est possible de mesurer la tension d'arbre, car il existe une isolation électrique entre l'arbre et le palier, réalisée par une couche de verre époxy.

Dans une machine saine, les flux qui traversent les voies d'enroulement d'une même phase (par exemple les bobines 1, 2, 3 et 4 à la figure 3) sont égaux, et les forces électromotrices induites sont égales ; il n'y a pas de courants qui circulent entre les voies d'enroulement. Lors d'un défaut, la dissymétrie qui apparaît provoque une différence de flux qui passe par les différentes voies d'enroulement. Par exemple lors d'une excentricité statique les voies d'enroulement placées dans la zone où l'entrefer est plus large voient un flux plus faible par rapport à celles qui sont placées là où l'entrefer est plus petit. Lors d'un court-circuit de l'enroulement d'excitation, les voies d'enroulement qui se trouvent en face du pôle court-circuité verront une force magnétomotrice plus faible que celles qui sont placées ailleurs. A cause de différents flux, les forces électromotrices induites dans les voies d'enroulement sont différentes, ce qui provoque des courants qui circulent entre les voies d'enroulement, donc à l'intérieur de la machine.

S'il existe plusieurs neutres dans la machine, les différences entre les forces électromotrices induites créent des potentiels de neutres différents.

3. MODELE DE LA MACHINE

Dans le chapitre précédent nous avons développé un modèle de la machine synchrone. Nous allons appliquer ce modèle à la maquette de turboalternateur, sachant qu'il faut tenir compte des différences dans la construction par rapport à la machine modélisée au chapitre précédent. En ce qui concerne le circuit magnétique, la maquette possède des pôles lisses mais des encoches ouvertes, ce qui va modifier le flux dans l'entrefer [Hsu]. Pour prendre en compte ce phénomène, les reluctances des dents rotoriques sont incluses dans le circuit magnétique équivalent et elles varient en fonction de la position du rotor.

Le circuit électrique est plus complexe par rapport à la machine étudiée précédemment. Ceci changera les équations électriques, mais la procédure de modélisation restera la même.

La machine est représentée par un circuit magnétique équivalent, dont une partie est montrée à la figure 7. Les éléments de ce circuit sont les reluctances du stator, du rotor et de l'entrefer

et les forces magnétomotrices rotoriques.

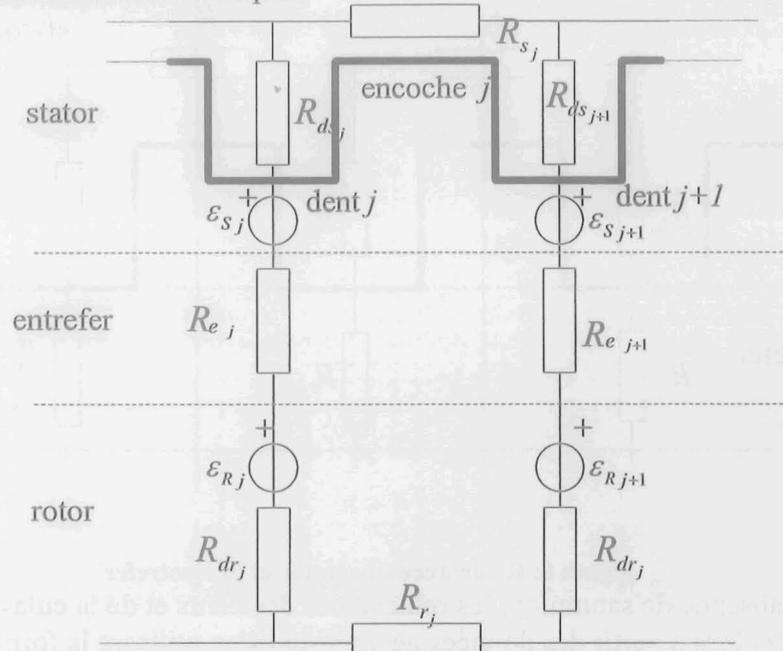


Figure 7: Circuit magnétique équivalent de la machine synchrone

Où:

R_s - reluctance de la culasse statorique

R_{ds} - reluctance de la dent statorique

R_e - reluctance de l'entrefer

R_{dr} - reluctance des dents rotoriques par lesquelles passe le flux de la dent statorique

R_r - reluctance de la culasse rotorique

ϵ_S - force magnétomotrice engendrée par les courants statoriques

ϵ_R - force magnétomotrice engendrée par les courants rotoriques

Dans les paragraphes suivants nous allons expliquer le calcul des éléments du circuit magnétique, ensuite nous allons appliquer la démarche présentée au chapitre 2 afin d'obtenir l'équation d'état du système.

3.1. Calcul des reluctances

Dans ce paragraphe nous présentons la procédure utilisée pour calculer les reluctances de la machine. Au chapitre 2 nous avons déjà expliqué les différentes possibilités pour calculer les reluctances, dont la plus simple a été retenue. Nous allons garder ce choix dans l'étude qui suit, en le validant par les résultats d'essais.

3.1.1. Reluctances du stator

Les reluctances du stator et de l'entrefer sont représentées à la figure 8.

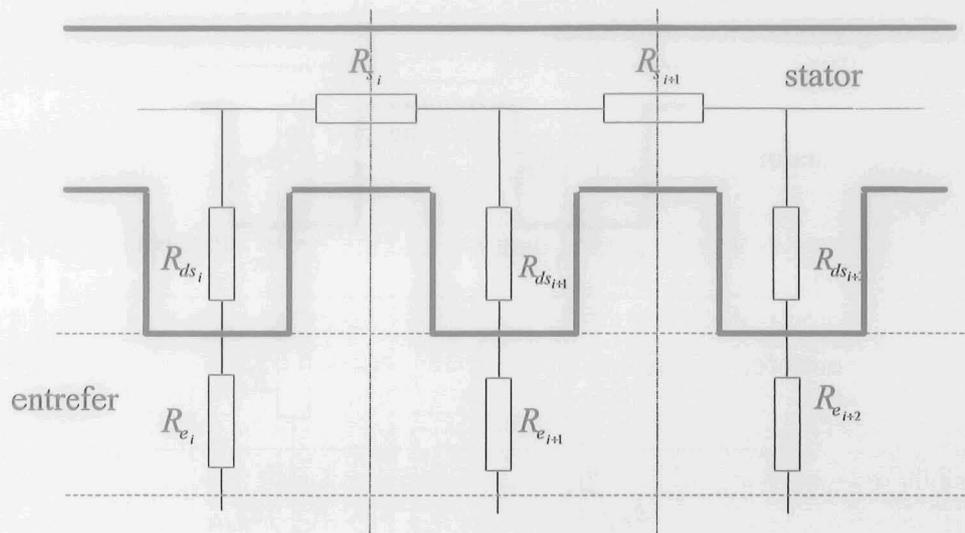


Figure 8: Reluctances du stator et de l'entrefer

En supposant l'absence de saturation, les reluctances des dents et de la culasse sont constantes. Elles ont été calculées à partir des données géométriques en utilisant la formule connue:

$$R = \frac{1}{\mu} \frac{l}{S} \quad (3.1)$$

En faisant ce calcul nous représentons les dents et les parties de la culasse par des rectangles, ce qui est montré à la figure 9.

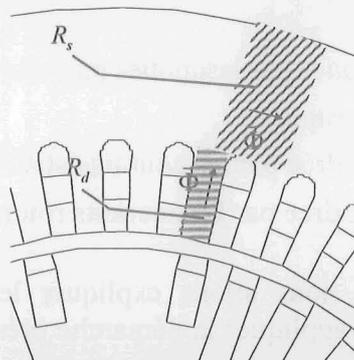


Figure 9: Reluctances statoriques indiquées sur la machine

Cette approximation simplifie le calcul, diminue le nombre de données nécessaires pour établir le modèle et n'introduit pas d'erreur appréciable dans le modèle, comme cela a déjà été montré au chapitre précédent.

Le calcul détaillé avec les valeurs des reluctances est donné dans l'annexe C.

3.1.2. Reluctances de l'entrefer

Nous allons considérer qu'une reluctance de l'entrefer représente la partie de l'entrefer qui se trouve en face d'une dent statorique. Ces reluctances sont constantes en l'absence de défauts. Elles ont été calculées en utilisant la formule(3.1). Il faut prendre en compte les dimensions de l'entrefer en face d'une dent statorique.

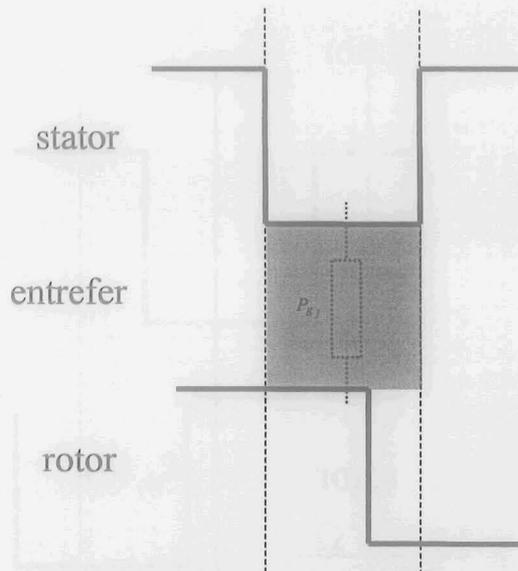


Figure 10: Reluctance de l'entrefer

La position d'une reluctance d'entrefer est montrée à la figure 11.

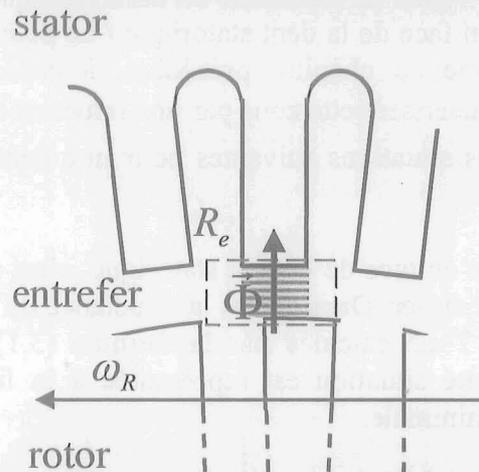


Figure 11: Reluctance de l'entrefer - position dans la machine

La forme rectangulaire de cette reluctance est proche de la réalité.

3.1.3. Reluctances des dents rotoriques

La reluctance des dents rotoriques s'ajoute à la reluctance de l'entrefer, ce qui est montré à la figure 7.

A la figure 12 une partie de la machine qui correspond à une dent statorique est représentée.



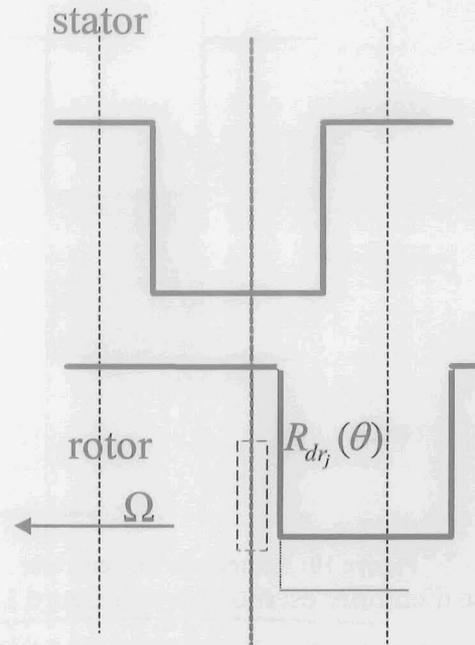


Figure 12: Reluctance des dents rotoriques

On remarque que la zone en face de la dent statorique j ne peut plus être représentée par une reluctance constante comme au chapitre précédent, à cause du mouvement des dents rotoriques. Nous allons caractériser cette zone par une reluctance variable R_{dr_j} .

On peut distinguer les trois situations suivantes pour une dent statorique quelconque de la machine:

1. Il y a une dent rotorique en face de la dent statorique, c'est à dire que le matériau en face de la dent statorique est du fer. Dans ce cas la reluctance de la dent rotorique indiquée sur le schéma à la figure 7 est calculée par la formule (3.1) en utilisant la perméabilité magnétique du fer. Cette situation est représentée à la figure 13. Dans ce cas, nous trouvons la reluctance minimale.

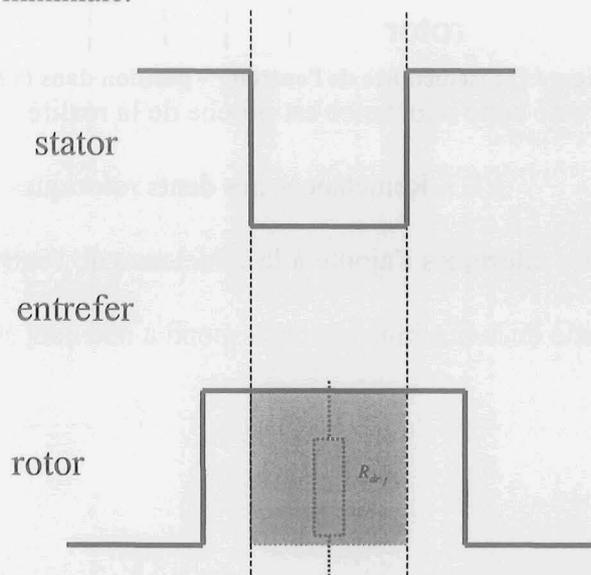


Figure 13: Reluctance des dents rotoriques constituée du fer

2. Il n'y a pas de dent rotorique en face de la dent statorique. Le matériau en face est l'air, en substituant sa perméabilité magnétique dans la formule (3.1) nous trouvons la reluctance maximale. Cette situation est représentée à la figure 14.

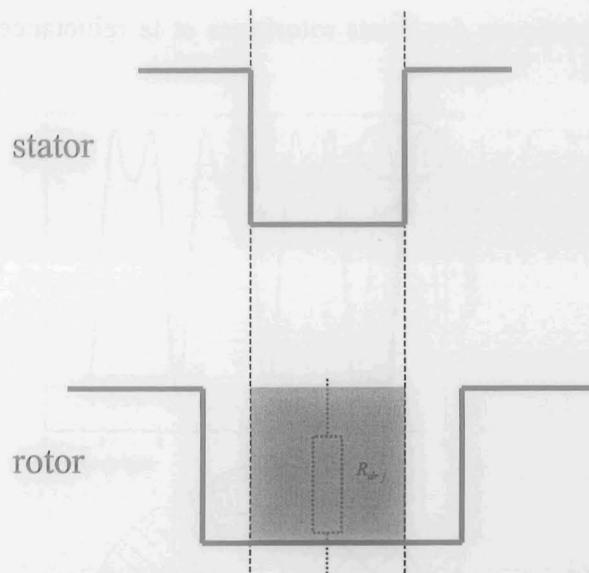


Figure 14: Reluctance des dents rotoriques constituée de l'air

3. La situation « intermédiaire » (fig. 15): une dent rotorique se trouve à l'endroit en face de la dent statorique, mais elle est un peu excentrée; la partie de la machine qui correspond à la reluctance R_{dr} (figure 7) est constituée de deux matériaux - du fer et de l'air. Dans ce cas, on ne peut pas appliquer directement la formule (3.1).

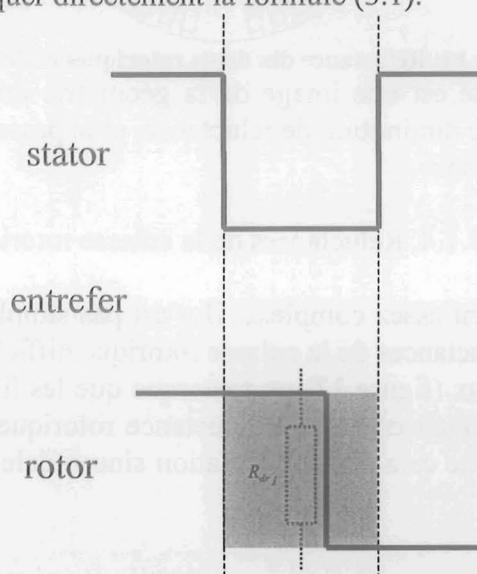


Figure 15: Reluctance des dents rotoriques constituée de l'air et du fer

Pour résoudre ce problème, nous allons calculer la reluctance pour le matériau au milieu de la zone, comme s'il remplissait toute la zone. C'est une représentation très approximative, mais qui donne une image du comportement de cette reluctance "vue" par la dent statorique.

Cette fonction contient des discontinuités, ce qui n'est pas réaliste du point de vue physique et ce qui introduit également des discontinuités dans les f.é.m. calculées. Nous avons donc choisi de lisser cette fonction en prenant un nombre limité de ses harmoniques, ce qui décrit mieux le comportement réel du flux d'entrefer, qui ne varie jamais brusquement. Le nombre d'harmoniques à prendre dépend de la géométrie du rotor. Le nombre de pôles de la machine détermine le nombre minimal d'harmoniques à prendre en compte pour représenter un rotor à pôles saillants. Nous avons adopté la fonction présentée à la figure 16 après avoir effectué une série de simulations dont quelques résultats sont donnés à l'annexe C.

En combinant les reluctances des dents rotoriques et la reluctance de l'entrefer on obtient la courbe de la figure 16:

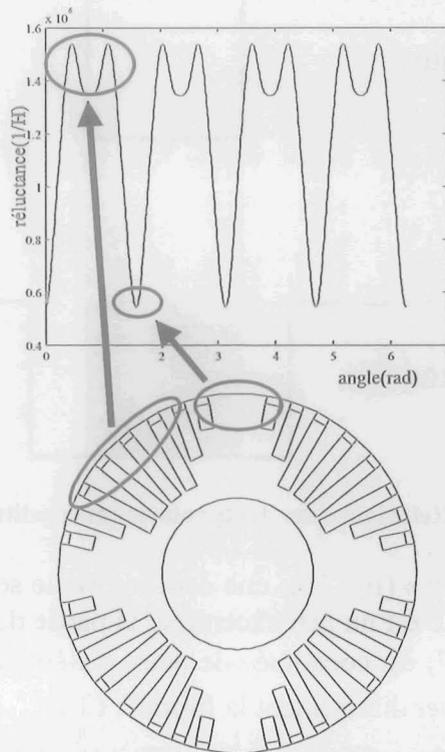


Figure 16: Reluctance des dents rotoriques et de l'entrefer

La reluctance ainsi obtenue est une image de la géométrie du rotor - le passage des dents rotoriques correspond à une diminution de reluctance, et le passage des encoches correspond à une augmentation de reluctance.

3.1.4. Reluctances de la culasse rotorique

La géométrie rotorique étant assez complexe, il n'est pas simple de définir les tubes de flux, ce qui rend le calcul de reluctances de la culasse rotorique difficile et incertain.

En regardant l'allure du flux (figure 17) on remarque que les lignes de flux ne traversent pas les pôles ce qu'on peut modéliser par une reluctance rotorique variable. Dans une première approximation, on représente cela par une variation sinusoïdale de la reluctance de la culasse rotorique R_r .

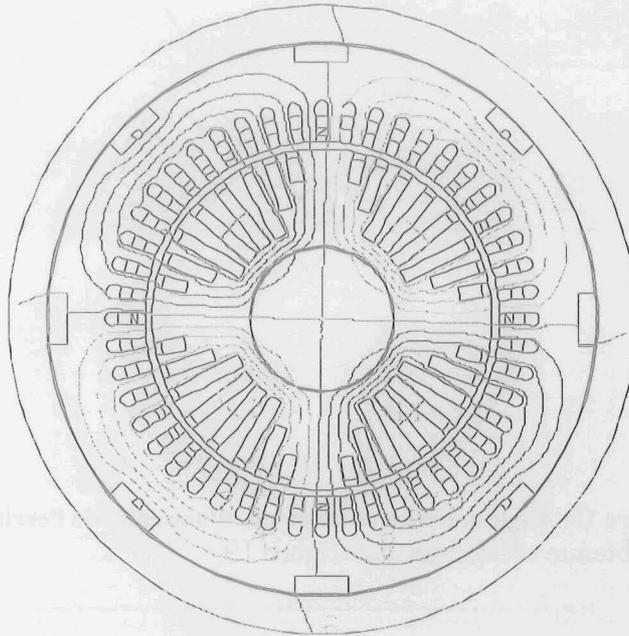


Figure 17: Lignes de flux

La reluctance de la culasse rotorique s'écrit:

$$R_r(\theta) = R_{r0} + R_{r1} \cos(\theta + \theta_j) \quad (3.2)$$

3.2 Force magnétomotrice rotorique

La force magnétomotrice rotorique a été calculée comme la somme des forces magnétomotrices créées par le courant d'excitation:

$$\varepsilon_R(\theta) = \sum_k \varepsilon_k(\theta) \quad (3.3)$$

la f.m.m. des spires autour d'une dent est donnée par l'expression suivante qui exprime le théorème d'Ampère et la conservation du flux:

$$\varepsilon_k(\theta) = \frac{n_k I (2\pi - \alpha)}{2\pi}, \quad \text{si } -\frac{\alpha}{2} < \theta < \frac{\alpha}{2} \quad (3.4)$$

et $\varepsilon_k(\theta) = -\frac{n_k I \alpha}{2\pi}, \quad \text{ailleurs}$

- où: n_k - nombre de conducteurs dans une spire
 I - courant d'excitation
 α - angle entre les conducteurs d'une spire (figure 18)

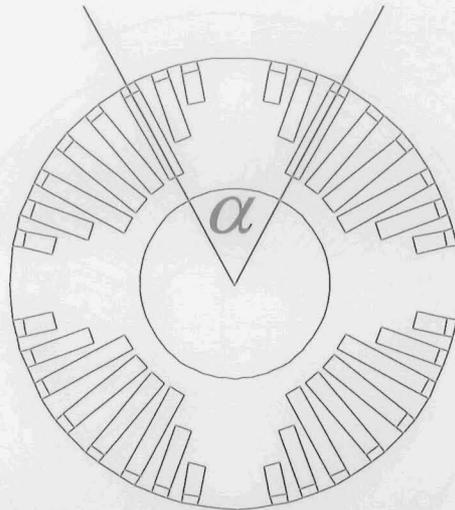


Figure 18: Angle entre les conducteurs d'une spire de l'excitation
L'allure de la f.m.m. obtenue est donnée à la figure 19.

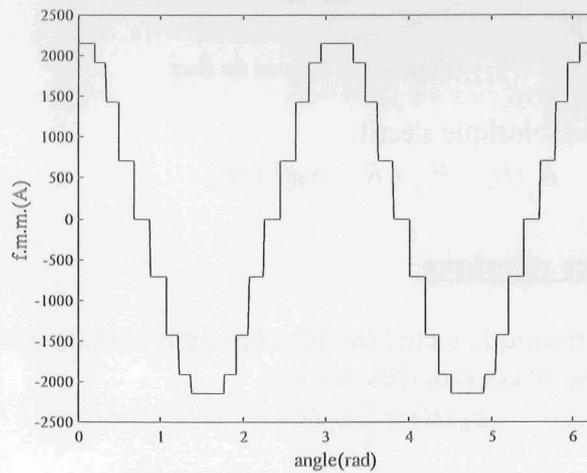


Figure 19: F.m.m. rotorique calculée

Cette fonction contient des discontinuités qui posent des problèmes numériques. Les harmoniques supplémentaires introduits par la forme non-sinusoïdale de la force magnétomotrice du rotor sont en grande partie éliminés par la construction des alternateurs [Seguier]. Nous allons donc représenter cette fonction par son fondamental, comme cela est indiqué à la figure 20.

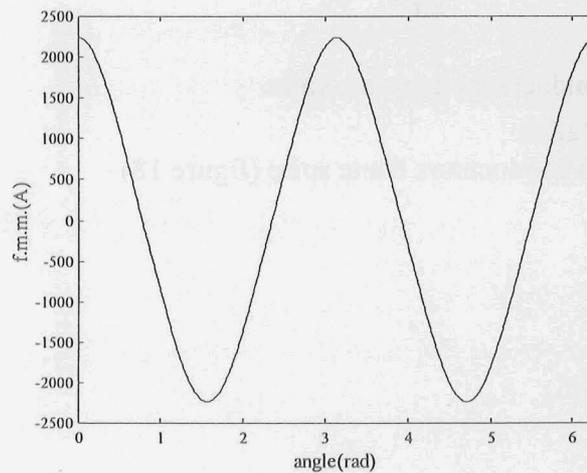


Figure 20: Le fondamental de la force magnétomotrice du rotor

3.3 Circuit magnétique

Pour obtenir le circuit magnétique équivalent de la maquette, nous pouvons appliquer la méthode expliquée dans le paragraphe 5.1 du chapitre 2.

La machine étudiée ayant 48 dents statoriques, nous aurons un circuit magnétique équivalent avec 49 mailles et 98 nœuds dont les équations forment un système linéaire avec les flux comme inconnues.

Une partie de ce circuit, qui correspond à une encoche statorique, est présentée à la figure 21.

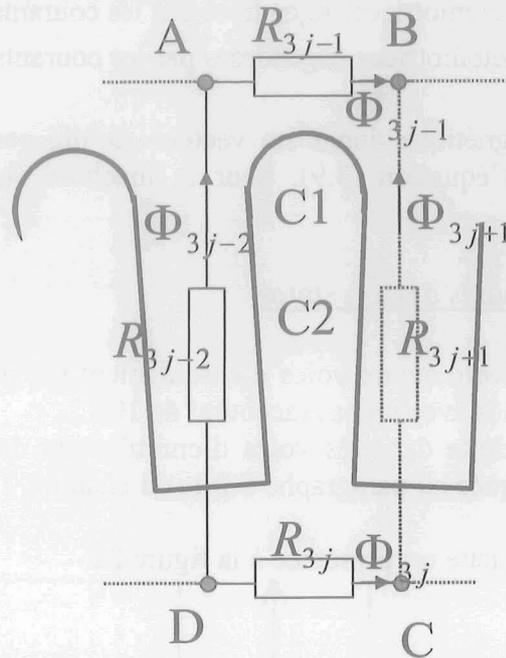


Figure 21: Circuit magnétique qui correspond à une encoche statorique de la maquette

Nous pouvons établir la relation entre ce schéma et celui de la figure 7:

R_{3j-1} correspond à R_{Sj}

R_{3j-2} correspond à $R_{dsj} + R_{ej} + R_{drj}$

R_{3j} correspond à R_{rj}

R_{3j+1} correspond à $R_{dsj+1} + R_{ej+1} + R_{drj+1}$

C1, C2 – les conducteurs qui passent par l'encoche statorique

Pour les nœuds (D et A) on peut écrire les équations suivantes:

$$\Phi_{3j-3} - \Phi_{3j-2} - \Phi_{3j} = 0 \quad (3.5)$$

$$\Phi_{3j-4} - \Phi_{3j-1} + \Phi_{3j-2} = 0 \quad (3.6)$$

pour $j \in [1, n_d]$ ($2n_d$ équations)

Pour les mailles (ABCD) on écrit:

$$-\Phi_{3j-2}R_{3j-2} - \Phi_{3j-1}R_{3j-1} + \Phi_{3j+1}R_{3j+1} + \Phi_{3j}R_{3j} = \varepsilon_j - \varepsilon_{j+1} \quad (3.7)$$

pour $j \in [1, n_d]$ (n_d équations)

Le système d'équations (3.5), (3.6) contient $2n_d$ équations dont $2n_d - 1$ indépendantes. On ajoute l'équation de la maille du milieu:

$$\sum_{i=1}^{28} R_{3i} \Phi_{3i} = 0 \quad (3.8)$$

Les équations (3.5), (3.6), (3.7) et (3.8) s'écrivent sous forme matricielle:

$$A_{CM} \Phi = D_S \varepsilon \quad (3.9)$$

avec

$$\varepsilon = \varepsilon_S + \varepsilon_R \quad (3.10)$$

Où:

ε_R - vecteur des forces magnétomotrices engendrées par les courants rotoriques

ε_S - vecteur des forces magnétomotrices engendrées par les courants statoriques

La résolution du circuit magnétique donne un vecteur Φ qui contient tous les flux de la machine. Les matrices de l'équation (3.9), pour la machine étudiée sont données dans l'annexe C.

3.4. Calcul des tensions induites dans le stator

Le bobinage statorique comporte quatre voies d'enroulement par phase qui sont réparties en deux couches dans 48 encoches avec un pas raccourci de 10/12.

Pour exprimer la tension induite dans les voies d'enroulement de la machine, nous allons appliquer la procédure expliquée au paragraphe 5.2.1. du chapitre 2 et dont nous rappelons le principe.

Une spire au stator de la maquette est présentée à la figure 22.

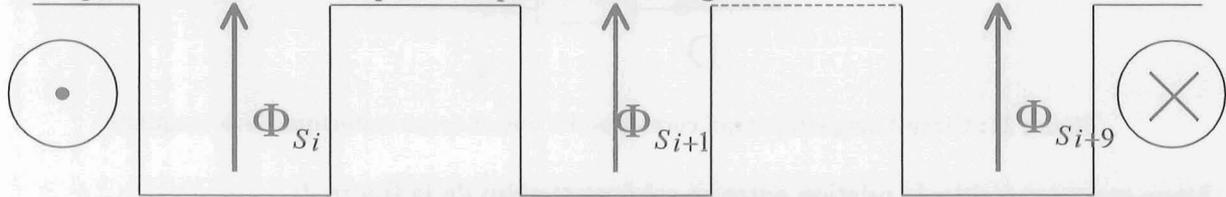


Figure 22: Flux dans une spire au stator

La tension induite dans cette spire sera égale à la dérivée du flux total qui passe entre les conducteurs:

$$u_n = \sum_{k=i}^{i+9} \frac{d\Phi_{S_k}}{dt} \quad (3.11)$$

Une voie d'enroulement est constituée de 28 spires, réparties en quatre groupes de sept spires, chaque groupe de spires passant par les mêmes encoches (pour le schéma détaillé voir l'annexe C). Les groupes de spires sont décalés entre eux d'une encoche. En tenant compte de ces données, nous pouvons écrire l'expression de la tension d'une voie d'enroulement:

$$u_i = n_c \sum_{j=n_e}^{n_e+3i+j-9} \sum_{k=i+j} P_k \frac{d\Phi_{S_k}}{dt} \quad (3.12)$$

où: u_n - tension induite dans la voie d'enroulement n

n_c - nombre de spires dans une voie d'enroulement (égal à sept pour cette maquette)

P_k - nombre de passages des conducteurs de la voie d'enroulement i autour de la dent

k , avec $P_k \in [1,4]$

n_e - numéro de la première encoche de la voie d'enroulement

En écrivant les équations pour toutes les voies d'enroulement de la machine, on a:

$$U = m\dot{\Phi}_s \quad (3.13)$$

où: U - vecteur de tensions induites

Φ_s - vecteur des flux des dents statoriques

Pour écrire la matrice m nous avons besoin de connaître le plan du bobinage statorique.

On peut introduire le vecteur des tensions dans les équations du circuit électrique de la machine.

L'équation 3.13. exprime les tensions aux bornes des voies d'enroulements en fonction des flux des dents statoriques. Sachant que la résolution du circuit magnétique nous donne tous les flux dans la machine, il faut introduire une matrice P_s qui nous permettra d'exprimer la relation entre les flux des dents statoriques et les flux de la machine :

$$\Phi_s = P_s \Phi \quad (3.14)$$

Ce qui donne avec (3.13) la relation suivante :

$$U = mP_s \dot{\Phi} \quad (3.15)$$

3.5 Influence des courants statoriques

Dans chaque encoche il y a des conducteurs qui appartiennent à deux voies d'enroulement différentes. Cela est exprimé par la matrice N dans l'équation (2.20), il faut prendre en compte les conducteurs des douze voies d'enroulement qui sont réparties dans 48 encoches.

En appliquant la procédure définie au paragraphe 5.2.2 du chapitre 2, nous pouvons prendre en compte l'influence des courants statoriques sur les forces magnétomotrices du circuit magnétique.

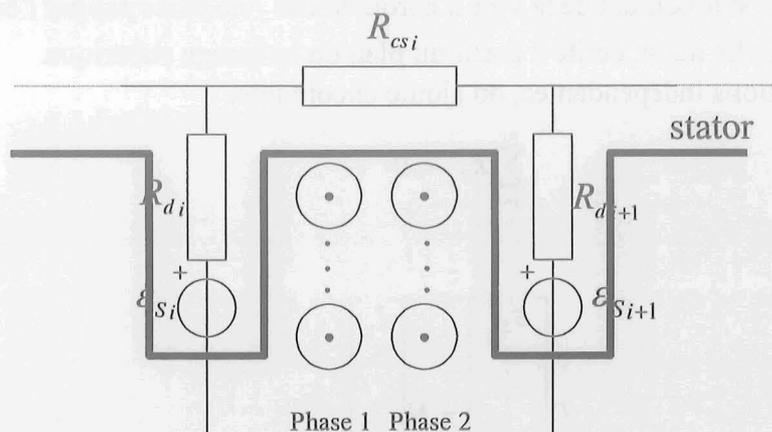


Figure 23: Répartition de la réaction d'induit

Les courants qui passent par les conducteurs qui se trouvent dans les encoches statoriques engendrent un champ magnétique qui va influencer le circuit magnétique de la machine.

Pour modéliser cette influence, on peut introduire une source de force magnétomotrice dans chaque dent (figure 23), la relation entre les différentes sources étant la suivante:

$$\mathcal{E}_{S_i} - \mathcal{E}_{S_{i-1}} = n_c (i_1 + i_2) \quad (3.16)$$

où:

\mathcal{E}_{S_i} - force magnétomotrice de la dent i

i_1, i_2 - courants des phases 1 et 2

$j \in [1, n_d]$; n_d – nombre d'encoches statoriques
 n_c – nombre de conducteurs dans chaque phase

Ensuite, si on marque par I_i le courant total qui passe par l'encoche i , on peut écrire la relation pour toutes les encoches:

$$D_1 \begin{bmatrix} \mathcal{E}_{S_1} \\ \vdots \\ \mathcal{E}_{S_{n_c}} \end{bmatrix} = N_1 \begin{bmatrix} I_1 \\ \vdots \\ I_n \end{bmatrix} \quad (3.17)$$

où:

$$D = \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 & \dots & \dots & 0 \\ 0 & 1 & -1 & \dots & \dots & 0 \\ \vdots & \ddots & \ddots & \ddots & \ddots & \vdots \\ \vdots & & & & & \vdots \\ 0 & & & & & \vdots \\ -1 & 0 & \dots & \dots & 0 & 1 \end{bmatrix}$$

N – matrice qui représente la présence des courants des enroulements dans chaque encoche:

$$N_{i,j} = \begin{cases} n_c, & \text{si le courant de la voie d'enroulement } j \text{ passe par l'encoche } i \text{ dans le sens positif} \\ -n_c, & \text{si le courant de la voie d'enroulement } j \text{ passe par l'encoche } i \text{ dans le sens négatif} \\ 0, & \text{si le courant de la voie d'enroulement } j \text{ ne passe pas par l'encoche } i \end{cases}$$

La matrice N est, elle aussi, écrite à partir du plan du bobinage statorique.

On a $n_d - 1$ équations indépendantes, on ajoute encore une:

$$\sum_{j=1}^{n_c} \mathcal{E}_{S_j} = 0 \quad (3.18)$$

Finalement, on a:

$$D \begin{bmatrix} \mathcal{E}_{S_1} \\ \vdots \\ \mathcal{E}_{S_{n_c}} \end{bmatrix} = N \begin{bmatrix} I_1 \\ \vdots \\ I_n \end{bmatrix} \quad (3.19)$$

$$\text{avec } D_{i,j} = \begin{cases} 1, & \text{pour } i = n_d \\ D_{1i,j}, & \text{ailleurs} \end{cases}$$

$$N_{i,j} = \begin{cases} 0, & \text{pour } i = n_d \\ N_{1i,j}, & \text{ailleurs} \end{cases}$$

Les matrices N et D sont données dans l'annexe C.

3.6 Mise en équations

On peut écrire les équations du circuit électrique (figure 3) sous la forme matricielle:

$$\dot{x} = A_1 x + B_1 u \quad (3.20)$$

où: $x = \begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \\ \vdots \\ i_{12} \end{bmatrix}; \quad u = \begin{bmatrix} u_1 \\ u_2 \\ \vdots \\ u_{12} \end{bmatrix}$

Les matrices A_1 et B_1 sont données dans l'annexe C.

Si maintenant on remplace u de (3.15) et Φ de (3.9), en prenant en compte (3.4) et (3.19) on peut écrire l'équation du système [Jerance1]:

$$\dot{x} = (I_{12 \times 12} - B_1 m P_S A_{CM}^{-1} D^{-1} N)^{-1} (B_1 m P_S \dot{A}_{CM}^{-1} \varepsilon_R + B_1 m P_S A_{CM}^{-1} \dot{\varepsilon}_R + B_1 m P_S \dot{A}_{CM}^{-1} D^{-1} N x + A_1 x) \quad (3.21)$$

Le système est résolu numériquement par la méthode implicite d'Euler [Sureshkumar].

Les flux sont maintenant calculés selon la formule suivante:

$$\Phi = A_{CM}^{-1} (\varepsilon_R + D^{-1} N x) \quad (3.22)$$

3.7. Modélisation des défauts

3.7.1. Excentricité statique

L'excentricité statique a été modélisée comme un changement de largeur de l'entrefer, selon la formule suivante [Cabanas]:

$$R_e(\theta_S) = R_{e0} (R - r - d \cos(\theta_S)) / (R - r) \quad (3.23)$$

où: θ_S - position angulaire par rapport au stator

R - rayon intérieur du stator

r - rayon extérieur du rotor

d - excentricité

R_{e0} - reluctance de l'entrefer pour $d = 0$

3.7.2. Excentricité dynamique

L'excentricité dynamique provoque un changement de reluctance de l'entrefer qui tourne avec le rotor, on peut donc modifier la formule (3.23), de façon à ce que cette rotation soit prise en compte (3.24):

$$R_{e_i}(\theta_S - \omega_R t) = R_{e_0} (R - r - d \cos(\theta_S - \omega_R t)) / (R - r) \quad (3.24)$$

3.7.3. Courts-circuits de l'excitation

Les courts-circuits dans le rotor ont été modélisés par la suppression des spires court-circuitées en substituant $n_k = 0$ dans l'équation (3.4) et en négligeant les courants de Foucault

dans les spires en court-circuit. Cela change la f.m.m. rotorique totale ; un exemple est donné à la figure 24:

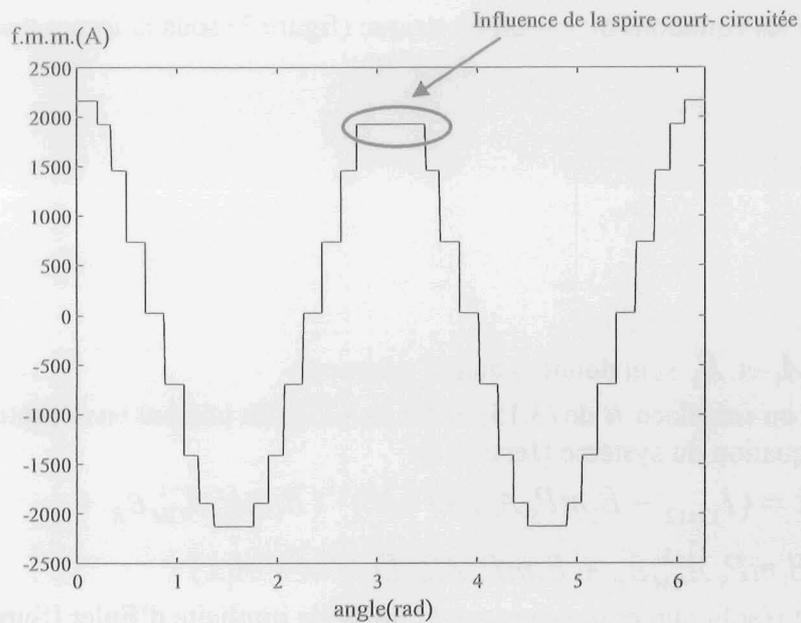


Figure 24: influence d'un court-circuit sur la f.m.m. rotorique non-filtrée

3.7.4. Court-circuit au stator

Les effets du court-circuit statorique qu'il faut prendre en compte lors de la modélisation sont les suivants :

1. la diminution du nombre de spires d'une phase – il faut en tenir compte dans les matrices m et N qui servent à calculer les tensions induites et l'influence des courants statoriques respectivement et qui sont données dans l'annexe C.
2. la spire court-circuitée constitue une nouvelle voie d'enroulement qui n'est pas reliée au reste du circuit, mais on l'ajoute dans les matrices m et N (voir l'annexe C), pour pouvoir calculer le courant de la spire court-circuitée et pour prendre en compte le champ magnétique qu'il va engendrer. On applique le même formalisme à la spire court-circuitée qu'aux autres voies d'enroulement, on aura une variable de plus dans le système – le courant de la spire court-circuitée.
3. on prend en compte la disparition d'une spire dans la résistance et l'inductance de la phase modifiée, sachant que la résistance d'une phase dépend linéairement du nombre de spires et que l'inductance dépend du carré du nombre de spires.

3.8. Modélisation des grandeurs observées

La tension d'arbre est calculée en dérivant le flux qui traverse la machine, comme montré à la figure 25.

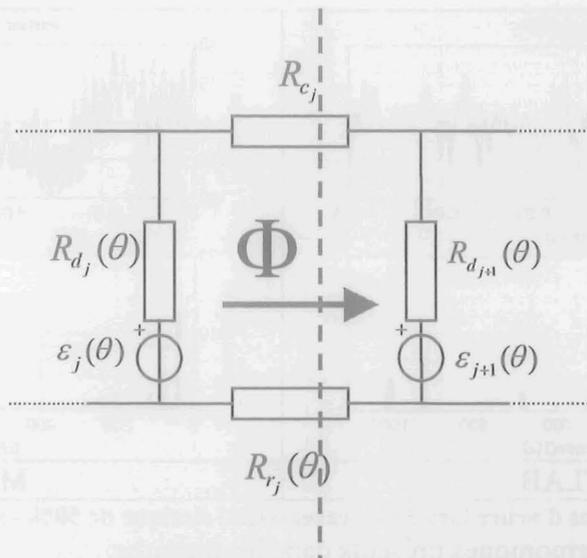


Figure 25: Tension d'arbre dans le schéma magnétique équivalent

La tension est la suivante:

$$u_{arbre} = \frac{d(\Phi_2 + \Phi_3)}{dt} \quad (3.25)$$

Sachant que les variables d'état du système sont les courants des voies d'enroulement, on peut écrire directement les expressions pour le courant entre les voies d'enroulement et la tension entre les neutres:

$$i_{13} = x_1 - x_3 \quad (3.26)$$

$$u_{n1n2} = (R_{16} + R_{17})(x_1 + x_3 + x_5 + x_7 + x_9 + x_{11}) \quad (3.27)$$

4. RESULTATS DES SIMULATIONS ET DES MESURES

Nous avons effectué des simulations à l'aide du modèle développé aux paragraphes précédents. Ces résultats sont comparés avec les résultats de mesures. Dans les cas où une différence importante apparaît, nous donnons également la comparaison avec les résultats obtenus par la méthode des éléments finis.

Dans toutes les simulations, la vitesse de rotation de la machine est de 20 Hz comme dans les mesures.

Nous avons d'abord simulé la machine saine. Les grandeurs de diagnostic sont nulles en absence de défaut.

4.1. Excentricité statique de 50%

4.1.1. Tension d'arbre

La tension d'arbre lors d'une excentricité statique de 50% est montrée à la figure 26.

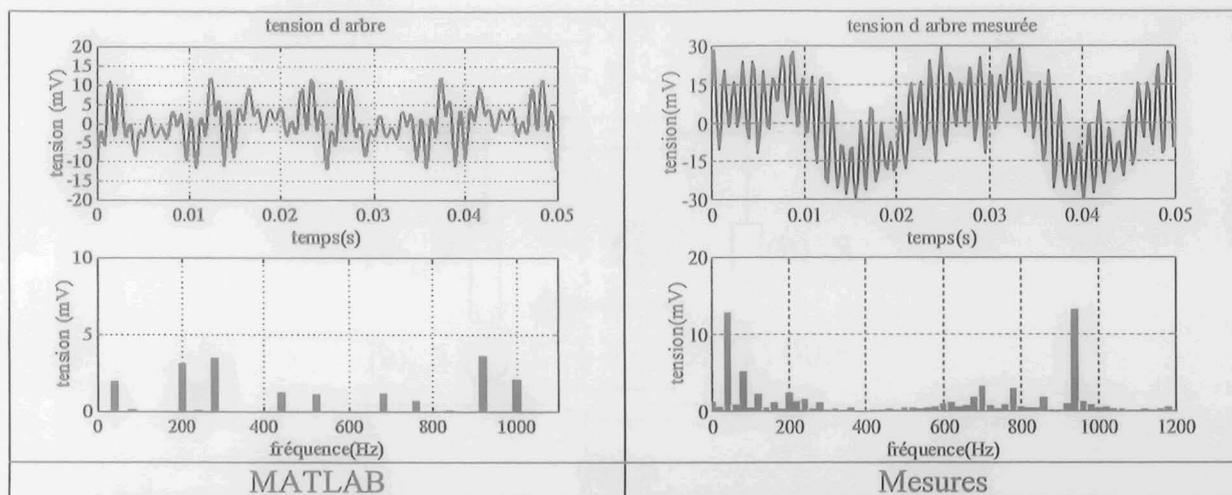


Figure 26: Tensions d'arbre lors d'une excentricité statique de 50% - simulation et mesure

On retrouve certains harmoniques présents dans les mesures.

Les formes des signaux ne sont pas semblables, ce que l'on peut expliquer par le fait que le calcul exact des tensions d'arbre nécessite une connaissance très précise des flux à l'intérieur du rotor. Ces résultats sont intéressants car ils démontrent que même avec un modèle simplifié comme celui présenté dans ce chapitre, on arrive à prédire certains harmoniques significatifs de la tension d'arbre (harmoniques 2, 10, 34 et 46 de la vitesse de rotation).

4.1.2. Courant entre les voies d'enroulement

Le courant entre les voies d'enroulement 1 et 3 lors d'une excentricité statique de 50% est donné à la figure 27.

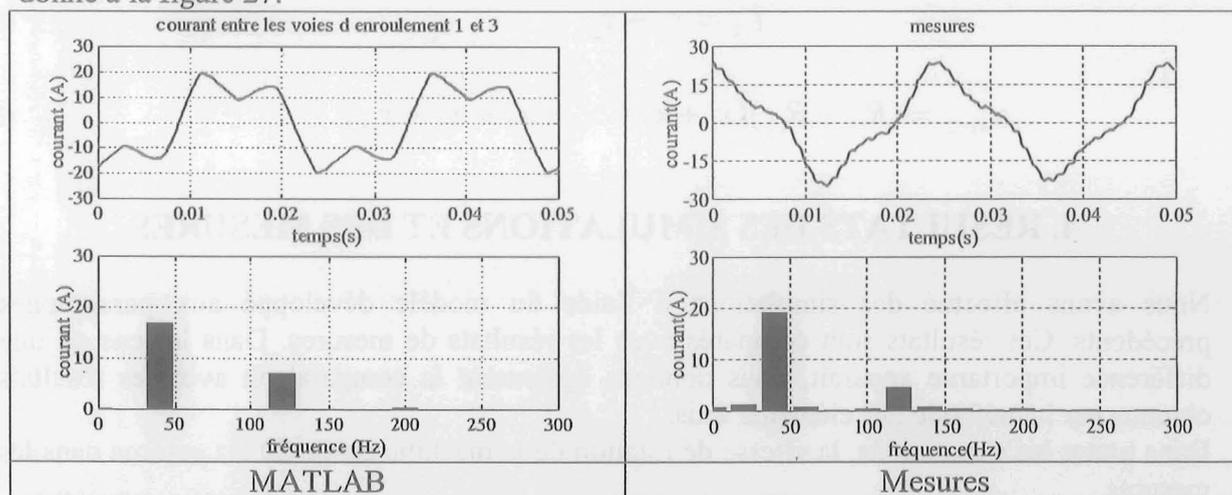


Figure 27: Courant entre les voies d'enroulement lors d'une excentricité statique de 50% - simulation et mesures

Les simulations et les mesures donnent les mêmes résultats (harmoniques 2 et 6).

4.1.3. Tension entre les neutres

La tension entre les neutres lors d'une excentricité statique de 50% est présentée à la figure 28.

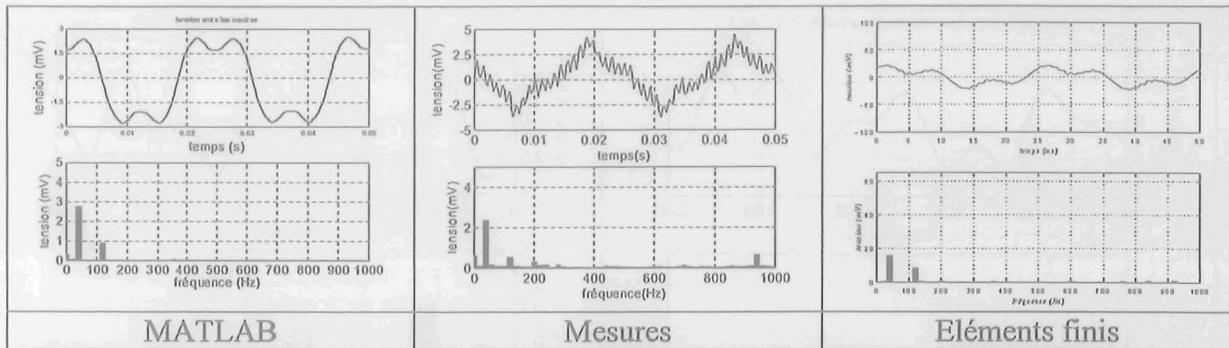


Figure 28: Tension entre les neutres lors d'une excentricité statique de 50% - simulation, mesures et les éléments finis

Les résultats des simulations ressemblent aux résultats trouvés par la méthode des éléments finis. On ne retrouve les résultats des mesures que dans les basses fréquences.

4.2. Court-circuit des spires autour d'une dent du rotor

4.2.1. Tension d'arbre

La tension d'arbre pour le court-circuit des spires autour d'une dent du rotor est représentée à la figure 29.

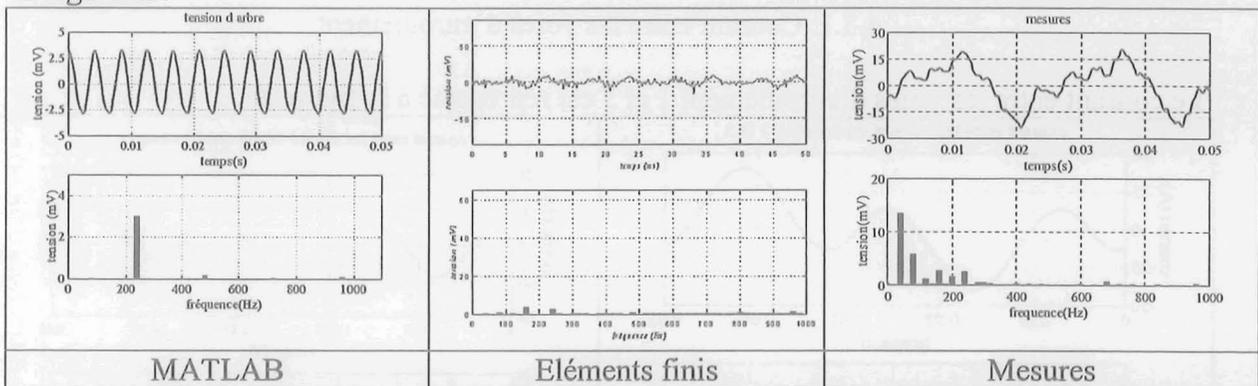


Figure 29: Tension d'arbre lors d'un court-circuit des spires autour d'une dent du rotor

Dans ce cas la méthode de simulation utilisée ne nous permet pas de trouver la tension d'arbre de la machine, nous ne trouvons que certains harmoniques (multiples de 240 Hz).

4.2.2. Courant entre les voies d'enroulement

Le courant entre les voies d'enroulement 1 et 3 est présenté à la figure 30.

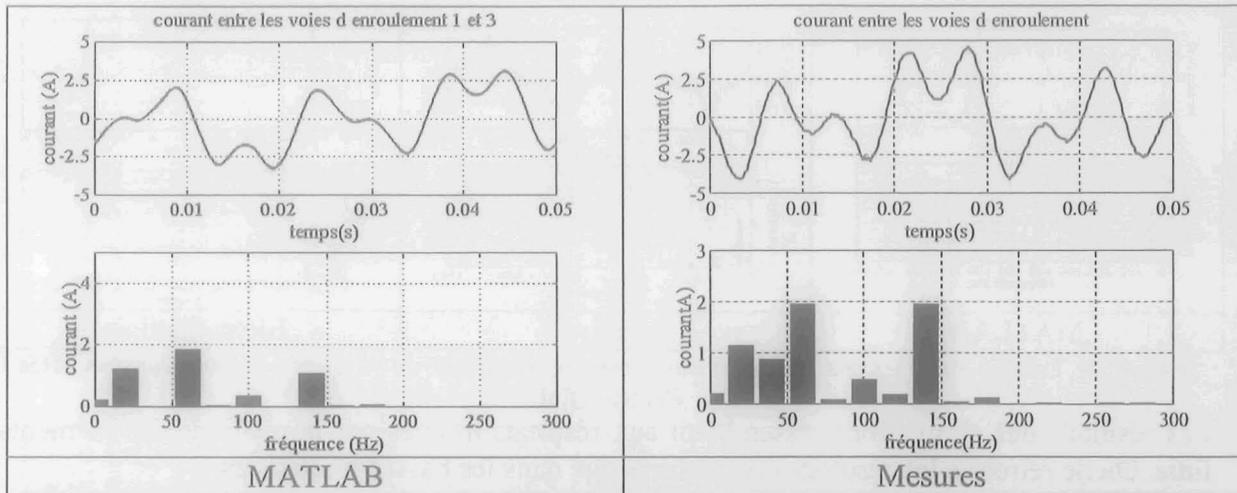


Figure 30 : Courant entre les voies d'enroulement lors d'un court-circuit des spires autour d'une dent du rotor

L'allure du courant entre les voies d'enroulement est bien prévue par le modèle. On retrouve les harmoniques 1,3,5,7.

4.3. Court-circuit d'un pôle de l'excitation

4.3.1. Courant entre les voies d'enroulement

Le courant entre les voies d'enroulement 1 et 3 est représenté à la figure 31.

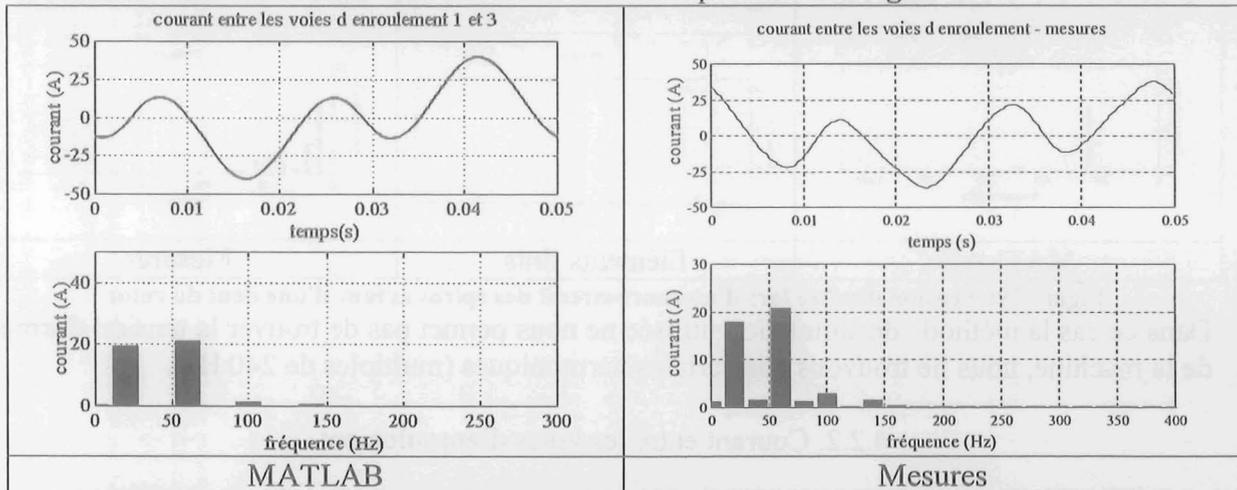


Figure 31: Courant entre les voies d'enroulement lors d'un court-circuit d'un pôle du rotor. Les courants entre les voies d'enroulement simulés contiennent les mêmes harmoniques que les courants entre les voies d'enroulement mesurés (harmoniques 1,3,5,7).

4.3.2. Tension entre les neutres

La tension entre les neutres lors d'un court-circuit d'un pôle d'excitation est donnée à la figure 32.

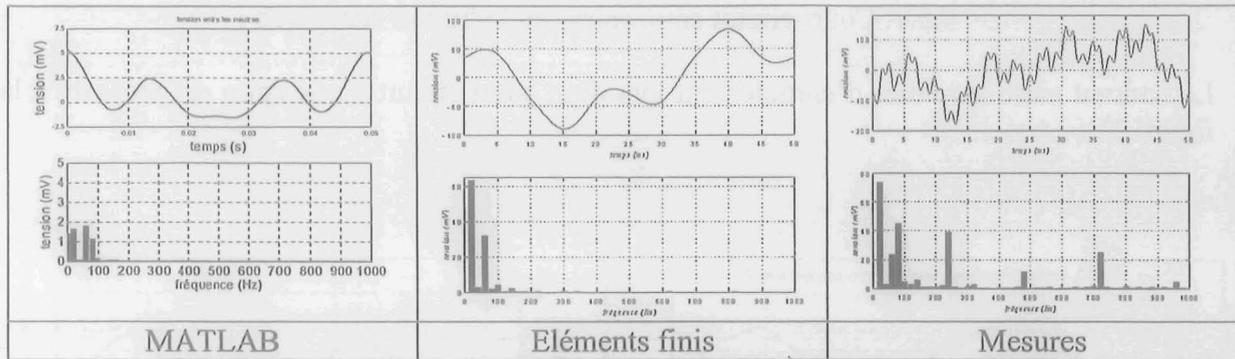


Figure 32: Tension entre les neutres lors d'un court-circuit d'un pôle du rotor

Le spectre du signal obtenu par la simulation contient les mêmes harmoniques que le signal mesuré, mais dans le domaine temporel le signal ressemble plutôt au signal obtenu par la méthode des éléments finis, car aucune méthode de simulation considérée n'arrive à décrire le comportement de cette grandeur en hautes fréquences, ce qui reste à expliquer.

4.4. Synthèse des résultats

Le tableau suivant donne le résumé des résultats des simulations.

GRANDEUR	Tension d'arbre	Courant entre les voies d'enroulement	Tension entre les neutres
DEFAULT			
Excentricité statique	M, F	M, F	F (M - BF)
CC autour d'une dent	X	M, F	F (M - BF)
CC d'un pôle	X	M, F	F (M - BF)

Tableau 1: Comparaison entre les différentes méthodes

Où:

M – on retrouve les résultats des mesures

F – on retrouve des résultats de la méthode des éléments finis

BF – on ne retrouve les mêmes résultats qu'à basses fréquences

X – on retrouve peu d'harmoniques

La méthode donne de bons résultats pour la tension d'arbre seulement dans le cas de l'excentricité statique, pour les autres défauts on ne retrouve que quelques raies qui apparaissent en réalité. En revanche, la forme du courant entre les voies d'enroulement est correcte pour les trois défauts. Pour la tension entre les neutres on trouve des résultats qui ressemblent à ceux de la méthode des éléments finis, mais en basses fréquences on retrouve les résultats des mesures.

Nous pouvons conclure que les meilleurs résultats sont obtenus pour les courants entre les voies d'enroulement. Cette grandeur a déjà été indiquée comme utilisable pour le diagnostic [Torlay]. Il serait donc intéressant de développer des outils de diagnostic à partir du modèle présenté en utilisant les courants entre les voies d'enroulement comme grandeur observée.

4.5. Résultats des simulations des autres défauts

Le modèle présenté a été validé par la comparaison avec les résultats expérimentaux. Cependant, le modèle nous permet de simuler d'autres défauts, que nous ne pouvions pas produire sur le banc d'essais. Dans ce paragraphe, nous allons présenter les résultats obtenus par le modèle pour le court-circuit du bobinage statorique et pour l'excentricité dynamique. Ces résultats sont comparés à ceux obtenus par la méthode des éléments finis.

4.5.1. Court-circuit entre spires du bobinage statorique

Le courant entre les voies d'enroulement lors d'un court circuit d'une spire est présenté à la figure 33.

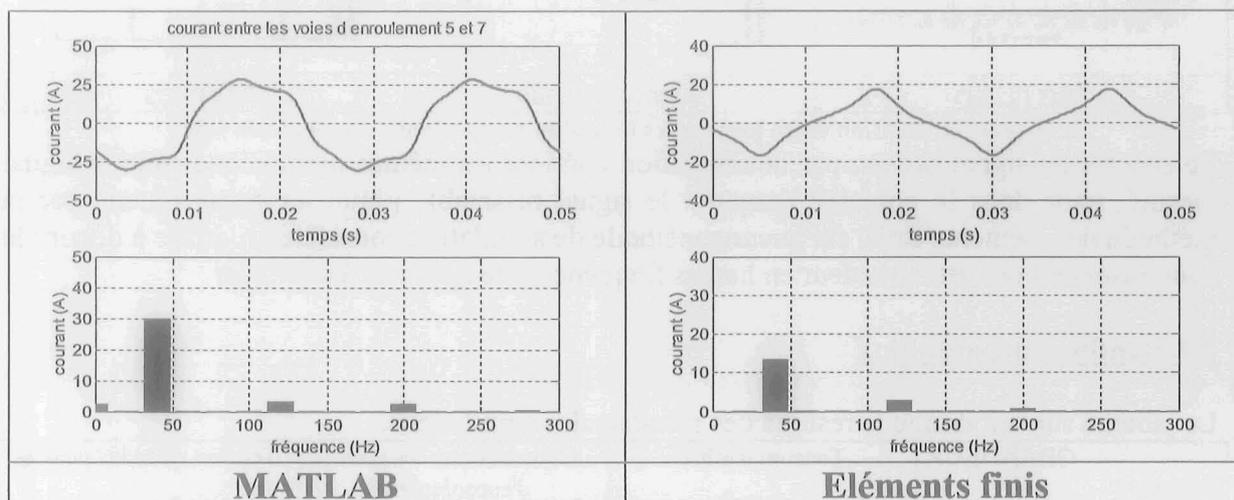


Figure 33: Courant entre les voies d'enroulement lors d'un court-circuit au stator

On trouve les raies aux mêmes fréquences (40, 120 et 200 Hz), les courants ont des amplitudes différentes, ce qu'on peut expliquer par la saturation magnétique qui n'est pas prise ne compte dans le modèle.

4.5.2. Excentricité dynamique

Le courant entre les voies d'enroulement lors d'une excentricité dynamique de 50% est présenté à la figure 34.

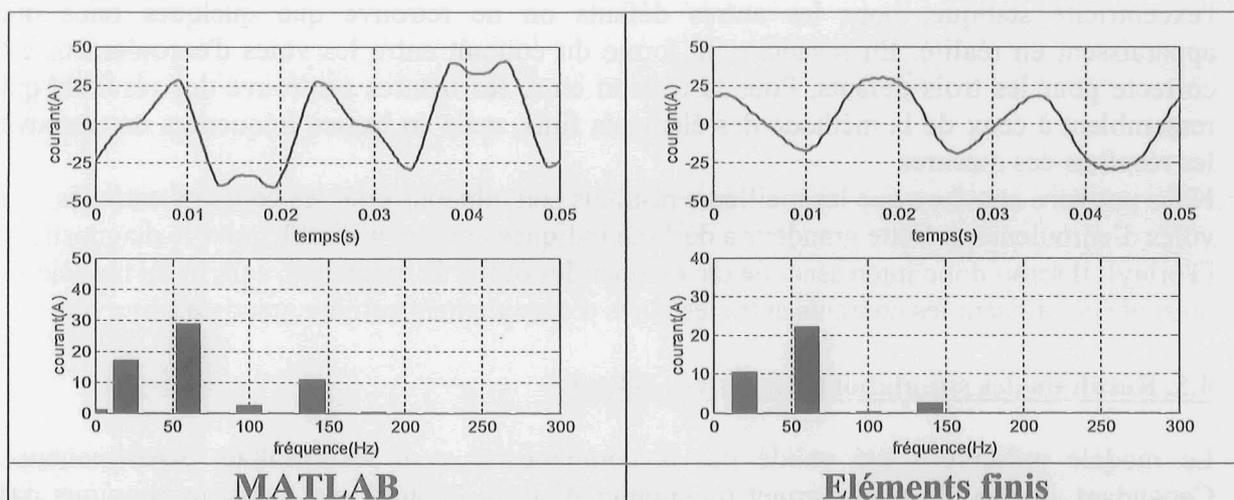


Figure 34: Courant entre les voies d'enroulement lors d'une excentricité dynamique

On retrouve les résultats obtenus par la méthode des éléments finis.

5. LOCALISATION DES DEFAUTS

Après la discussion des résultats de simulations au paragraphe 4, nous pouvons conclure que le modèle donne les meilleurs résultats pour les courants entre les voies d'enroulement. Cette grandeur pourrait donc être utilisée dans les méthodes de détection et de localisation de défauts reposant sur ce modèle.

On peut localiser les défauts dans la machine en regardant la phase du courant entre les voies d'enroulement. D'abord, il faut distinguer deux types de défauts:

1. les défauts liés au stator (excentricité statique, CC dans le stator)
2. les défauts liés au rotor (CC dans le rotor, excentricité dynamique)

Les défauts liés au stator sont fixes. Donc, les tensions et les courants des voies d'enroulement dépendent de la position du défaut.

Les défauts liés au rotor créent des dissymétries qui tournent avec le rotor.

Pour l'excentricité statique, deux différentes positions du rotor par rapport au stator sont montrées à la figure 35.

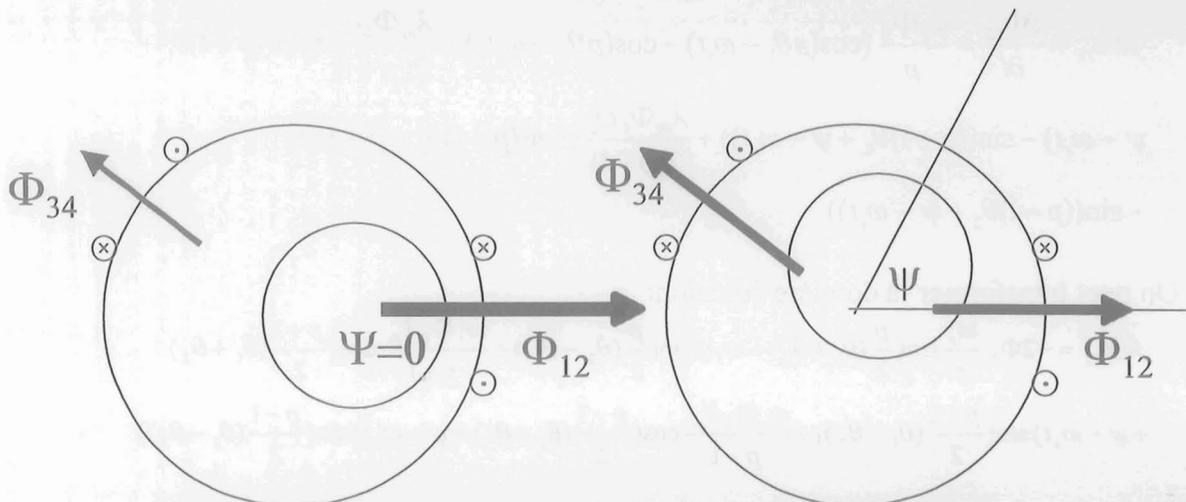


Figure 35: Excentricité statique - deux différentes positions angulaires

L'induction dans l'entrefer d'une machine affectée par une excentricité s'écrit:

$$B = B_0 \cos(p\theta - \omega_s t)(1 + \lambda_{es} \sin \theta) \quad (3.28)$$

- où:
- λ_{es} - rapport entre le décalage de l'axe rotorique et le rayon intérieur du stator
 - θ - angle mécanique par rapport au stator
 - p - nombre de paires de pôles
 - ω_s - pulsation électrique

Nous pouvons écrire l'équation du flux entre les moitiés des spires 1 et 2 (Φ_{12}) en fonction de l'angle ψ :

$$\Phi_{12} = B_0 n_{ve} l_{cm} R \int_{\theta_1}^{\theta_2} \cos(p\theta - \omega_s t)(1 + \lambda_{es} \sin(\theta + \psi)) d\theta \quad (3.29)$$

- où: l_{cm} - longueur du circuit magnétique

n_{ve} - nombre de spires de la voie d'enroulement

θ_1 - position angulaire dans le stator de la moitié des spires

θ_2 - position angulaire dans le stator de l'autre moitié des spires

R - rayon intérieur du stator

Le calcul de l'intégrale donne le résultat suivant:

$$\begin{aligned} \Phi_{12} = & \frac{\Phi_0}{p} (\sin(p\theta_2 - \omega_s t) - \sin(p\theta_1 - \omega_s t)) + \frac{\lambda_{es}\Phi_0}{2(p+1)} (\cos((p+1)\theta_1 + \psi - \omega_s t) \\ & - \cos((p+1)\theta_2 + \psi - \omega_s t)) + \frac{\lambda_{es}\Phi_0}{2(p-1)} (\cos((p-1)\theta_1 - \psi - \omega_s t) - \cos((p-1)\theta_2 - \psi - \omega_s t)) \end{aligned} \quad (3.30)$$

avec

$$\Phi_0 = B_0 n_{ve} l_{cm} R \quad (3.31)$$

La dérivée de cette expression nous donne la force électromotrice induite dans les conducteurs 1 et 2:

$$\begin{aligned} fem_{12} = & \frac{\partial \Phi_{12}}{\partial t} = \frac{\omega_s \Phi_0}{p} (\cos(p\theta_1 - \omega_s t) - \cos(p\theta_2 - \omega_s t)) + \frac{\lambda_{es}\Phi_0 \omega_s}{2(p+1)} (\sin((p+1)\theta_1 + \\ & \psi - \omega_s t) - \sin((p+1)\theta_2 + \psi - \omega_s t)) + \frac{\lambda_{es}\Phi_0 \omega_s}{2(p-1)} (\sin((p-1)\theta_1 - \psi - \omega_s t) \\ & - \sin((p-1)\theta_2 - \psi - \omega_s t)) \end{aligned} \quad (3.32)$$

On peut transformer la dernière équation:

$$\begin{aligned} fem_{12} = & -2\Phi_0 \frac{\omega_s}{p} \sin\left(\frac{p}{2}(\theta_1 + \theta_2) - \omega_s t\right) \sin\left(\frac{p}{2}(\theta_2 - \theta_1)\right) + \frac{\omega_s \Phi_0 \lambda_{es}}{p+1} \cos\left(\frac{p+1}{2}(\theta_1 + \theta_2) \right. \\ & \left. + \psi - \omega_s t\right) \sin\left(\frac{p+1}{2}(\theta_1 - \theta_2)\right) + \frac{\omega_s \Phi_0 \lambda_{es}}{p-1} \cos\left(\frac{p-1}{2}(\theta_1 + \theta_2) - \psi - \omega_s t\right) \sin\left(\frac{p-1}{2}(\theta_1 - \theta_2)\right) \end{aligned} \quad (3.33)$$

Pour les conducteurs 3 et 4 la f.é.m. s'écrit:

$$\begin{aligned} fem_{34} = & -2\Phi_0 \frac{\omega_s}{p} \sin\left(\frac{p}{2}(\theta_3 + \theta_4) - \omega_s t\right) \sin\left(\frac{p}{2}(\theta_4 - \theta_3)\right) + \frac{\omega_s \Phi_0 \lambda_{es}}{p+1} \cos\left(\frac{p+1}{2}(\theta_3 + \theta_4) \right. \\ & \left. + \psi - \omega_s t\right) \sin\left(\frac{p+1}{2}(\theta_3 - \theta_4)\right) + \frac{\omega_s \Phi_0 \lambda_{es}}{p-1} \cos\left(\frac{p-1}{2}(\theta_3 + \theta_4) - \psi - \omega_s t\right) \sin\left(\frac{p-1}{2}(\theta_3 - \theta_4)\right) \end{aligned} \quad (3.34)$$

On peut calculer la différence des f.é.m. et on obtient le résultat suivant:

$$\begin{aligned} fem_{12} - fem_{34} = & -2 \frac{\omega_s \Phi_0 \lambda_{es}}{(p+1)} \sin\left(\frac{p+1}{4}(\theta_1 + \theta_2 + \theta_3 + \theta_4) + \psi - \omega_s t\right) \sin^2\left(\frac{p+1}{2}(\theta_1 - \theta_2)\right) \\ & - 2 \frac{\omega_s \Phi_0 \lambda_{es}}{(p-1)} \sin\left(\frac{p-1}{4}(\theta_1 + \theta_2 + \theta_3 + \theta_4) - \psi - \omega_s t\right) \sin^2\left(\frac{p-1}{2}(\theta_1 - \theta_2)\right) \\ & - 2\Phi_0 \frac{\omega_s}{p} \sin^2\left(\frac{p}{2}(\theta_1 - \theta_2)\right) \cos\left(\frac{p}{4}(\theta_1 + \theta_2 + \theta_3 + \theta_4) - \omega_s t\right) \end{aligned} \quad (3.35)$$

On obtient une somme de deux sinusoides dont le déphasage dépend de ψ , donc l'amplitude du signal va aussi dépendre de ψ .

La démarche est la même pour les autres composantes spectrales et le décalage reste toujours le même, mais la fréquence change donc la phase des harmoniques par rapport au fondamental va changer, ce qui modifie la forme du signal.

Le modèle basé sur les réseaux de perméances pourrait servir à prévoir les différentes formes de courants entre les voies d'enroulement en fonction de la position du défaut par rapport à l'enroulement statorique [Jerance4].

Les défauts liés au rotor tournent avec le rotor. Leur forme reste toujours la même, mais on peut repérer leur phase par rapport à la position angulaire du rotor et ainsi trouver la position du défaut par rapport au rotor.

A la figure 36, nous présentons les résultats des simulations pour deux positions différentes de l'excentricité statique.

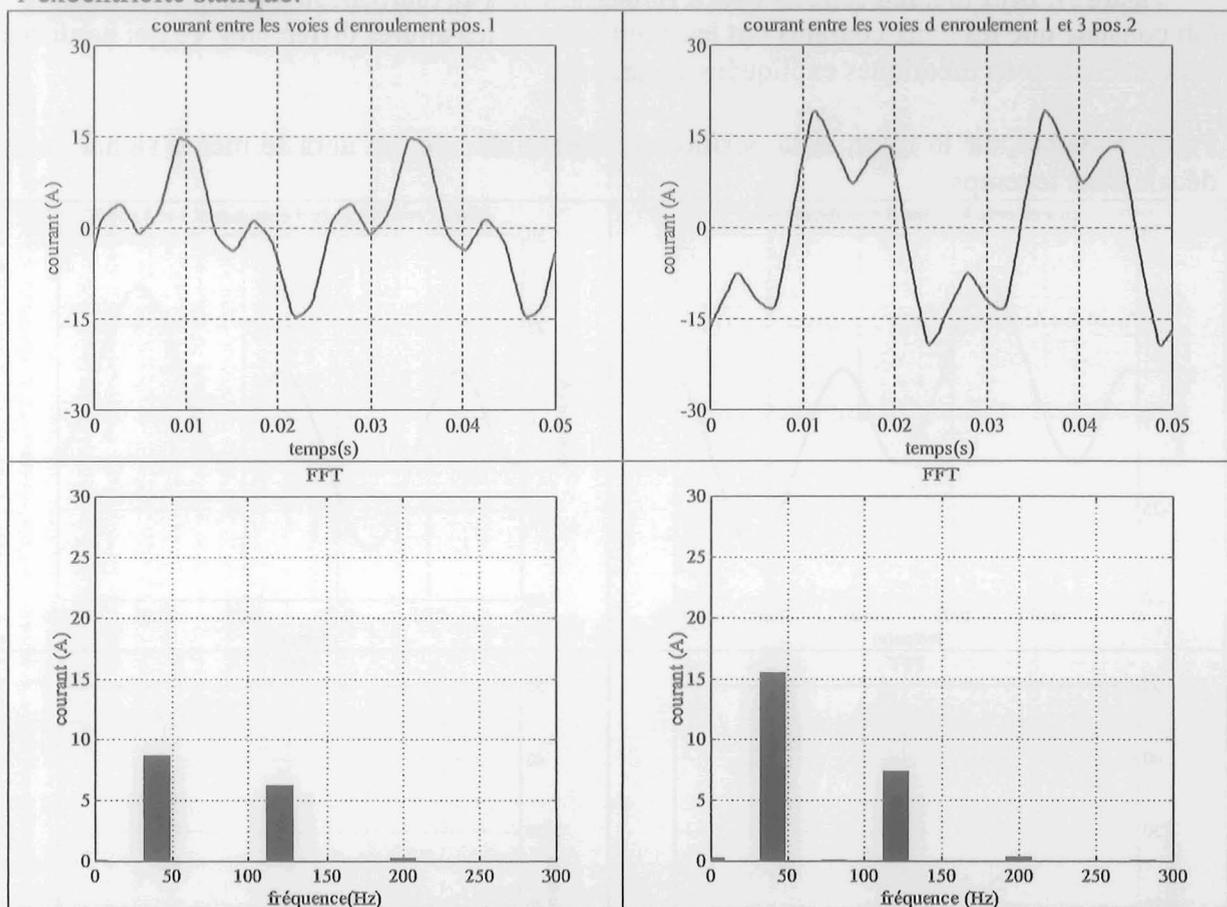


Figure 36: Courant entre les voies d'enroulement pour deux différentes positions angulaires d'excentricité statique

On voit le courant entre les voies d'enroulement 1 et 3 pour les deux différents positions d'excentricité statique décalées de $\pi/8$, avec les amplitudes et les formes qui varient en fonction de la position.

A la figure 37, nous donnons un exemple de deux courants entre les voies d'enroulement lors d'un court-circuit d'une spire au stator.

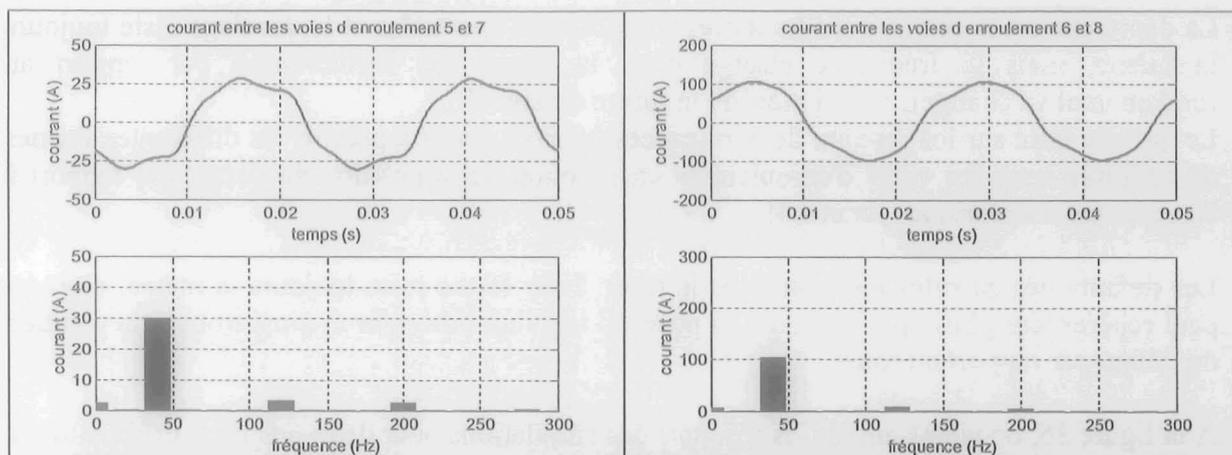


Figure 37: Deux courants entre les voies d'enroulement lors du court-circuit d'une spire au stator
 On constate que les deux courants ont les amplitudes et les allures différentes, ce qui confirme les considérations théoriques expliquées auparavant.

Pour un défaut sur le rotor, si la position du défaut change, on aura le même signal, mais décalé dans le temps.

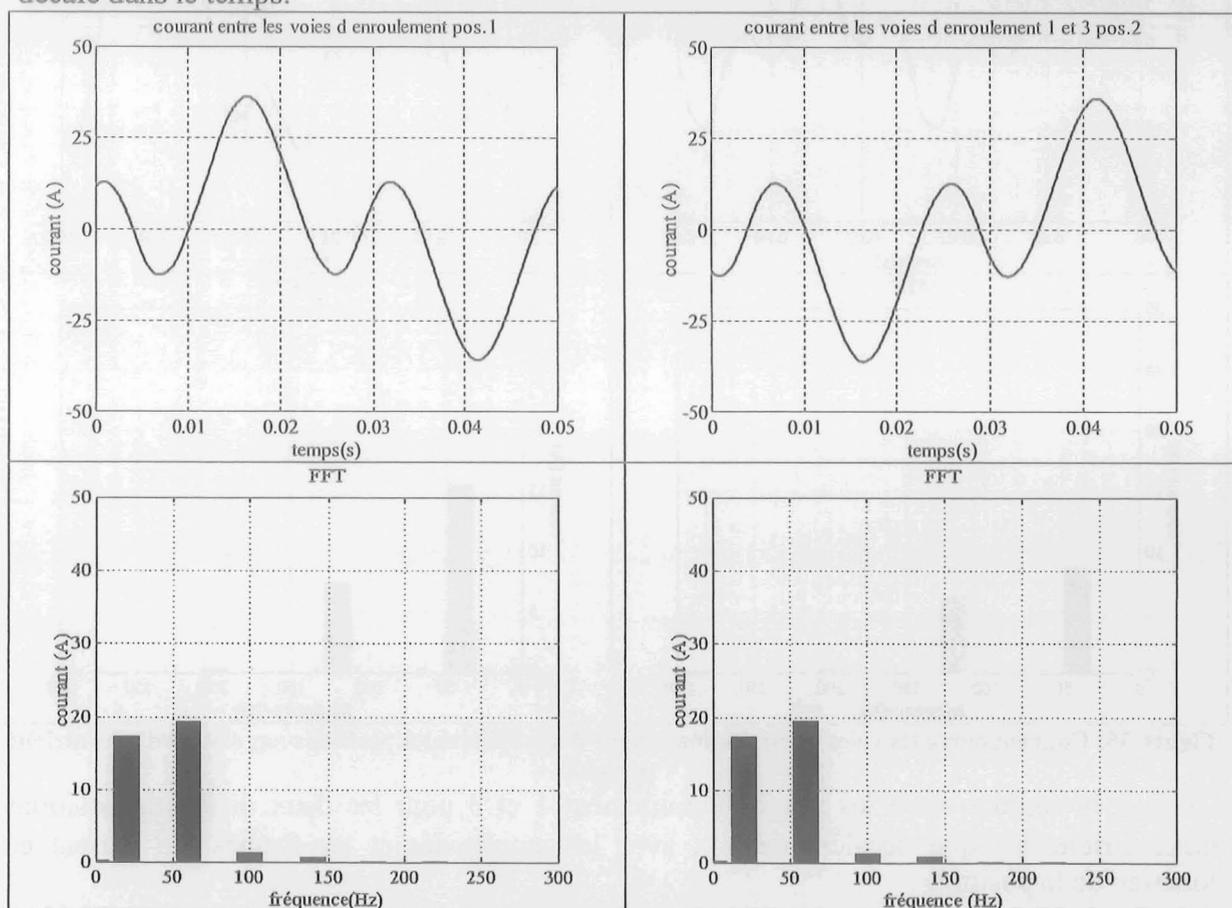


Figure 38: Courant entre les voies d'enroulement pour deux différentes positions angulaires de court-circuit d'un pôle d'excitation

Dans l'exemple à la figure 38 on voit deux courants entre les voies d'enroulement qui sont décalés de π , ce qui correspond aux positions du défaut sur le rotor. On s'aperçoit que la forme du signal ne change pas.

Les prévisions théoriques sont confirmées par le modèle. Il serait intéressant de tester cette technique sur un banc d'essais qui permette de déplacer les différents défauts sur la machine.

6. RESULTATS DES SIMULATIONS D'UN ALTERNATEUR HYDRAULIQUE

Nous avons essayé d'appliquer la méthode à un alternateur hydraulique dont la géométrie est plus compliquée que celle de la maquette (342 encoches, 10 paires de pôles), pour voir le comportement du modèle dans un cas pratique où il serait difficile d'utiliser la méthode des éléments finis [Jerance2]. La machine étudiée est un alternateur de 158 MW avec 10 paires de pôles, 342 encoches statoriques (5,7 encoches par pôle par phase). Le modèle ne tient pas compte de la saturation magnétique. Les simulations ont été faites en supposant un rotor lisse, ce qui est justifié par la géométrie de la machine. Cela simplifie le calcul parce que la matrice des reluctances reste toujours la même (il n'est pas nécessaire de calculer la matrice inverse à chaque pas de calcul). Le temps de calcul est réduit à quelques minutes. Ces résultats ont été vérifiés en prenant en compte la variation de la reluctance dans l'entrefer.

Le circuit magnétique équivalent est créé de la même façon que pour la machine précédente.

La grandeur observée est le courant entre les voies d'enroulement. Ce courant est nul pour la machine saine.

6.1. Excentricité statique

L'allure du courant entre les voies d'enroulement lors d'une excentricité statique de 50% est présentée à la figure 39.

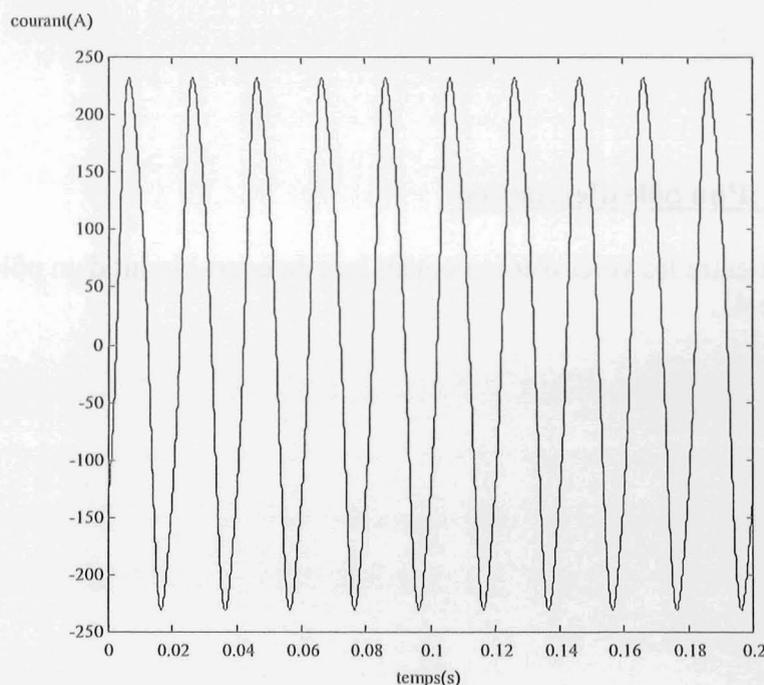


Figure 39: Courant entre les voies d'enroulement lors d'une excentricité statique

Le spectre de ce courant est donné à la figure 40.

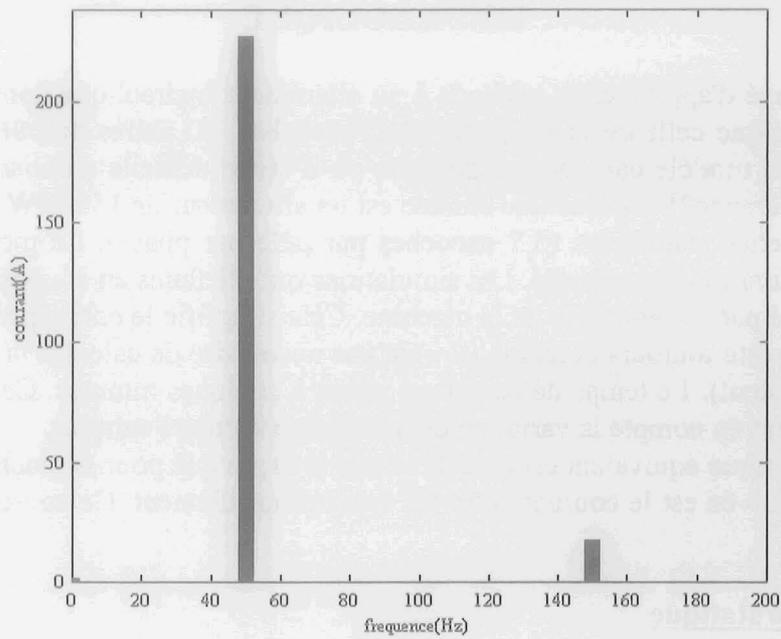


Figure 40: Spectre du courant entre les voies d'enroulement lors d'une excentricité statique

On trouve une raie à 50 Hz (fréquence électrique) et une raie à 150 Hz.

6.2. Court-circuit d'un pôle d'excitation

L'allure du courant entre les voies d'enroulement lors du court-circuit d'un pôle d'excitation est montrée à la figure 41.

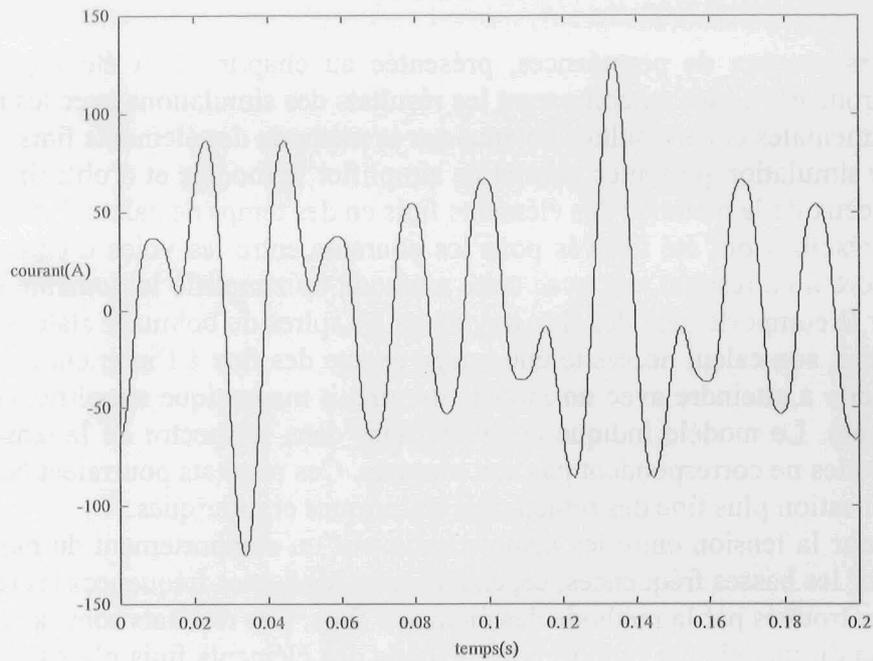


Figure 41: Courant entre les voies d'enroulement lors d'un court-circuit d'un pôle d'excitation

On trouve le spectre suivant:

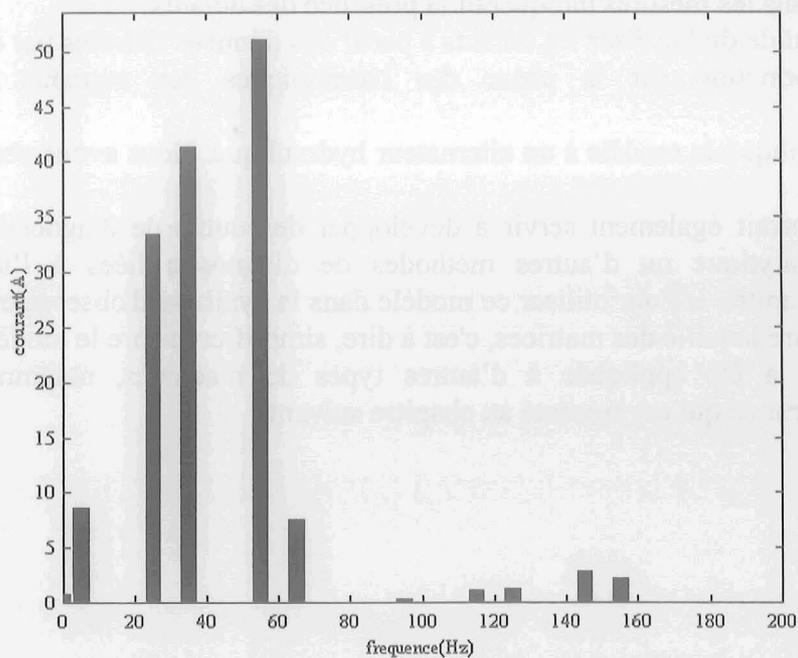


Figure 42: Spectre du courant entre les voies d'enroulement lors d'un court-circuit d'un pôle d'excitation

Les raies principales sont à 25, 35 et 55 Hz, donc les multiples de la fréquence mécanique de rotation, ce qui est conforme aux résultats théoriques [Hsu].

Les résultats trouvés pour l'alternateur hydraulique sont crédibles, mais ils nécessitent une vérification expérimentale sur site.

7. CONCLUSION

La méthode des réseaux de perméances, présentée au chapitre 2, a été appliquée à une machine synchrone et validée en comparant les résultats des simulations avec les résultats des mesures expérimentales et les résultats obtenus par la méthode des éléments finis.

La méthode de simulation présentée permet de simplifier le modèle et d'obtenir des résultats comparables à ceux de la méthode des éléments finis en des temps de calcul fortement réduits. Les meilleurs résultats ont été trouvés pour les courants entre les voies d'enroulement. On pouvait s'attendre à ce résultat, car avec cette méthode on simplifie le domaine étudié, mais on peut prévoir le comportement des flux traversant les spires du bobinage statorique. Quant à la tension d'arbre, son calcul nécessite une image exacte des flux à l'intérieur de la machine, ce qui est difficile à atteindre avec un modèle du circuit magnétique simplifié, comme celui qui a été présenté. Le modèle indique certaines raies dans le spectre de la tension d'arbre, mais les amplitudes ne correspondent pas aux mesures. Ces résultats pourraient être améliorés avec une modélisation plus fine des reluctances statoriques et rotoriques.

Les résultats pour la tension entre les neutres indiquent un comportement du modèle proche de la réalité pour les basses fréquences, cependant pour les hautes fréquences les résultats sont proches de ceux trouvés par la méthode des éléments finis. Ces résultats sont satisfaisants, car la simplification du modèle par rapport à la méthode des éléments finis n'a pas introduit une perte significative de précision sur les résultats.

On peut conclure que la méthode de modélisation présentée donne des résultats satisfaisants dans le domaine fréquentiel.

Cette méthode de modélisation peut servir comme moyen de prévision des harmoniques des différentes grandeurs lors de défauts sur une machine donnée. L'apparition de ces harmoniques dans les mesures indiquerait la présence des défauts.

Il est aussi possible de localiser les défauts à partir des données fournies par cette méthode, en utilisant l'information sur la phase des harmoniques des courants entre les voies d'enroulement.

Nous avons appliqué le modèle à un alternateur hydraulique. Nous avons obtenu des résultats crédibles.

Ce modèle pourrait également servir à développer des outils de diagnostic, en utilisant la redondance analytique ou d'autres méthodes de diagnostic liées à l'approche modèle présentée au chapitre 1. Pour utiliser ce modèle dans la synthèse d'observateurs, par exemple, on devrait réduire la taille des matrices, c'est à dire, simplifier encore le modèle.

Cette méthode a été appliquée à d'autres types de machines, notamment la machine asynchrone. C'est ce qui est présenté au chapitre suivant.

CHAPITRE 4
Application à la machine asynchrone

EXHIBIT 3 IS BEING SCANNED
CRYSTALLINE 4

1. INTRODUCTION

Dans les deux chapitres précédents, nous avons développé un modèle de la machine synchrone reposant sur les réseaux de perméances. Ce modèle a été appliqué à deux machines synchrones, une machine pédagogique et une maquette de turboalternateur, afin de le valider en comparant les résultats fournis avec ceux obtenus par la méthode des éléments finis et avec des résultats expérimentaux. Ces confrontations ont démontré la capacité de ce modèle à prédire le comportement de la machine synchrone lors d'un défaut. Le modèle de réseaux de perméances a ensuite été appliqué à un alternateur hydraulique, mais la validation expérimentale n'était pas possible, toutefois les résultats obtenus ont été jugés cohérents. Nous avons donc décidé d'appliquer le principe de modélisation exposé aux chapitres 2 et 3 à la machine asynchrone qui joue un rôle fondamental dans les applications industrielles. D'un côté, cela nous permet une validation supplémentaire du modèle de réseaux de perméances, de l'autre côté cela nous donne également la possibilité d'élargir notre domaine de recherche. Les machines asynchrones sont les plus utilisées dans l'industrie, à cause de leur faible coût de fabrication. Dans la littérature, il existe beaucoup de méthodes de diagnostic de défauts. Ces méthodes reposent sur les mesures de différentes grandeurs de la machine: les tensions et les courants statoriques, les flux internes et externes de la machine, les vibrations de la carcasse, la tension d'arbre, le couple, la température, etc. D'un point de vue pratique, il est très intéressant d'utiliser les courants statoriques comme support de diagnostic, car ils sont souvent déjà mesurés dans les applications industrielles, et les capteurs de courant sont déjà présents dans le dispositif.

Il y a plusieurs méthodes de diagnostic basées sur les mesures de courants statoriques, l'une des plus simples et des mieux développées est le diagnostic utilisant le spectre des courants. Les études théoriques du champ magnétique de la machine ont déjà permis de prévoir les raies qui apparaissent lors de différents défauts [Cameron]. Cependant, l'application de ces résultats à des machines réelles pose toujours quelques problèmes, car le spectre des courants statoriques ne dépend pas uniquement des défauts, mais aussi des paramètres de la machine (géométrie, bobinage) et des variations de charge [Benbouzid]. Il est donc intéressant et utile de développer un modèle qui pourrait prédire rapidement la forme et le contenu harmonique des courants statoriques lors de différents défauts de la machine. Ce modèle pourrait, ensuite, être intégré dans des modèles plus complexes, qui contiennent l'alimentation et la charge de la machine.

Nous allons, tout d'abord, présenter les adaptations du modèle précédent à la machine asynchrone. Après avoir développé le modèle de la machine, nous allons présenter le banc d'essais qui est utilisé pour valider ce modèle. Les résultats obtenus dans ce chapitre seront ensuite comparés aux résultats expérimentaux et à ceux d'études précédentes. C'est ce que nous développerons tout au long de ce chapitre.

2. MODELE DE LA MACHINE

Le principe de fonctionnement des machines asynchrones est différent de celui des machines synchrones, notamment en ce qui concerne le rotor et la façon d'engendrer la force magnétomotrice rotorique. Il faut aussi tenir compte du fait que la vitesse des machines asynchrones en général n'est pas rigoureusement constante et qu'elle dépend de la charge. Cela va entraîner des changements dans les modèles présentés aux chapitres précédents : le calcul de la force magnétomotrice rotorique doit être inclus dans le modèle et il faudra aussi prendre en compte les variations de vitesse. Dans ce paragraphe, nous allons présenter ce circuit magnétique, son couplage avec les circuits électriques du stator et du rotor, et le système d'équations qui le décrit. Comme pour le modèle de la machine synchrone, nous

supposons qu'il n'y a pas de saturation magnétique. Cela nous permet de simplifier le modèle, en gardant les fréquences caractéristiques des défauts.

2.1. Perméances de la machine

Dans les deux chapitres précédents, nous avons établi un modèle de réseaux de perméances adapté aux machines synchrones. La force magnétomotrice du rotor étant connue à l'avance, il n'était pas indispensable de calculer les flux des dents rotoriques. Dans le cas qui nous intéresse maintenant, les forces magnétomotrices rotoriques dépendent des flux dans les dents rotoriques et nous sommes obligés de les calculer à chaque pas de simulation. A cause de cela, nous devons établir un circuit magnétique équivalent qui nous permette de calculer les flux des dents rotoriques et les flux des dents statoriques. C'est pourquoi nous proposons un circuit magnétique équivalent qui représente l'entrefer comme un ensemble de perméances entre les dents du stator et du rotor [Ostović].

Le circuit magnétique équivalent de la machine asynchrone est représenté à la figure 1.

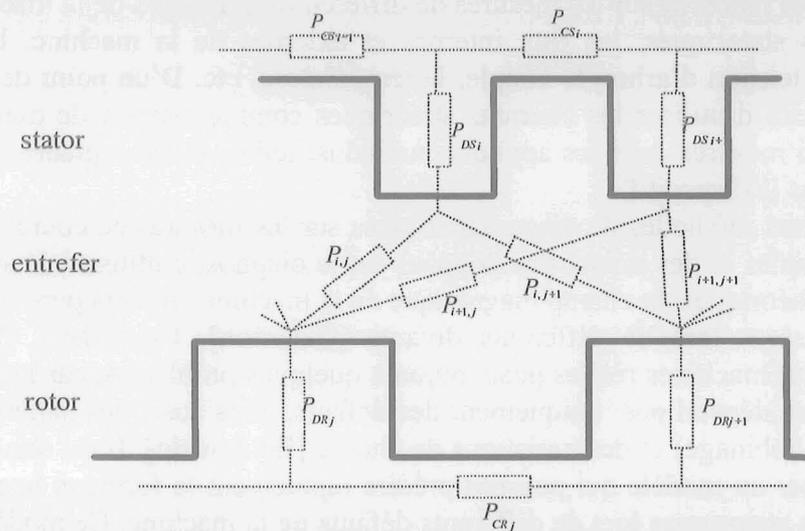


Figure 1: Circuit magnétique équivalent de la machine asynchrone

Les perméances présentées à la figure 1 sont les suivantes :

P_{CSi} - perméance de la culasse statorique

P_{DSi} - perméance de la dent statorique i

$P_{i,j}$ - perméance de l'entrefer entre la dent statorique i et la dent rotorique j

P_{DRj} - perméance de la dent rotorique j

P_{CRj} - perméance de la culasse rotorique

En supposant l'absence de saturation, les perméances des dents statoriques, des dents rotoriques, de la culasse statorique et de la culasse rotorique sont constantes. Elles ont été calculées à partir des données géométriques en utilisant la formule suivante:

$$P = \mu \frac{S}{l} \quad (4.1)$$

Où:

μ - perméabilité magnétique du matériau

l - longueur du tube de flux

S - surface traversée par le flux

Les dents du stator et du rotor sont reliées par les perméances de l'entrefer, qui dépendent de la position du rotor.

La géométrie de la machine est présentée à la figure 2.

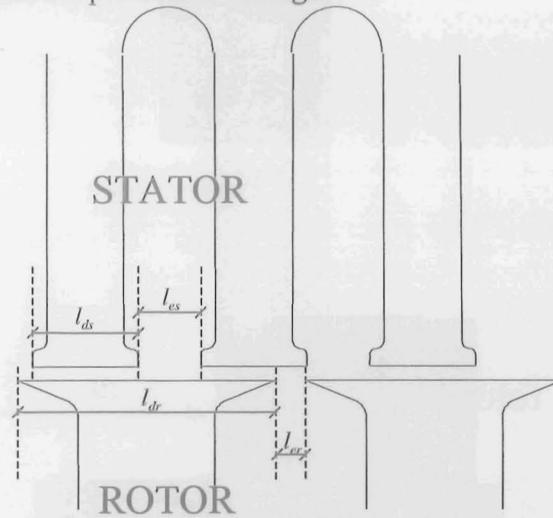


Figure 2: Dents statoriques et rotoriques

On peut calculer la perméance $P_{i,j}$ en fonction de l'angle entre la dent statorique i et la dent rotorique j . On exprime les perméances de l'entrefer par rapport à la perméance maximale qui arrive quand une dent rotorique est en face d'une dent statorique (elle est calculée en utilisant la formule (4.1), en connaissant la largeur d'entrefer, la largeur d'une dent statorique et la longueur de la machine). La perméance est maximale quand les dents se trouvent l'une en face de l'autre, comme il est montré à la figure 3:

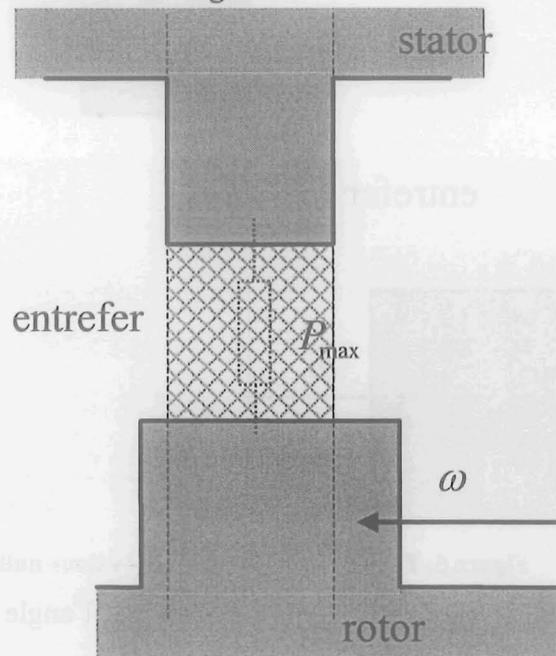


Figure 3: Perméance maximale

A partir du moment où la surface de l'entrefer entre les deux dents diminue, la perméance diminue linéairement avec l'écart angulaire entre les deux dents. Une position intermédiaire où $0 < P < P_{max}$ est montrée à la figure 4.

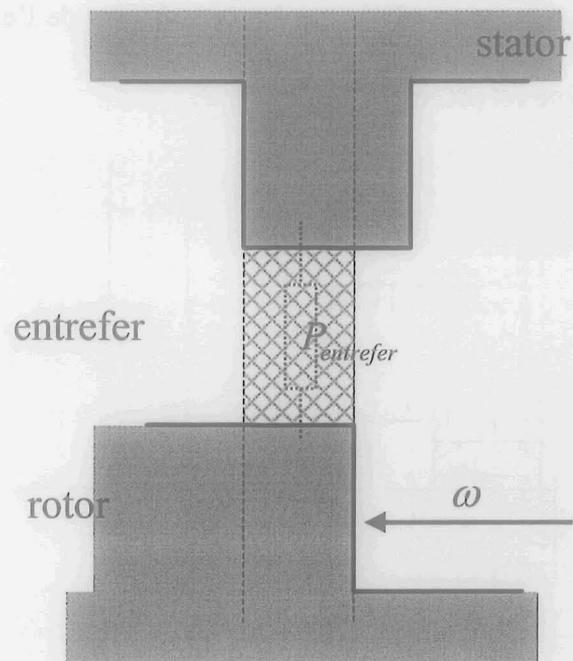


Figure 4: Perméance de l'entrefer - position intermédiaire

Finalement, les dents s'éloignent, il n'y plus de flux qui passe par les deux dents et la perméance devient nulle, comme cela est montré à la figure 5.

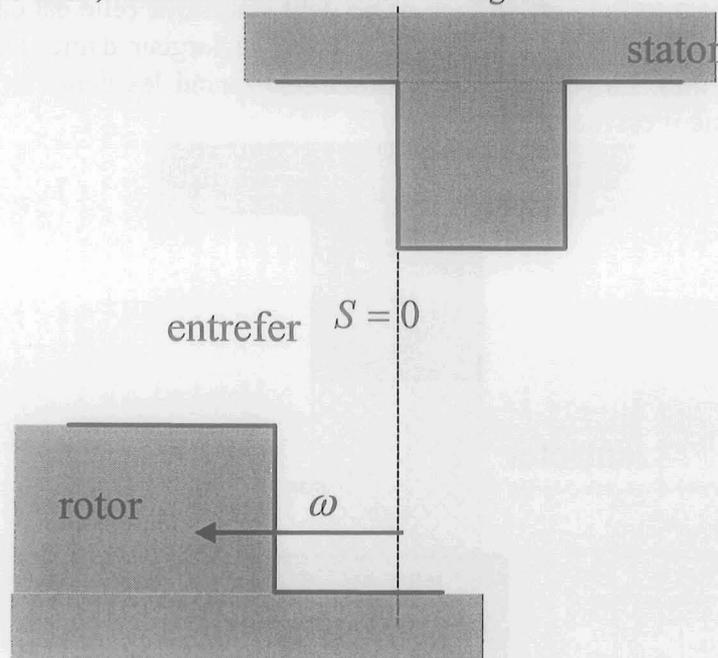


Figure 5: Perméance de l'entrefer - valeur nulle

Nous pouvons exprimer la perméance en fonction de l'angle rotorique au moyen des expressions (4.2):

$$P_{i,j} = \begin{cases} P_{\max}, & -\gamma_t' \leq \theta_{i,j} \leq \gamma_t' \\ P_{\max} \frac{\gamma_t - \theta_{i,j}}{\gamma_t - \gamma_t'}, & \gamma_t' \leq \theta \leq \gamma_t \\ P_{\max} \frac{\theta_{i,j} + \gamma_t - 2\pi}{\gamma_t - \gamma_t'}, & 2\pi - \gamma_t \leq \theta \leq 2\pi - \gamma_t' \\ 0, & \text{ailleurs} \end{cases} \quad (4.2)$$

où:

$$\gamma_t = \frac{l_{ds} + l_{dr}}{D_m} \quad (4.3)$$

et

$$\gamma_t' = \frac{|l_{ds} - l_{dr}|}{D_m} \quad (4.4)$$

l_{ds} - largeur d'une dent statorique

l_{dr} - largeur d'une dent rotorique

D_m - diamètre moyen de l'entrefer

$\theta_{i,j}$ - angle entre la dent statorique i et la dent rotorique j

La fonction obtenue est représentée à la figure 6:

perméance

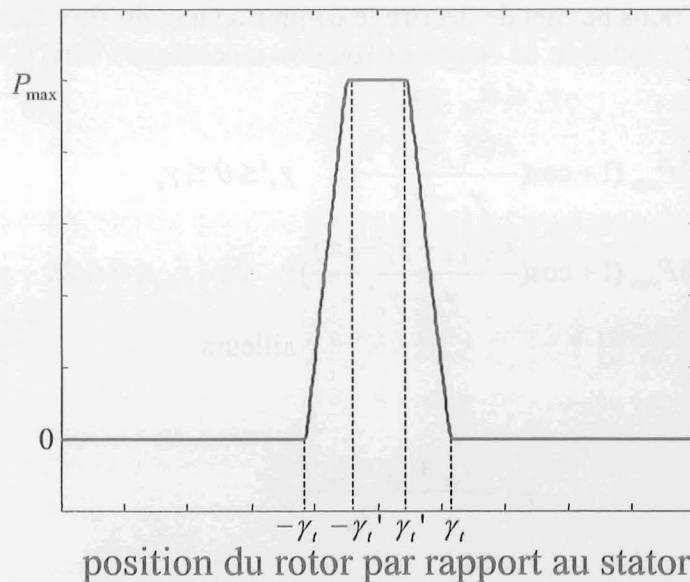


Figure 6: Perméance de l'entrefer - fonction linéaire de l'angle entre les dents

Dans la réalité, une telle perméance ne contient jamais de discontinuités, à cause des flux qui passent latéralement entre les dents statoriques et rotoriques, il n'y a donc pas de passage brusque à zéro ou à la valeur maximale. Nous pouvons expliquer ce phénomène en regardant de plus près la situation où la dent rotorique vient de dépasser la dent statorique (figure 7).

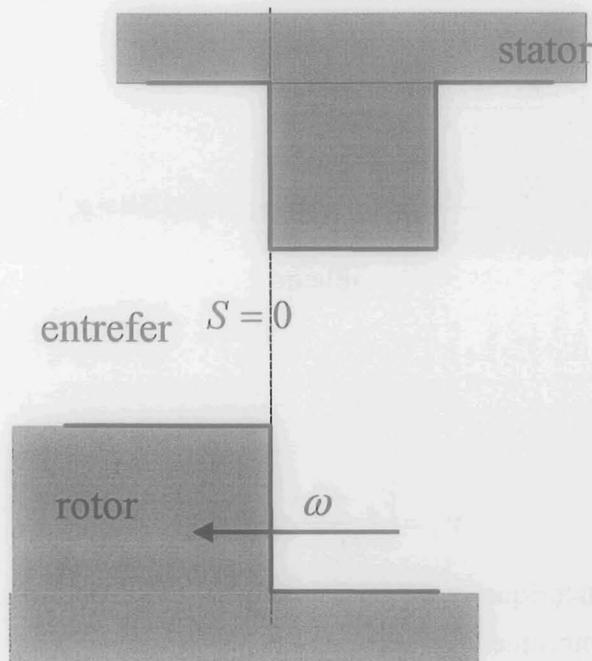


Figure 7: Perméance de l'entrefer

La surface de l'entrefer entre les deux dents est nulle mais il existe toujours un flux qui passe par les deux dents, donc la perméance a une valeur non nulle.

Il y a plusieurs fonctions proposées dans la littérature pour modéliser ce phénomène [Barakat, Delforge, Ostović], nous allons utiliser la plus simple – la variation sinusoïdale. C'est une approximation qui nous permet de décrire le comportement du flux dans la machine. Dans ce cas, la perméance en fonction de l'angle de rotation mécanique s'écrit [Ostović]:

$$P_{i,j} = \begin{cases} P_{\max}, & -\gamma_i' \leq \theta_{i,j} \leq \gamma_i' \\ 0,5P_{\max} \left(1 + \cos\left(\frac{\pi(\theta_{i,j} - \gamma_i')}{\gamma_i - \gamma_i'}\right)\right), & \gamma_i' \leq \theta \leq \gamma_i \\ 0,5P_{\max} \left(1 + \cos\left(\frac{\pi(\theta_{i,j} + \gamma_i' - 2\pi)}{\gamma_i - \gamma_i'}\right)\right), & 2\pi - \gamma_i \leq \theta \leq 2\pi - \gamma_i' \\ 0, & \text{ailleurs} \end{cases} \quad (4.5)$$

Maintenant on a:

$$\gamma_i = \frac{l_{ds} + l_{dr} + l_{es} + l_{er}}{D_m} \quad (4.6)$$

avec

l_{es} - largeur d'encoche statorique

l_{er} - largeur d'encoche rotorique (figure 2)

L'allure de la fonction (4.5) est montrée à la figure 8 et représente mieux la physique des phénomènes:

perméance

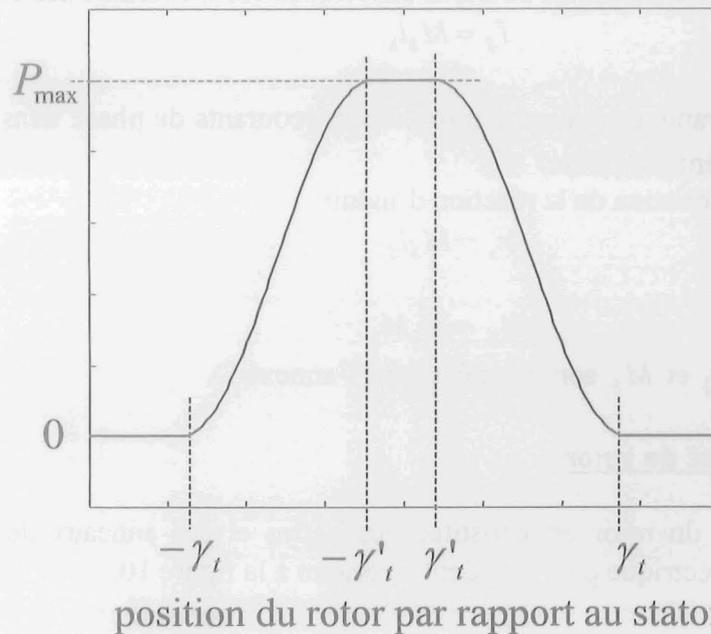


Figure 8: Perméance de l'entrefer en fonction de l'angle entre la dent statorique et la dent rotorique

2.2. Circuit électrique du stator

On peut introduire la réaction d'induit en série avec les perméances des dents statoriques, comme présenté à la figure 9, selon le principe montré au paragraphe 5.2 du chapitre 2.

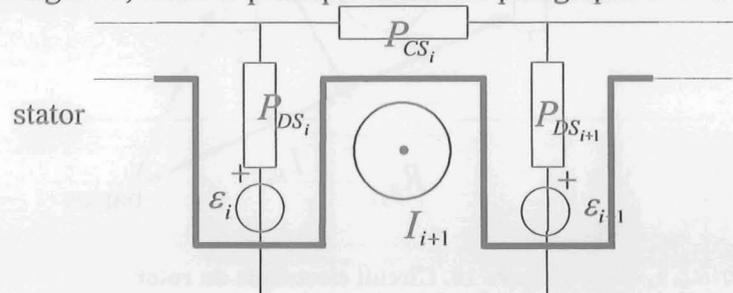


Figure 9: Sources magnétomotrices du stator

Pour chaque dent statorique, on écrit le théorème d'Ampère :

$$\varepsilon_{s_{i+1}} - \varepsilon_{s_i} = I_{s_{i+1}} \quad (4.7)$$

où: ε_{s_i} - force magnétomotrice associée à la dent i

$I_{s_{i+1}}$ - somme des courants qui passent par l'encoche statorique $i+1$

Ce système contient $n_s - 1$ équations indépendantes, on peut ajouter l'équation:

$$\sum_{i=1}^{n_s} \varepsilon_{s_i} = 0 \quad (4.8)$$

qui exprime la condition donnée par (2.1).

On peut écrire le système d'équations (4.7), (4.8) sous forme matricielle :

$$\varepsilon_s = M_1 I_s \quad (4.9)$$

Où :

ε_s - vecteur des forces magnétomotrices statoriques

I_s - vecteur des courants d'encoches

On peut établir la relation entre les courants statoriques et les courants des encoches :

$$I_s = M_2 i_s \quad (4.10)$$

où :

i_s - vecteur des courants des voies d'enroulement (courants de phase dans ce cas, car il y a une voie d'enroulement par phase)

ce qui nous donne l'équation de la réaction d'induit:

$$\varepsilon_s = M_s i_s \quad (4.11)$$

avec

$$M_s = M_1 M_2 \quad (4.12)$$

Les matrices M_1 , M_2 et M_s sont données dans l'annexe D.

2.3. Circuit électrique du rotor

Le circuit électrique du rotor est constitué des barres et des anneaux de court-circuit ; on présente le schéma électrique pour une dent rotorique à la figure 10.

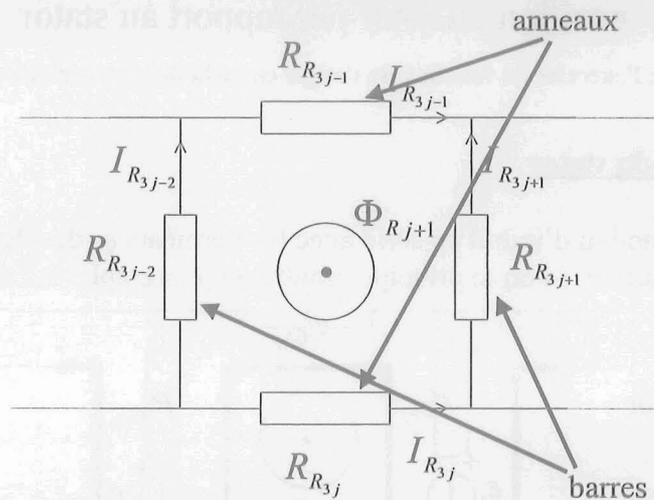


Figure 10. Circuit électrique du rotor

Les équations du circuit électrique sont:

$$I_{R_{3j-3}} - I_{R_{3j-2}} - I_{R_{3j}} = 0 \quad (4.13)$$

$$I_{R_{3j-4}} - I_{R_{3j-1}} + I_{R_{3j-2}} = 0 \quad (4.14)$$

$$\begin{aligned} & -I_{R_{3j-2}}R_{R_{3j-2}} - I_{R_{3j-1}}R_{R_{3j-1}} + I_{R_{3j+1}}R_{R_{3j+1}} \\ & + I_{R_{3j}}R_{R_{3j}} = \frac{d\Phi_{R_{j+1}}}{dt} \end{aligned} \quad (4.15)$$

Où :

I_R - vecteur des courants rotoriques

Φ_R - vecteur des flux rotoriques

L'ensemble des équations du circuit électrique du rotor peut se mettre sous forme matricielle :

$$I_R = A_R \dot{\Phi}_R \quad (4.16)$$

avec la matrice A_R qui dépend des résistances des barres et des anneaux rotoriques.

Les forces magnétomotrices engendrées par les courants rotoriques sont placées en série avec les perméances des dents rotoriques. Comme pour les courants statoriques, on écrit l'équation des forces magnétomotrices :

$$\varepsilon_R = M_R I_R \quad (4.17)$$

La matrice M_R est donnée dans l'annexe D.

2.4. Circuit magnétique simplifié

Il est possible de simplifier le circuit magnétique représenté à la figure 1 en utilisant la linéarité des perméances en l'absence de saturation.

Afin de diminuer le nombre de perméances dans le circuit, nous allons le résoudre pour les sources de force magnétomotrice statoriques et rotoriques séparément, ensuite nous allons calculer le flux résultant.

Tout d'abord, nous allons résoudre le circuit magnétique en ne prenant en compte que les sources de f.m.m. statoriques.

Sachant que les reluctances rotoriques sont négligeables par rapport aux reluctances de l'entrefer, on peut trouver la valeur approximative de la perméance équivalente pour chaque dent statorique :

$$P_i = \sum_{j=1}^{n_{ds}} P_{i,j} \quad (4.18)$$

On obtient le schéma équivalent suivant (figure 11):

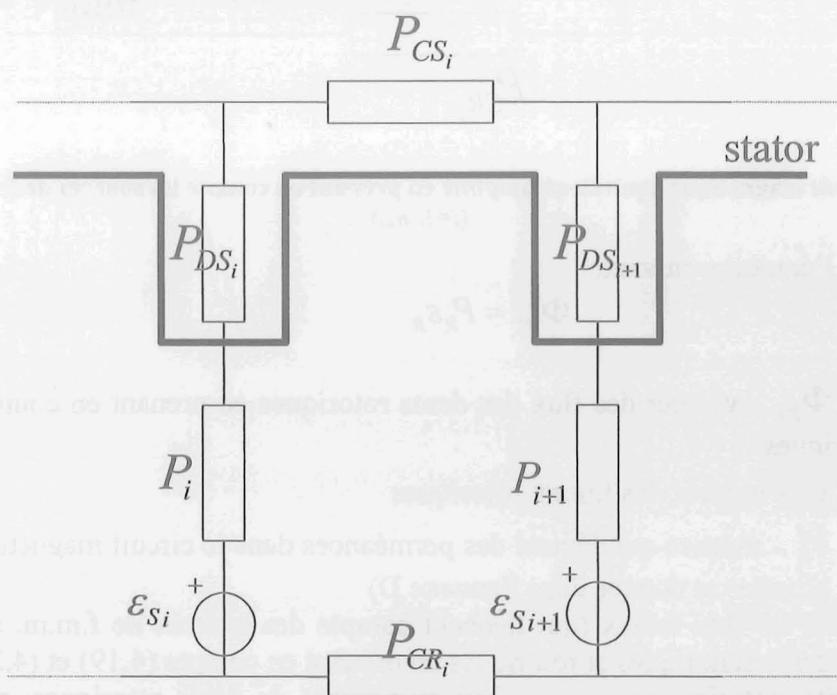


Figure 11: Circuit magnétique équivalent simplifié en prenant en compte les sources de f.m.m. statoriques ($i=1..n_{ds}$)

Le schéma de la figure 11 peut être résolu de la même façon que le circuit au paragraphe 4.4 du chapitre 2:

$$\Phi_{S1} = P_S \varepsilon_S \quad (4.19)$$

où: Φ_{S1} - vecteur des flux des dents statoriques en prenant en compte les sources de f.m.m. statoriques
 ε_S - vecteur des f.m.m. statoriques
 P_S - matrice qui dépend des perméances dans le circuit magnétique à la figure 11 (elle est donnée dans l'annexe D)

Nous pouvons appliquer le même raisonnement du côté du rotor ; on obtient le schéma de la figure 12.

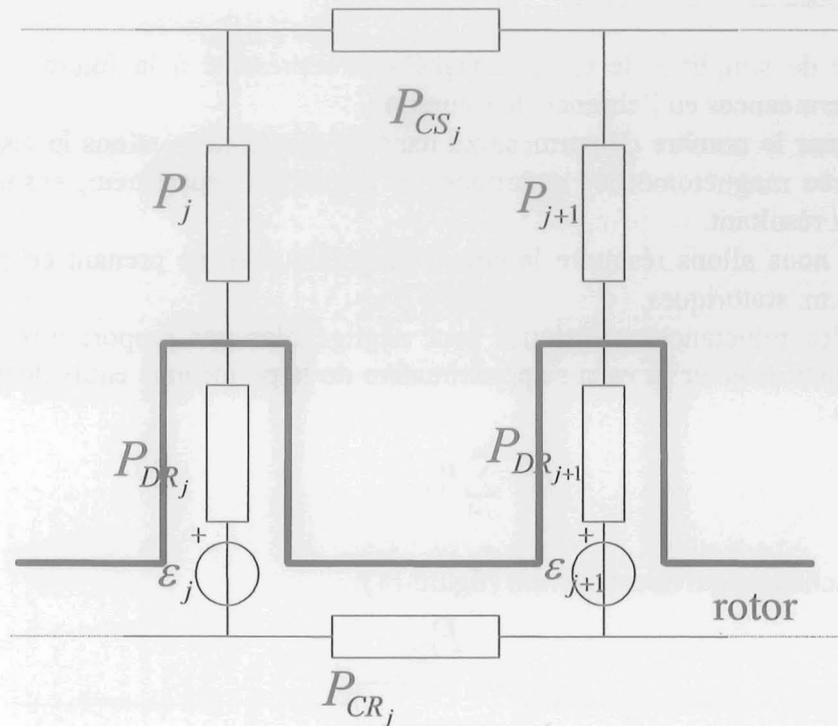


Figure 12: Circuit magnétique équivalent simplifié en prenant en compte les sources de f.m.m. rotoriques ($j=1..n_{dr}$)

On peut écrire l'équation suivante:

$$\Phi_{R1} = P_R \varepsilon_R \quad (4.20)$$

où: Φ_{R1} - vecteur des flux des dents rotoriques en prenant en compte les sources de f.m.m. rotoriques
 ε_R - vecteur des f.m.m. rotoriques
 P_R - matrice qui dépend des perméances dans le circuit magnétique à la figure 12 (elle est donnée dans l'annexe D)

On peut calculer les flux totaux (qui tiennent compte des sources de f.m.m. au stator et au rotor) dans les dents statoriques et rotoriques en prenant en compte (4.19) et (4.20). Comme le nombre de dents statoriques n'est pas égal au nombre de dents rotoriques, on ne peut pas additionner directement les résultats de (4.19) et (4.20).

Si on connaît les flux des dents rotoriques engendrés par les sources de f.m.m. rotoriques, on peut calculer leur répartition dans les dents statoriques et les ajouter à la solution de l'équation (4.19).

On dessine le schéma à la figure 13, en négligeant la reluctance de la culasse statorique par rapport au reste du circuit, cette hypothèse étant validée par les résultats donnés aux chapitres précédents.

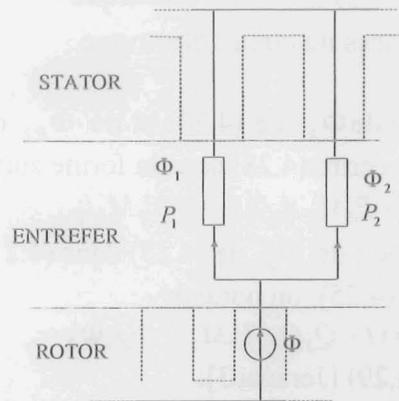


Figure 13 : Flux des dents statoriques engendrés par les sources de f.m.m. rotoriques

Sur le schéma de la figure 13, on a représenté le flux d'une dent rotorique (Φ) et on cherche sa répartition dans les deux dents statoriques. On trouve les expressions suivantes:

$$\Phi_1 = \frac{P_1}{P_1 + P_2} \Phi \quad (4.21)$$

$$\Phi_2 = \frac{P_2}{P_1 + P_2} \Phi \quad (4.22)$$

On peut généraliser (4.21) et (4.22) pour tous les flux des dents rotoriques et des dents statoriques, on trouve les flux des dents statoriques engendrées par les sources de f.m.m. rotoriques:

$$\Phi_{S2} = Q_S \Phi_{R1} \quad (4.23)$$

Où

$$Q_{Si,j} = \frac{P_{i,j}}{P_j} \quad (4.24)$$

Pour calculer les flux des dents rotoriques engendrés par les sources de f.m.m. statoriques en appliquant la même méthode, on trouve les résultats suivants :

$$\Phi_{R2} = Q_R \Phi_{S1} \quad (4.25)$$

Où

$$Q_{Ri,j} = \frac{P_{i,j}}{P_i} \quad (4.26)$$

Finalement, on peut écrire les expressions pour les flux des dents statoriques et rotoriques:

$$\Phi_S = \Phi_{S1} + \Phi_{S2} \quad (4.27)$$

$$\Phi_R = \Phi_{R1} + \Phi_{R2} \quad (4.28)$$

2.5. Equations du système

Tout d'abord, on écrit les équations du circuit électrique du stator:

$$V_s = R_s i_s + L_s \dot{i}_s + m \dot{\Phi}_s \quad (4.29)$$

où

m – matrice qui établit la relation entre les dérivées des flux des dents statoriques et les voies d'enroulement

L_1 - matrice des inductances du circuit électrique

R_1 - matrice des résistances du circuit électrique

Si on substitue les expressions de Φ_{R1} de (4.20) et de Φ_{R2} de (4.25), en prenant en compte (4.16), (4.17) et (4.11), on peut écrire (4.28) sous la forme suivante:

$$\Phi_R = P_R M_R A_R \dot{\Phi}_R + Q_R P_S M_S i_S \quad (4.30)$$

Après avoir remplacé l'expression de Φ_{R1} de (4.23) dans (4.27) et modifié l'équation (4.28), en prenant en compte (4.11) et (4.25), on obtient:

$$\Phi_S = (I - Q_S Q_R) P_S M_S i_S + Q_S \Phi_R \quad (4.31)$$

Maintenant, on peut réécrire (4.29) [Jerance3]:

$$V_S - (R_1 + \dot{Z}) i_S - Q_S \Phi_R = (L_1 + Z) \dot{i}_S + Q_S \dot{\Phi}_R \quad (4.32)$$

où

$$Z = (I - Q_S Q_R) P_S M_S \quad (4.33)$$

Les équations (4.30) et (4.32) forment un système d'équations de la machine, les flux des dents rotoriques et les courants statoriques étant les variables d'état. Ce système d'équations est résolu à chaque pas de calcul en utilisant la méthode implicite d'Euler [Sureshkumar].

2.6. Equation mécanique de la machine

Pour calculer la vitesse de rotation de la machine, on utilise la relation suivante :

$$J \frac{d\omega_r}{dt} = C_{em} - C_f - C_{ch} \quad (4.34)$$

où:

J - inertie du rotor

ω_r - vitesse angulaire de rotation

C_{em} - couple électromagnétique de la machine

C_f - couple de frottement

C_{ch} - couple de charge

Le couple de frottement est proportionnel à la vitesse de rotation:

$$C_f = K_f \omega_R \quad (4.35)$$

K_f - coefficient de frottement

On peut calculer le couple électromagnétique par le bilan énergétique de la machine. Nous avons :

$$P_e = P_S + P_R + P_{méc} \quad (4.36)$$

Où :

P_e - puissance électrique à l'entrée

P_S - pertes au stator

P_R - pertes au rotor

$P_{méc}$ - puissance mécanique

La puissance électrique est égale à la somme des produits des courants et des tensions de phase :

$$P_e = \sum_{i=1}^3 v_{S_i} i_{S_i} \quad (4.37)$$

Si on néglige les pertes par hystérésis, les pertes au stator et au rotor sont égales aux pertes Joule dans les conducteurs.

Pour le stator, on écrit :

$$P_S = \sum_{i=1}^3 R_{S_i} i_{S_i}^2 \quad (4.38)$$

Pour le rotor, on écrit :

$$P_R = \sum_{i=1}^{n_{dr}} R_{R_i} I_{R_i}^2 \quad (4.39)$$

La puissance mécanique $P_{méc}$ peut être obtenue en remplaçant dans la relation (4.36) les expressions des pertes. On obtient le couple mécanique à chaque pas de calcul en utilisant la relation connue pour la puissance mécanique :

$$P_{méc} = C_{em} \omega_r \quad (4.40)$$

3. MODELISATION DES DEFAUTS

3.1. Excentricités

3.1.1. Excentricité statique

Dans le cas de l'excentricité statique, la largeur de l'entrefer varie en fonction de la position angulaire par rapport au stator. Cette variation est caractérisée approximativement par la relation suivante [Cabanais]:

$$l_e = R - r - d \cos(\theta_s) \quad (4.41)$$

où: l_e - largeur de l'entrefer

θ_s - position angulaire par rapport au stator

R - rayon intérieur du stator

r - rayon extérieur du rotor

d - excentricité

Sachant que la perméance est inversement proportionnelle à la longueur du tube de flux (formule (4.1)), on peut trouver le coefficient C_{ST} qui va multiplier les perméances de l'entrefer dans le circuit magnétique équivalent.

La valeur de ce coefficient dépend de la position angulaire par rapport au stator, qui est constante pour chaque dent statorique.

$$P_{i,j} = C_{ST_i} P_{i,j0} \quad (4.42)$$

avec

$$C_{ST_i} = \frac{1}{1 - \frac{d}{R-r} \cos(\theta_i)} \quad (4.43)$$

où

$P_{i,j0}$ - perméance de l'entrefer pour $d = 0$

Ce coefficient représente le rapport entre la largeur de l'entrefer sans excentricité et la largeur de l'entrefer avec excentricité à la position angulaire θ_s par rapport au stator.

3.1.2. Excentricité dynamique

Dans le cas d'une excentricité dynamique, la zone de largeur minimale de l'entrefer se déplace avec le rotor. La largeur de l'entrefer varie alors en fonction de la position par rapport au rotor suivant la loi:

$$l_e = R - r - d \cos(\theta_R) \quad (4.44)$$

Nous trouvons le coefficient C_{DY} dont la valeur dépend de la position angulaire par rapport au rotor (il est constant pour chaque dent rotorique):

$$P_{i,j} = C_{DYj} P_{i,j0} \quad (4.45)$$

avec

$$C_{DYj} = \frac{1}{1 - \frac{d}{R-r} \cos(\theta_j)} \quad (4.46)$$

Ce coefficient est introduit dans la matrice P comme dans le cas de l'excentricité statique.

3.1.3. Excentricité statique et dynamique

En réalité, les deux types d'excentricité sont toujours présents simultanément [Dorell]. Dans ce cas, on écrit:

$$l_e = R - r - d_1 \cos(\theta_S) - d_2 \cos(\theta_R) \quad (4.47)$$

Donc,

$$P_{i,j} = \frac{1}{1 - \frac{d_1}{R-r} \cos(\theta_i) - \frac{d_2}{R-r} \cos(\theta_j)} P_{i,j0} \quad (4.48)$$

En introduisant (4.43) et (4.46), on trouve la relation approximative suivante :

$$P_{i,j} = C_{STi} C_{DYj} P_{i,j0} \quad (4.49)$$

3.2. Barres rotoriques cassées

Une barre rotorique détériorée est modélisée par une variation de la résistance correspondante dans le circuit électrique du rotor (matrice A_R , équation (4.16)). Ceci est une hypothèse réaliste, car la rupture d'une barre n'est presque jamais totale.

3.3. Court-circuit des spires du bobinage statorique

Le court-circuit d'une ou de plusieurs spires du stator est provoqué par l'usure de l'isolant entre les conducteurs au stator. Selon les études précédentes [Penman], c'est ce défaut qui provoque les grands défauts de la machine, comme le court-circuit entre deux phases, ou le court-circuit entre une phase et le neutre.

Les effets de ce défaut, qu'il faut prendre en compte lors de la modélisation, sont les suivants :

1. la diminution du nombre de spires d'une phase – ce qui entraîne les changements dans les matrices qui décrivent le couplage entre le circuit électrique et le circuit magnétique de la machine m et M_2 (voir le paragraphe 3.3).

2. l'apparition d'une nouvelle "voie d'enroulement" constituée par les spires court-circuitées qui permet de prendre en compte le courant des spires court-circuitées. Ceci entraîne également les changements dans les matrices m et M_2 (voir l'annexe D).

3. On modifie également les matrices R_s et L_s , pour modéliser l'effet du court-circuit sur la résistance et l'inductance de la phase où se trouve le court-circuit, sachant que la résistance d'une phase dépend linéairement du nombre de spires et que l'inductance dépend du carré du nombre de spires.

4. RESULTATS DES SIMULATIONS

Les simulations ont été faites pour la machine saine et pour les défauts, en régime établi et à vitesse variable. Les résultats sont tout d'abord comparés à des résultats déjà publiés puis à des mesures effectuées.

Il est donc utile de donner une liste de symboles utilisés :

f_r - fréquence de rotation de la machine

g - glissement

f_1 - fréquence d'alimentation

k - nombre entier

4.1. Machine saine

Nous allons, tout d'abord, présenter les résultats pour la machine saine en régime établi. Les courants statoriques et leurs spectres sont donnés à la figure 14. Le glissement est de 0,5 pour cent (la machine est à vide).

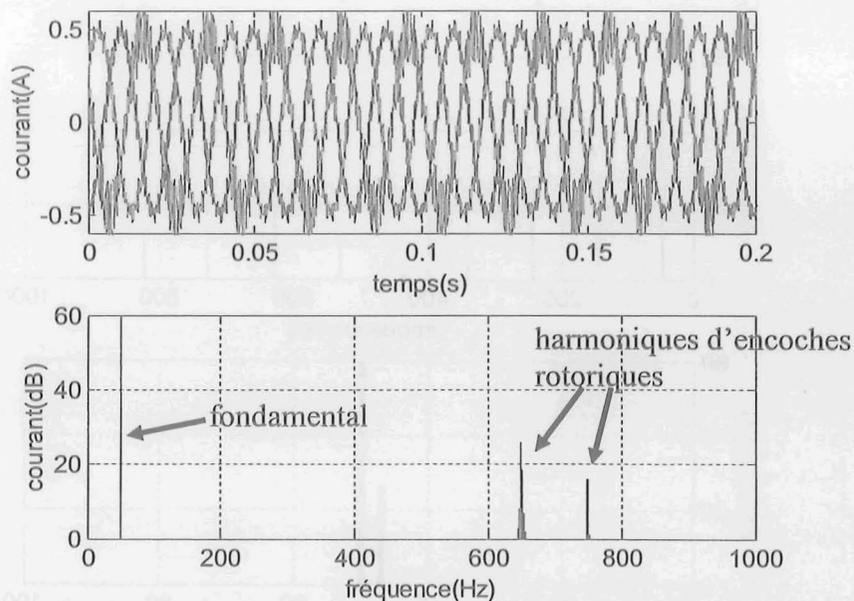


Figure 14 : Courant de phase et son spectre pour la machine saine

On remarque la fréquence d'alimentation (50 Hz), et les harmoniques dus aux encoches rotoriques (près de 650 et 750 Hz).

Les résultats pour une variation de couple de charge sont présentés à la figure 15. Le couple de charge varie de 0,7 à 0,2 Nm (ce qui correspond à une variation du glissement de 4,5% à 1%) à l'instant $t=1,6$ secondes.

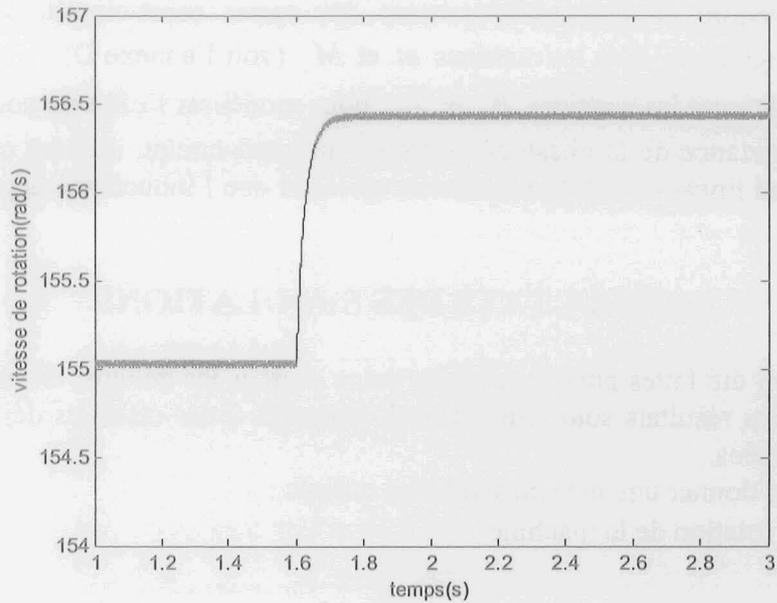


Figure 15: Vitesse de rotation de la machine saine lors d'une variation de couple de charge

Nous obtenons un comportement dynamique attendu pour une machine saine.

4.2. Barres rotoriques cassées

Les résultats des simulations pour deux barres rotoriques cassées, la machine étant en régime établi avec un glissement de 3% sous forme de spectre du courant est représenté à la figure 16, avec un zoom sur les basses fréquences (en bas).

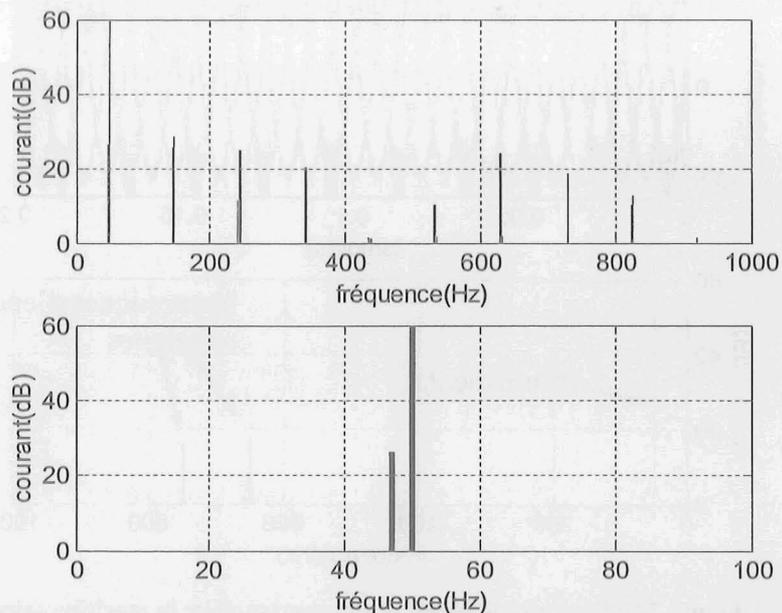


Figure 16: Spectre du courant statorique de la machine avec deux barres rotoriques cassées

On constate la présence d'une composante spectrale à 47 Hz, ce qui correspond à la composante à $(1-2g)f_1$, caractéristique de ce défaut [Thomson]. Le reste du spectre contient des composantes à $k_1f_1 + k_2f_r$, avec les harmoniques décalés de $\pm gf_1$.

La vitesse de rotation de la machine avec deux barres rotoriques cassées est donnée à la figure 17. Le couple de charge varie de 0,7 à 0,2 Nm à l'instant $t=1,6$ secondes.

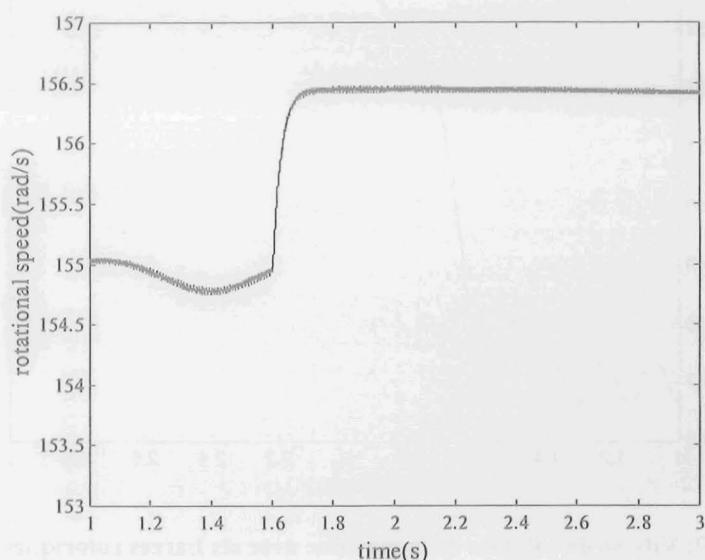


Figure 17: Vitesse de rotation de la machine avec deux barres rotoriques cassées

La vitesse de rotation oscille, ce qu'on peut expliquer par le couple oscillant de la machine qui est dû à la dissymétrie des courants rotoriques [Vas]. La fréquence d'oscillations dépend des paramètres mécaniques de la machine et du couple de charge (c'est pour cela que les oscillations sont moins visibles pour le couple de charge plus petit).

Le spectre du courant de la machine avec six barres rotoriques cassées est présenté à la figure 18.

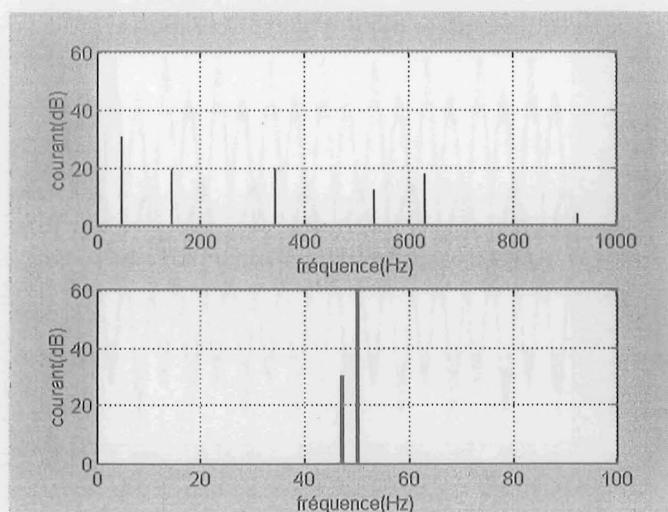


Figure 18: Spectre du courant statorique de la machine avec six barres rotoriques cassées

On constate que la raie à 47 Hz a augmenté de 26 dB (pour les deux barres cassées) à 30,5 dB (pour les six barres cassées).

A la figure 19, nous présentons les résultats pour la vitesse de rotation de la machine avec six barres rotoriques cassées. Le couple de charge varie de 0,7 à 0,2 Nm à l'instant $t=1,6$ secondes.

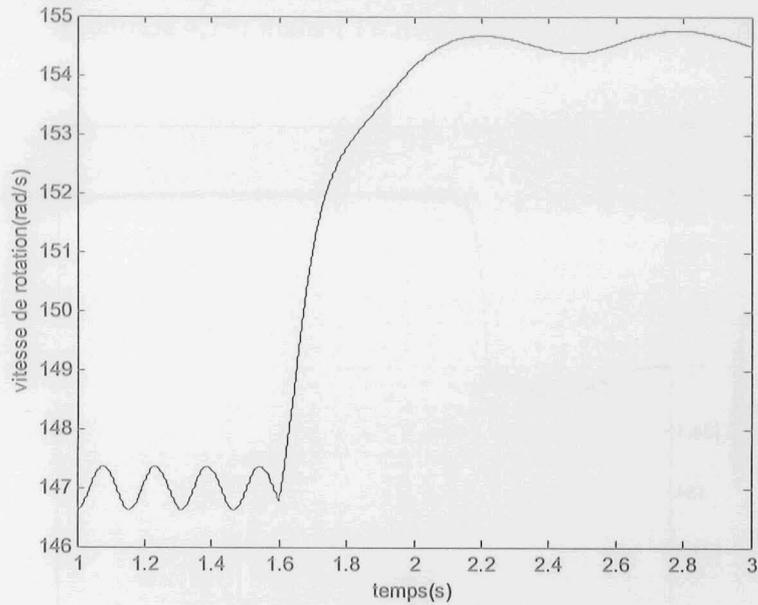


Figure 19: Vitesse de rotation de la machine avec six barres rotoriques cassées

On constate que la variation de vitesse a augmenté avec le nombre de barres cassées, ce qui est confirmé par les résultats trouvés dans la littérature [Fišer].

4.3. Courts-circuits des spires du bobinage statorique

Les courants obtenus des trois phases lors d'un court-circuit de cinq spires sont présentés à la figure 20.

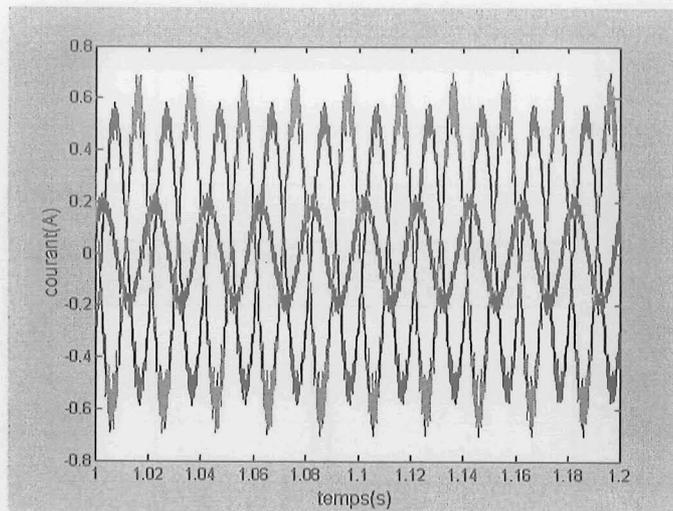


Figure 20: Courants de phase lors d'un court-circuit de 5 spires

On remarque que les courants ont des amplitudes différentes ; ceci est conforme aux résultats trouvés dans la littérature [Gentile].

Il n'y a pas de nouvelles raies dans le spectre d'un courant de phase, ce qui nous amène à considérer le spectre du vecteur de Park, afin d'exprimer le déséquilibre trouvé.

Les courants statoriques obtenus par la simulation de la machine avec dix spires court-circuitées et le spectre du vecteur de Park correspondant sont montrés à la figure 21.

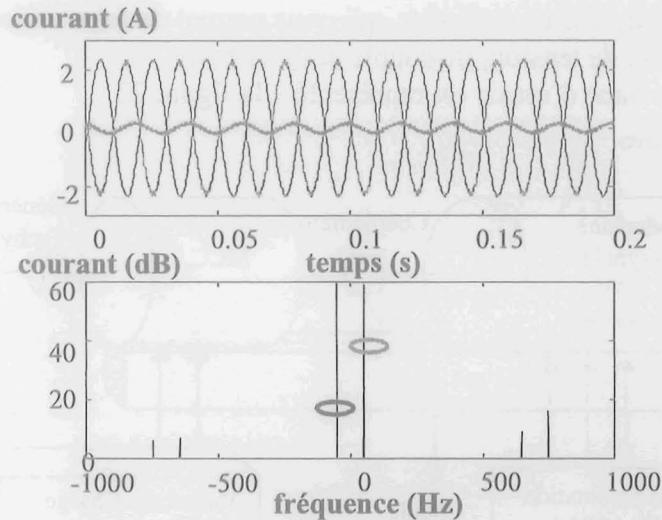


Figure 21: Courants statoriques pour dix spires court-circuitées - simulation

Le déséquilibre se traduit par une raie à -50Hz dans le spectre du vecteur de Park, ce qui correspond à un vecteur qui tourne dans le sens inverse par rapport au champ magnétique de la machine. Cette raie atteint 59 dB , le fondamental étant défini à 60 dB .

On remarque un accroissement du déséquilibre avec le nombre de spires court-circuitées. Pour ce défaut, on n'a pas trouvé des nouvelles raies dans le spectre du courant de phase.

4.4. Excentricités

Pour étudier un cas proche de la réalité, nous avons choisi de simuler les deux excentricités en même temps.

Le courant statorique, pour l'excentricité statique de 40% et l'excentricité dynamique de 30% , est montré à la figure 22. Le glissement est de 4% .

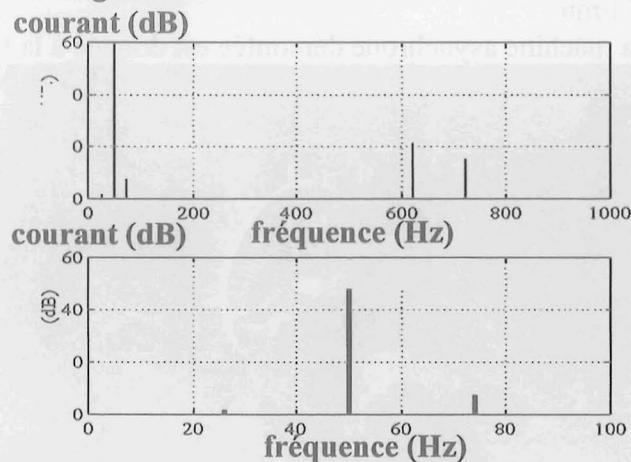


Figure 22: Spectre du courant statorique lors des excentricités (statique et dynamique)

On remarque les raies à 26 et 74 Hz ($f_1 \pm f_r$). Les harmoniques d'encoches rotoriques sont aussi présents.

5. PRESENTATION DU BANC D'ESSAIS

La machine asynchrone modélisée fait partie d'un banc d'essais qui permet d'introduire différents défauts sur la machine. A part la machine asynchrone alimentée par une alimentation sinusoïdale triphasée, ce banc d'essais est constitué d'une machine à courant

continu, qui sert de charge, d'un variateur, qui nous permet de faire varier le couple de charge, des capteurs de courant, de tension, de couple et de vitesse.

Un schéma bloc de ce banc d'essais est représenté à la figure 23.

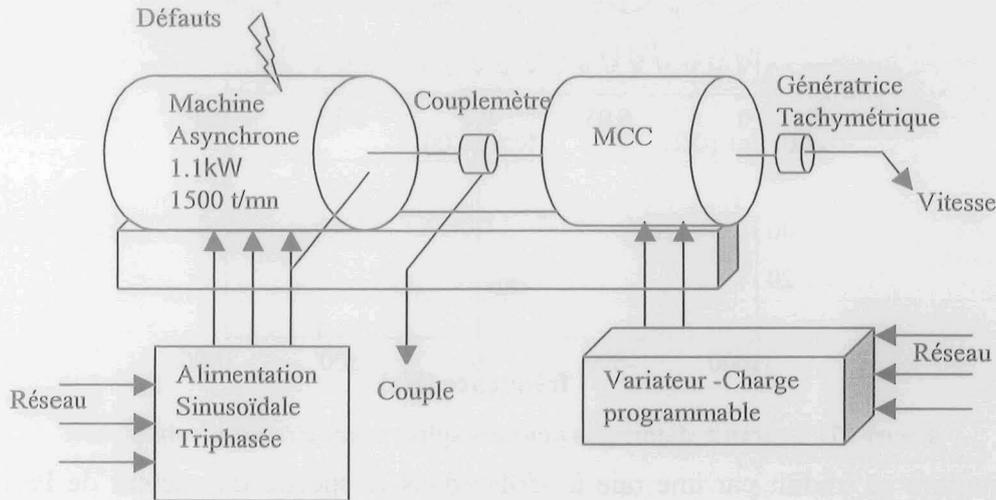


Figure 23: Banc d'essais

5.1. Eléments du banc d'essais

La machine installée dans le banc d'essais est une machine asynchrone à cage avec les paramètres suivants:

Puissance : 1,1 kW

Couplage Etoile 400V

I_{eff} nominal 2,5 Ampères

2 paires de pôles

Vitesse nominale 1445 t/mn

Une photographie de la machine asynchrone démontée est donnée à la figure 24.

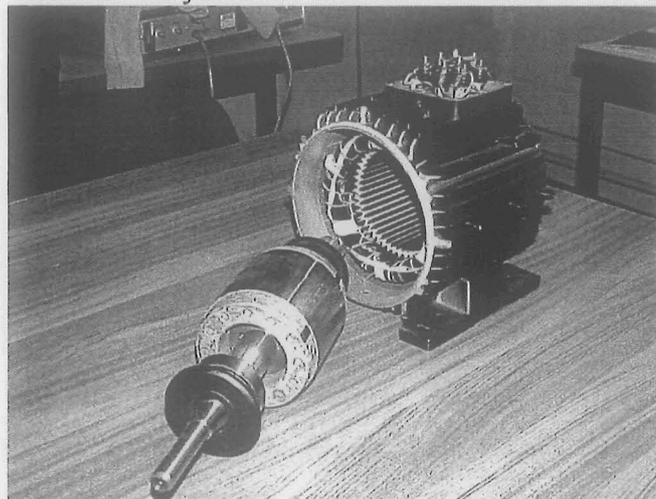


Figure 24: La machine asynchrone 1.1 kW démontée

La machine a 48 dents statoriques et 28 dents rotoriques. Elle possède 50 spires par phase.

Les plans de la géométrie et du bobinage de la machine sont donnés dans l'annexe D.

La charge est réalisée par une machine à courant continu dont la puissance nominale est de 6.3 kW, sa vitesse nominale est de 1300 tours par minute. L'excitation (180/360V 1,7/0,65 A) est séparée du circuit d'induit (440V 18A).

L'induit de la machine à courant continu est relié à une résistance, et le courant qui passe par cette résistance engendre le couple de charge. Ce montage permet de réaliser des essais avec la charge, même si le couple de charge dépend de la vitesse de rotation.

Les courants de phase sont mesurés à l'aide des sondes de courant TEKTRONIX A622, qui sont reliées à l'oscilloscope TEKTRONIX TDS 3014 qui nous permet d'enregistrer les valeurs mesurées (10 000 points par fichier).

La vitesse de rotation est mesurée par une génératrice tachymétrique. Sa sortie est adaptée à l'intervalle de tension de 0 à 10 V à l'aide d'une carte électronique.

La machine asynchrone est alimentée en tension par une alimentation sinusoïdale triphasée 4500L de California Instruments, dont la puissance maximale est de 4,4 kW. Avant de commencer les essais, nous avons mesuré la tension fournie par l'alimentation sinusoïdale à vide, afin d'identifier les harmoniques de tension introduits par l'alimentation. Nous avons trouvé des raies à 100Hz (-57dB par rapport au fondamental), à 150Hz (-56dB) et à 200Hz (-50dB), ces résultats sont donnés dans l'annexe E.

5.2. Défaits réalisés

Ce banc d'essais nous permet de réaliser les défauts suivants :

1. courts-circuits du bobinage statorique. Des bornes intermédiaires de spires d'une phase ont été sorties du stator, comme il est montré à la figure 25. Il est possible de court-circuiter une, deux, cinq ou dix spires d'une phase.

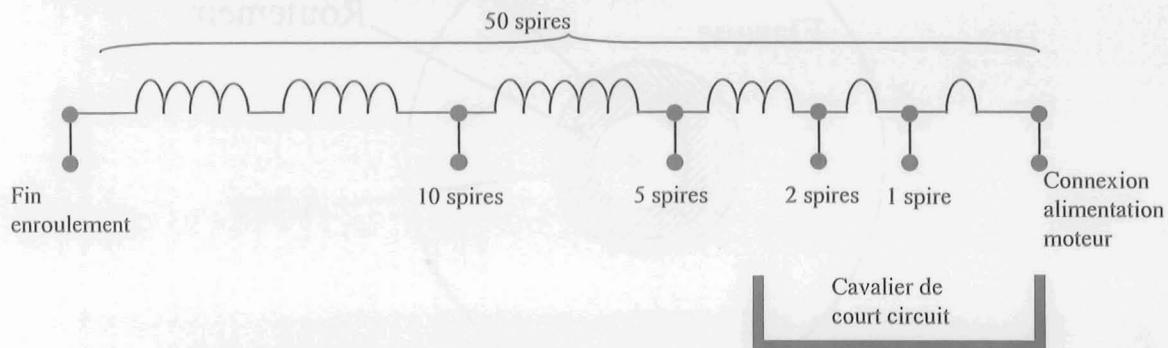


Figure 25: Bobinage d'une phase qui permet de réaliser des courts-circuits

2. excentricités. Il est possible de produire les deux types d'excentricité (statique et dynamique) sur la machine. Pour la machine saine, le support du rotor est réalisé à l'aide des roulements qui se trouvent entre l'arbre du rotor et les deux flasques attachés au stator (figure 26) :

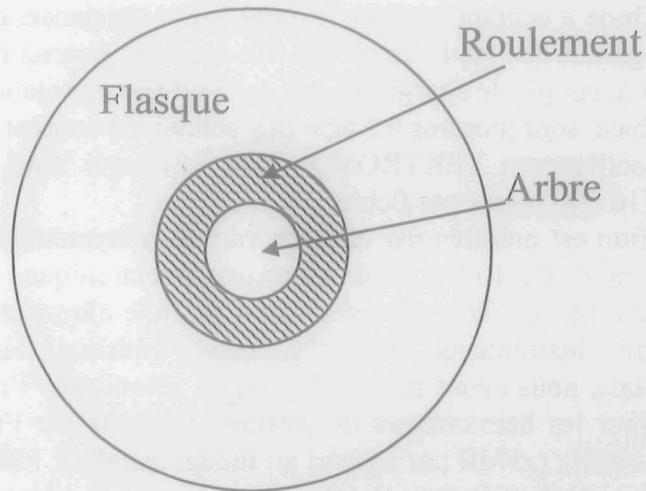


Figure 26: Support du rotor de la machine saine

Une excentricité statique de 0.2 mm (67%) est réalisée à l'aide de 2 bagues excentrées que l'on pose entre les flasques et les roulements qui ont un diamètre extérieur inférieur aux roulements de la machine saine, comme il est montré à la figure 27:

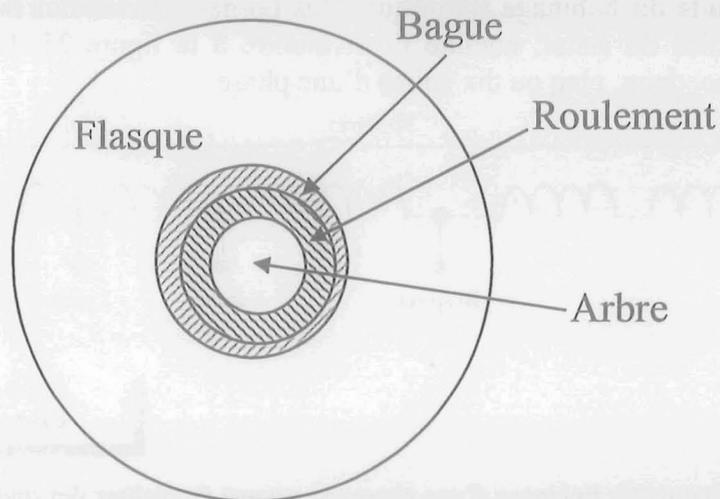


Figure 27: Support du rotor lors d'une excentricité statique

Une excentricité dynamique de 0,2 mm (67%) est réalisée à l'aide de 2 bagues excentrées que l'on met entre l'arbre et les roulements qui ont un diamètre intérieur supérieur aux roulements de la machine saine, comme il est montré à la figure 28:

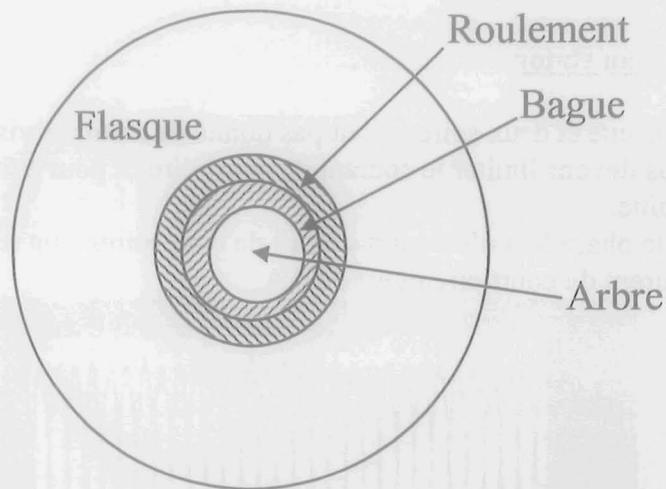


Figure 28: Support du rotor lors d'une excentricité dynamique

3. ruptures des barres au rotor. Les barres rotoriques ont été coupées par électroérosion. Les électrodes ont été placées sur le rotor à l'aide du plan de la géométrie du rotor, ce qui nous a permis de couper le nombre voulu de barres rotoriques.

6. RESULTATS EXPERIMENTAUX ET VALIDATION DU MODELE

Pour l'instant, nous disposons de quelques mesures faites avec la machine à vide.

6.1. Machine saine

Les courants statoriques mesurés de la machine saine sont montrés à la figure 29. L'amplitude de la tension de phase est de 80V (comme dans la simulation).

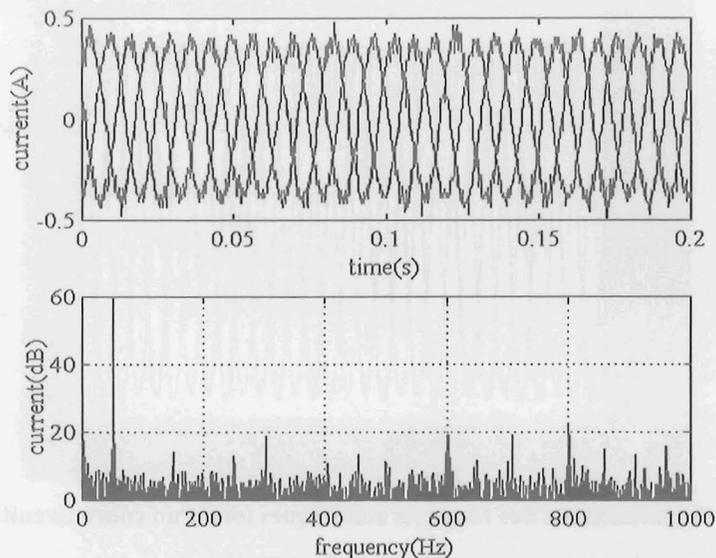


Figure 29: Courants statoriques de la machine saine

On remarque le fondamental à 50 Hz (la raie la plus importante) et ses multiples. L'amplitude du fondamental confirme les résultats des simulations. Les multiples de 50 Hz viennent d'une part de l'alimentation sinusoïdale (qui introduit les raies à 100 et à 200 Hz) et le reste vient probablement de la saturation magnétique de la machine.

6.2. Courts-circuits au stator

Les courts-circuits d'une et deux spires n'ont pas donné de résultats visibles sur les courants statoriques, car nous devons limiter le courant de court-circuit pour éviter un échauffement excessif de la machine.

Les trois courants de phase lors d'un court-circuit de cinq spires sont montrés à la figure 30. L'amplitude du courant du court-circuit est de 6 A.

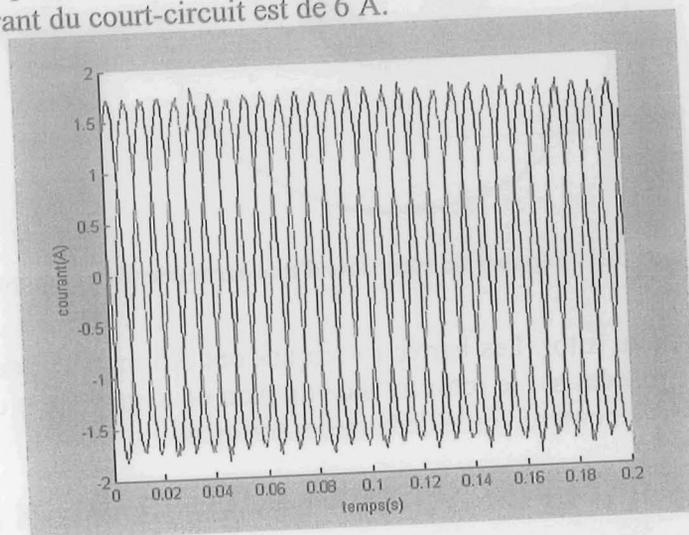


Figure 30: Courant statoriques lors d'un court-circuit de 5 spires - mesures

Le système triphasé de trois courants statoriques est déséquilibré : les trois courants n'ont pas la même amplitude. Pour mettre en évidence ce résultat et éviter l'influence du bruit de mesure, on peut prendre le fondamental de chaque courant de phase et comparer les amplitudes. Les fondamentaux des courants de phase sont donnés à la figure 31.

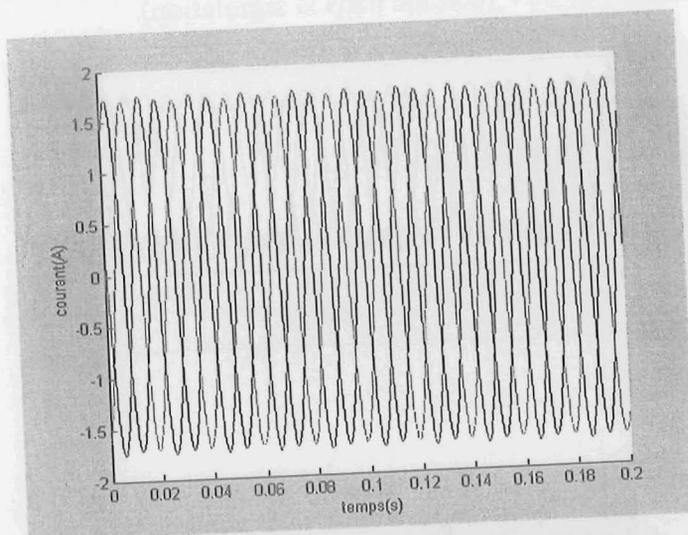


Figure 31: Fondamentaux des courants statoriques lors d'un court-circuit de 5 spires

Le spectre d'un courant de phase est montré à la figure 32.

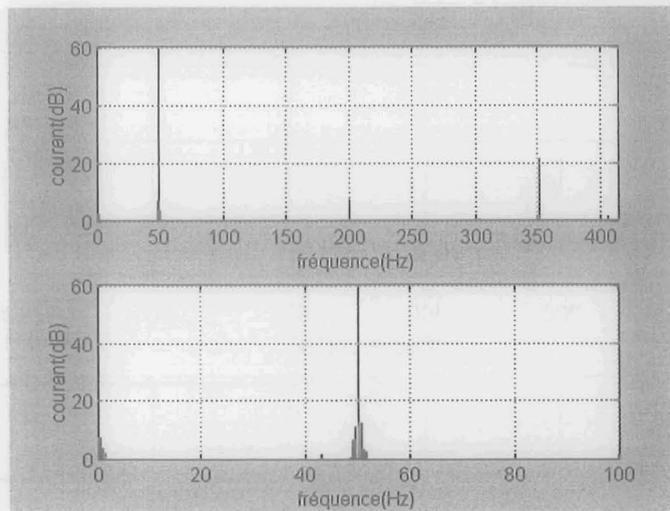


Figure 32: Spectre du courant statorique lors d'un court-circuit de 5 spires

Comme dans les simulations, on ne trouve pas de nouvelles raies dans le spectre.

Les courants de phase avec 10 spires court-circuitées, pour le courant de court-circuit de 3A (amplitude) et le spectre du vecteur de Park correspondant sont présentés à la figure 33.

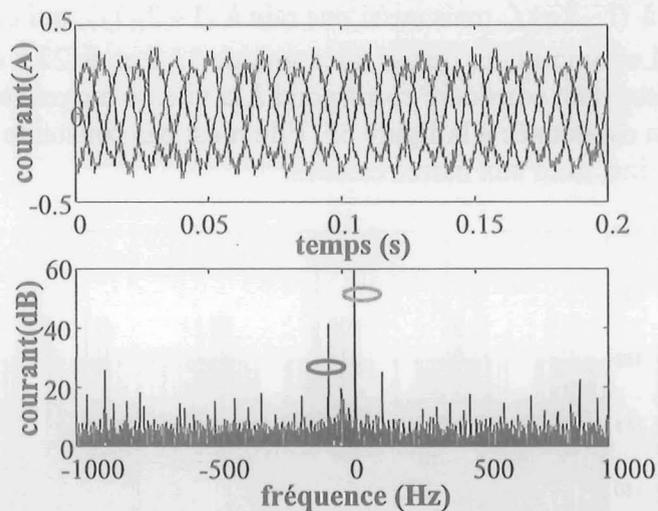


Figure 33: Courants statoriques lors d'un court-circuit de 10 spires et le spectre du vecteur de Park-mesures

Encore une fois on trouve un système triphasé déséquilibré qui se traduit par une raie à -50Hz dans le spectre triphasé, ce qui confirme les résultats des simulations. Cependant, on ne trouve pas les mêmes amplitudes des courants (amplitude de la raie due au défaut est de 41 dB , par rapport au fondamental de 60 dB). On peut expliquer ces différences par le fait qu'on néglige la saturation magnétique dans le modèle de réseaux de perméances, alors que c'est un phénomène important dans le cas de courts-circuits.

On peut utiliser des outils basés sur le vecteur de Park pour mettre en évidence le déséquilibre des trois courants de phase.

6.3. Deux barres cassées

L'essai avec deux barres cassées a été fait avec la charge, pour mieux voir les raies dues au défaut. Le spectre du courant de phase est donné à la figure 34.

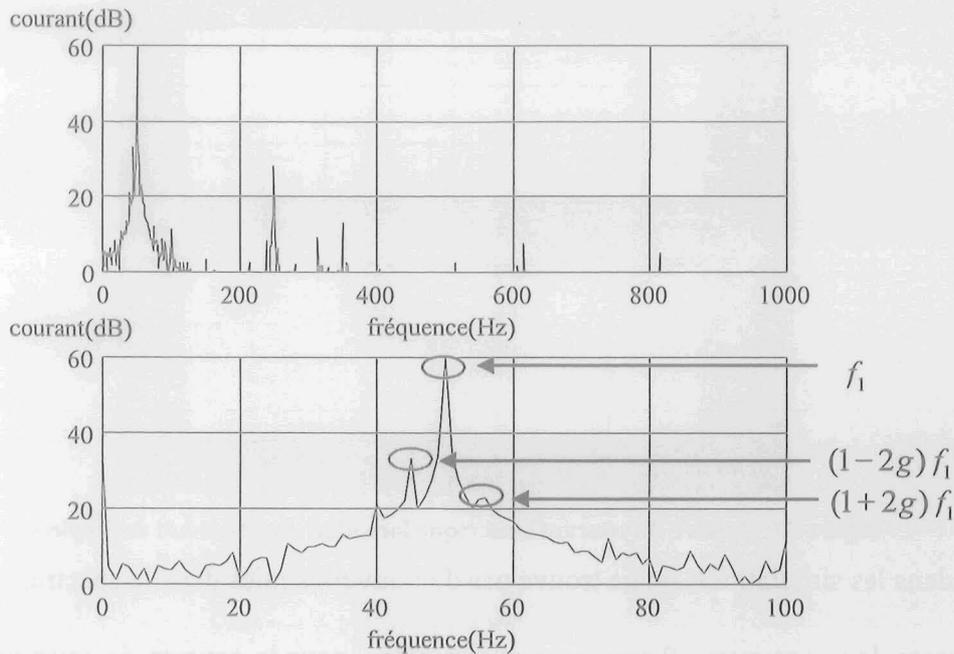


Figure 34: Spectre du courant de phase mesuré avec deux barres rotoriques cassées

On remarque la raie à $(1-2g)f_1$ mais aussi une raie à $(1+2g)f_1$, qui est due aux variations de vitesse [Bellini]. Les amplitudes de ces raies sont de 33,2 et de 22,8 dB, le fondamental étant à 60 dB. Le glissement considéré correspond à la vitesse moyenne de rotation. La vitesse de rotation est donnée à la figure 35. Elle n'est pas constante à cause des variations du couple de la machine, dues aux barres cassées.

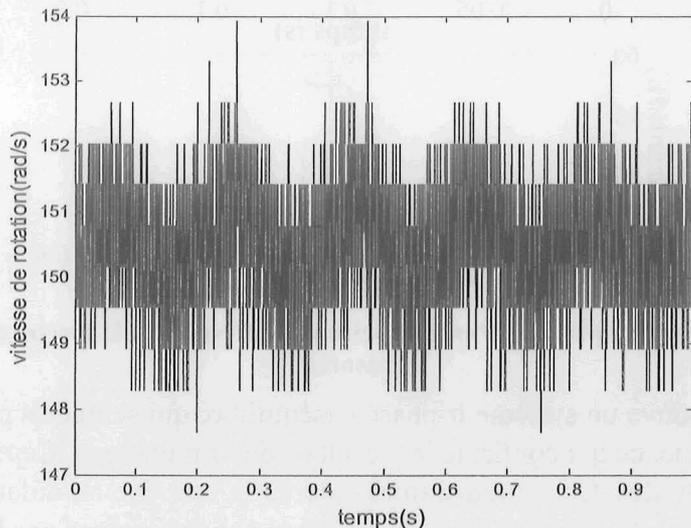


Figure 35: Vitesse de rotation avec deux barres cassées

La variation de vitesse a été introduite dans les simulations comme une fonction sinusoïdale du temps représentée à la figure 36.

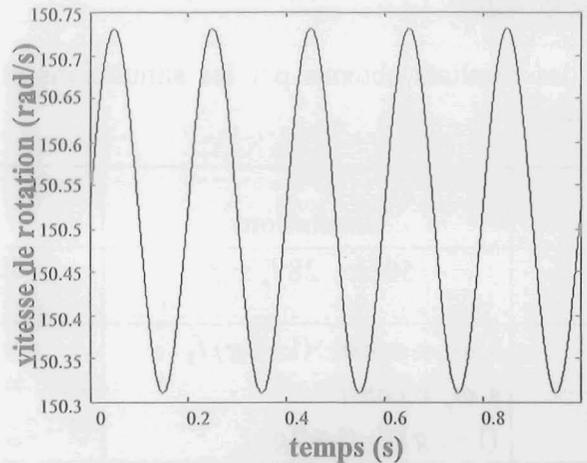


Figure 36: Vitesse de rotation (après traitement)

Les résultats obtenus par simulation sont présentés à la figure 37.

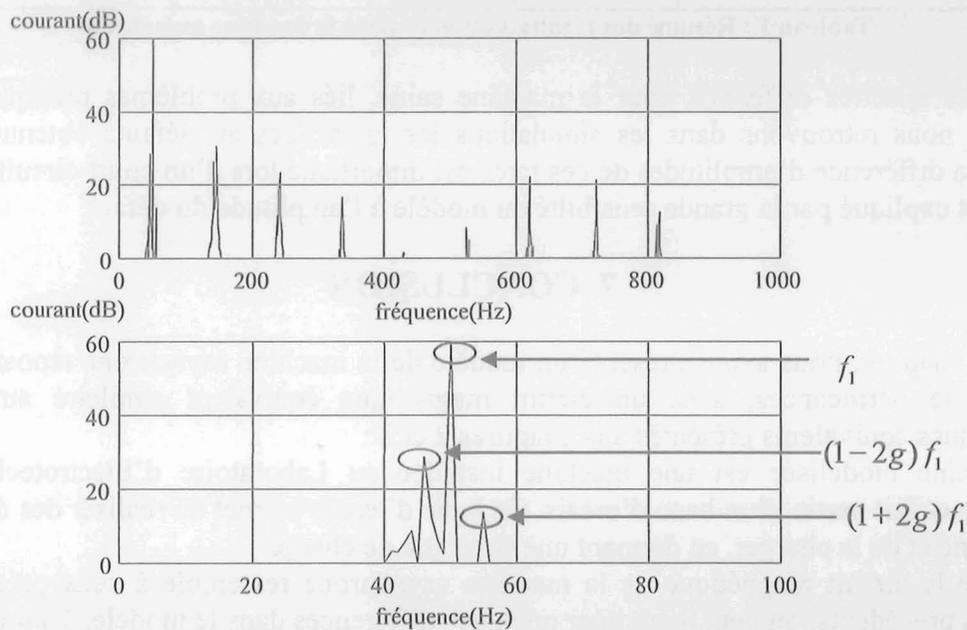


Figure 37: Spectre du courant de phase obtenu par simulations du défaut deux barres cassées

Nous retrouvons les raies à $(1-2g)f_1$ et à $(1+2g)f_1$ comme dans les mesures, avec les amplitudes de 28,6 et 14,1 dB.

6.4. Résumé des résultats obtenus

Nous pouvons regrouper les résultats obtenus par les simulations et par les essais sous la forme d'un tableau de résumé :

État de la machine	simulations	essais
saine	$50\text{Hz} , 28f_r \pm f_1$	$50\text{Hz} ,$ harmoniques d'alimentation
deux barres cassées	à $\omega_r = \text{const} : (1-2g)f_1$ à $\omega_r \neq \text{const} :$ $(1-2g)f_1, (1+2g)f_1$	à $\omega_r \neq \text{const} :$ $(1-2g)f_1, (1+2g)f_1$
court-circuit au stator	-50Hz	-50Hz (amplitude différente)
excentricité	$f_1 \pm f_r$?

Tableau 1 : Résumé des résultats obtenus pour la machine asynchrone

A part les spectres différents pour la machine saine, liés aux problèmes pratiques du bac d'essais, nous retrouvons dans les simulations les raies liées au défauts obtenues par les essais. La différence d'amplitudes de ces raies est importante lors d'un court-circuit au stator, ce qui est expliqué par la grande sensibilité du modèle à l'amplitude du défaut.

7. CONCLUSION

Dans ce chapitre, nous avons présenté un modèle de la machine asynchrone reposant sur les réseaux de perméances, avec un circuit magnétique équivalent similaire aux circuits magnétiques équivalents présentés aux chapitres 2 et 3.

La machine modélisée est une machine installée au Laboratoire d'Electrotechnique de Grenoble et fait partie d'un banc d'essais. Ce banc d'essais permet de réaliser des défauts sur la machine et de la charger, en donnant une consigne de charge.

Bien que le circuit magnétique de la machine asynchrone ressemble à ceux présentés aux chapitres précédents, on peut remarquer quelques différences dans le modèle. Tout d'abord, la force magnétomotrice rotorique n'est pas connue avant la simulation, donc on a dû coupler le circuit électrique du rotor avec le reste du modèle. Ensuite, sachant que la vitesse de rotation de la machine asynchrone n'est pas toujours la même, car elle dépend de la charge, on a inclus la partie mécanique du système dans le modèle. Cela nous a permis d'étudier le régime transitoire de la machine lors d'un changement du couple de charge et d'observer les variations de la vitesse lors des défauts.

Ce modèle a été établi à partir de quelques hypothèses simplificatrices : absence de saturation magnétique, réduction du circuit magnétique équivalent. Ces hypothèses nous permettent de réduire la taille du système d'équations à résoudre, ce qui est important pour les applications au diagnostic et surtout pour le développement futur d'outils de diagnostic à partir de ce modèle.

Les courants statoriques obtenus par le modèle ont été comparés aux résultats de mesures et aux résultats trouvés dans la littérature. Pour la machine saine, on trouve le fondamental et les harmoniques d'encoches rotoriques ce qui correspond aux résultats théoriques. L'amplitude du fondamental a été confirmée par les mesures. En revanche, on n'a pas aperçu les harmoniques d'encoches rotoriques ; il faudrait probablement augmenter la charge.

Dans le cas des courts-circuits statoriques, le modèle prévoit le déséquilibre au niveau des amplitudes des courants de phase, ce qui a été validé par les mesures. Le spectre des courants statoriques est identique à celui de la machine saine (y compris dans le modèle et dans les mesures). En revanche, on ne trouve pas les bonnes amplitudes des courants statoriques, ce que l'on peut expliquer par le fait qu'on néglige la saturation magnétique dans le modèle, alors que cela est un phénomène important lors d'un court-circuit. Il faut dire que les résultats de mesures ont été obtenus pour les courts-circuits de cinq et dix spires, les courts-circuits d'une et deux spires ne donnant pas de résultats visibles.

Les résultats pour la rupture des barres rotoriques et pour l'excentricité sont crédibles, car ils sont confirmés par les résultats théoriques trouvés dans la littérature. Une validation expérimentale serait intéressante, surtout pour l'excentricité dynamique. Il est prévu dans le futur d'effectuer ces validations expérimentales.

CONCLUSION

CONCLUSION

Dans ce travail, nous avons étudié la modélisation des machines électriques au moyen des réseaux de perméances pour le diagnostic des défauts.

Au premier chapitre nous avons présenté les méthodes de diagnostic et les défauts des machines électriques. Les différentes méthodes de modélisation ont été présentées avec leurs applications au diagnostic. Nous avons expliqué le choix de la méthode de modélisation reposant sur les réseaux de perméances, qui constitue un bon compromis entre la simplicité et la précision du modèle.

Au deuxième chapitre, la méthode des réseaux de perméances a été appliquée à une machine à aimants permanents. Les perméances de la machine sont obtenues par le calcul analytique, ce qui a été validé par la comparaison avec les résultats obtenus par la méthode des éléments finis. Ceci nous permet de développer le modèle sans utiliser la méthode des éléments finis et de diminuer le nombre de données nécessaires pour la synthèse du modèle. Après avoir établi le modèle nous avons modélisé les défauts suivants : excentricité statique, partie d'aimant rotorique enlevée. Les simulations donnent les résultats proches à ceux de la méthode des éléments finis. La modélisation du champ magnétique du rotor par l'interpolation linéaire introduit une erreur de modélisation, qui est limitée aux hautes fréquences. Le modèle est développé sous la forme du système d'état, ce qui facilite le calcul numérique.

La procédure de modélisation est généralisée pour les machines synchrones, et elle a été appliquée à une maquette de turboalternateur ce qui constitue le sujet du troisième chapitre. Les résultats expérimentaux pour plusieurs grandeurs lors de défauts de la maquette sont disponibles et ils ont servi pour la validation du modèle. Le modèle a d'abord été testé pour l'excentricité statique et les courts-circuits au rotor, en tenant compte des possibilités du banc d'essais. Ensuite, nous avons modélisé l'excentricité dynamique et les courts-circuits au stator, en validant les résultats par la comparaison avec la méthode des éléments finis.

Les meilleurs résultats sont obtenus pour les courants entre les voies d'enroulement, ce que l'on peut expliquer par le fait que le modèle représente bien le comportement global des flux dans la machine. On peut conclure que la méthode de simulation présentée nous permet d'obtenir des résultats comparables à ceux de la méthode d'éléments finis, en simplifiant le modèle et en réduisant le temps de calcul.

Ces résultats nous ont permis de chercher des applications directes du modèle dans le diagnostic.

Une méthode de localisation de défauts a été développée. Elle utilise la forme des courants entre les voies d'enroulement. Le modèle a aussi été appliqué à un alternateur hydraulique. Les résultats obtenus sont crédibles, mais une validation expérimentale est recommandée.

Le quatrième chapitre représente un élargissement du domaine d'étude avec l'application du modèle à la machine asynchrone, en introduisant des adaptations nécessaires. Ceci a permis une validation expérimentale supplémentaire avec un banc d'essais installé au Laboratoire d'Electrotechnique de Grenoble. La machine asynchrone a été modélisée en fonctionnement sain et lors de différents défauts : court-circuit entre spires du stator, rupture des barres au rotor, excentricité du rotor. Les courants de la machine obtenus par le modèle ont été comparés avec les résultats trouvés dans la littérature et avec ceux mesurés sur le banc d'essais. Les résultats des simulations sont conformes aux résultats théoriques. On trouve les raies principales dues aux défauts et également celles dues aux encoches rotoriques. Pour la machine saine, les résultats des simulations correspondent aux résultats de mesures. Les simulations des courts-circuits au stator permettent de prévoir l'allure des courants de la machine, mais on ne retrouve pas les amplitudes des courants mesurés, ce qui est probablement dû à la saturation magnétique qui n'a pas été incluse dans le modèle. La partie mécanique du système est prise en compte dans le modèle, ce qui rend possible l'étude des régimes transitoires lors de différents défauts.

La méthode de modélisation présentée donne de bons résultats dans le domaine spectral, et son utilisation en diagnostic pour l'approche signal a été validée. L'utilisation du modèle pour l'approche modèle serait possible si on arrive à minimiser davantage la taille du modèle. Il est possible d'utiliser ce modèle pour calculer les paramètres du modèle de Park, même dans le cas de défauts, ce qui pourrait être utile pour le diagnostic. Il serait intéressant de valider ce modèle avec les mesures effectuées sur les alternateurs de grande puissance. On peut envisager l'utilisation du modèle présenté pour le calcul d'autres grandeurs de la machine utilisées dans le diagnostic et pour les simulations d'autres défauts (par exemple : les défauts mécaniques).

BIBLIOGRAPHIE

ВІСНИК

[Bachir]

S. Bachir, J-C. Trigeassou, S. Tnani - "Stator Fault Diagnosis by Parameter Estimation without Speed Sensor", ICEM 2002, Brugge August 24-28 2002

[Barakat]

G. Barakat, G. Houdouin, B. Dakyo, E. Destobbeleer – "An Improved Method for Dynamic Simulation of Air-Gap Eccentricity in Induction Machines", IEEE SDEMPED '01, September 1-3 2001, Gorizia (Italy)

[Bellini]

A. Bellini, F. Filippetti, G. Franceschini, C. Tassoni, R. Passaglia, M. Saottini, G. Tontini, M. Giovannini, A. Rossi - "On-Field Experience With Online Diagnosis of Large Induction Motors Cage Failures Using MCSA", IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRY APPLICATIONS, VOL. 38, NO. 4, JULY/AUGUST 2002

[Benbouzid]

M.E.H. Benbouzid - "A Review of Induction Motors Signature Analysis as a Medium for Faults Detection", IECON 98 Annual conference Leeting Proceedings, pp.1950-1955, 1998

[Berendsen]

Carsten-Sünke Berendsen - "Méthodes de diagnostic dans la partie commande des associations convertisseurs – machines tournantes", Thèse de doctorat de l'Institut National Polytechnique de Grenoble, 1992.

[Brooks]

D.L. Brooks, S. M. Halpin - "An improved fault analysis algorithm including detailed synchronous machine models and magnetic saturation", Electric Power System Research 42(1997) 3-9

[Cabanas]

M. F. Cabanas et al. – "Effects of shaft misalignment on the current, axial flux, and air gap torque of induction motors", ELECTRIMACS '96 (vol.3), Saint-Nazaire, September 17-18-19, 1996

[Cameron]

J.R. Cameron, W.T. Thomson, A.B. Dow, "Vibration and current monitoring for detecting airgap eccentricity in large induction motors" *IEE Proceedings* vol. 133, Pt.B, No.3. May 1986.

[CEDRAT]

"CEDRAT-CIRCUIT WINDOWS 95/NT Version 4.5 - Analyse et conception de circuits en électronique de puissance - Mode d'emploi", Copyright Avril 1997.

[CNRS]

CNRS – Groupe de recherche 134 – Traitement du signal et images - "Signaux non stationnaires – analyse temps-fréquence et segmentation" supplement au volume 9 No.1 1992.
X1. M. F. Cabanas et al. – "Effects of shaft misalignment on the current, axial flux, and air gap torque of induction motors", ELECTRIMACS '96 (vol.3), Saint-Nazaire, September 17-18-19, 1996

[Courtine]

Stéphane Courtine – "Détection et localisation de défauts dans les entraînements électriques",
Thèse de doctorat de l'Institut National Polytechnique de Grenoble, 1997.

[Delforge]

C. Delforge, B. Lemaire-Semail – "Induction machine modeling using finite element and permeance network methods"
IEEE-Transactions-on-Magnetics. vol.31, no.3; May 1995; p.2092-5.

[Dorell]

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 Trans. Industry Applications.*, vol.33, no.1. Jan./Feb. 1997.

[Filippetti]

F. Filippetti, G. Franceschini, C. Tassoni, P. Vas - "Recent Developments of Induction Motor Drives Fault Diagnosis Using AI Techniques", *IEEE Trans. On Industrial Electronics*, Vol. 47, No. 5, October 2000

[Fišer]

R. Fišer, V. Ambrožič, R. Leskovec - "Modelling of Dynamic and Steady State Performance of Induction Motor Rotor Asymmetry" SDEMPED, Gorizia(Italy) September 1-3, 2001

[Franceschini]

G. Franceschini, C. Tassoni, F. Fillipetti, M. Martelli, G. Gentile, N. Rotondale - "Daignostic Indexes for Knowledge Base Representation of Induction Machine Stator Short-Circuits", *EPE*, Firenze, 1991.

[Frank]

P.M. Frank - "Advances in observer-based fault diagnosis" - International conference on Fault Diagnosis, Toulouse (France), April 5-7 1993

[Gentile]

G. Gentile, N. Rotondale, F. Filippetti, G. Franceschini, M. Martelli, C. Tassoni - "Analysis Approach of Induction Motor Stator Faults to On-Line Diagnostics", *ICEM'90*, Cambridge, Massachusetts

[Guigues]

B. Guigues - "Protections électriques des alternateurs et moteurs", *Techniques de l'Ingenieur*, thème: Electricité et électronique, Convertisseurs et Machines Electriques, Article D3775, Volume DAB, Parution 09/1996

[Hecquet]

M. Hecquet, P. Brochet – "Modeling of a claw-pole alternator using permeance network coupled with electric circuits", *IEEE Trans. on Magnetics*, Vol. 31, No.3, May 1995

[Hsu]

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, No.3, September 1994

[IEEE]

IEEE Motor reliability working group - "Report on large motor reliability survey of industrial and commercial installations", IEEE Trans. on Industry Applications, Vol. IA-21, No 4, July-August 1985, pp. 853 – 872, 1985.

[Jarosz]

A. Jarosz, "Etude de la temperature et des vibrations des developpantes d'alternateur hydraulique", Thèse de doctorat de l'Institut National Polytechnique de Grenoble, 1998.

[Jerance1]

N. Jerance, G. Rostaing, J.P. Rognon, A. Foggia - "Modeling of synchronous machines for diagnostic purposes using reluctance networks", IEEE SDEMPED '01, September 1-3 2001, Gorizia (Italy)

[Jerance2]

N. Jerance - "Modélisation de la machine synchrone par réseaux de perméances pour le diagnostic de défauts", Journées de jeunes chercheurs en génie électrique, le 13 et le 14 novembre 2001, Nancy

[Jerance3]

N. Jerance, G. Rostaing, J.P. Rognon, A. Foggia - " Induction Machine Modeling by Reluctance Network for Fault Diagnosis", ELECTRIMACS 2002, August 18-21 2002, Montréal

[Jerance4]

N. Jerance, G. Rostaing, J.P. Rognon, A. Foggia - "Synchronous machines fault detection and isolation by using reluctance network model", ICEM 2002, August 24-28 2002, Brugge

[Kliman]

G. B. Kliman, J. Stein - "Methods of Motor Current Signature Analysis", Electric Machines and Power Systems, Vol. 20, No 6, pp. 463-474, 1992.

[Kowalski]

C. T. Kowalski, T. Orłowska-Kowalska - "Neural Networks Application for Induction Motor Faults Diagnosis", ELECTRIMACS 2002, August 18-21, Montréal

[Loron]

L. Loron - "Identification et commande des machines électriques", Habilitation à Diriger des Recherches, Université de Technologie de Compiègne, janvier 1998.

[Maquin]

D. Maquin, J. Ragot - "FUZZY EVALUATION OF RESIDUALS IN FDI METHODS", IFAC SAFEPROCESS 2000, June 14-16, Budapest

[Mathworks]

<http://www.mathworks.com/>

[Meshgin-Kelk]

H. Meshgin-Kelk, J. Milimonfared - "Effects of Rotor Air-gap Eccentricity on the Power Factor of Squirrel Cage Induction Machines", ICEM 2002, August Brugge 24-28 2002

[Milimonfared]

J. Milimonfared, H. Meshgin Kelk, S. Nandi, A. Der Minassians, H. A. Toliyat – "A Novel Approach for Broken-Rotor-Bar Detection in Cage Induction Motors", IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRY APPLICATIONS, VOL. 35, NO. 5, SEPTEMBER/OCTOBER 1999

[Nejjari]

H. Nejjari - "Application des techniques de l'intelligence artificielle à la détection et au diagnostic de défauts dans les machines asynchrones", Thèse de doctorat de l'Université de Picardie "Jules Verne", 1999.

[Ostović]

V. Ostović – "Dynamics of Saturated Electric Machines", Springer-Verlag, 1989.

[Patton]

R. Patton, P. Frank, R. Clark - "Fault Diagnosis in Dynamic Systems - Theory and Application", PRENTICE HALL, 1989.

[Penman]

J. Penman, H.G. Sedding, B.A. Lloyd, W.T.Fink, "Detection and location of interturn short circuits in the stator windings of operating motors", IEEE Transactions on Energy Conversion, vol.9, no.4, Dec. 1994.

[Raison]

B. Raison – "Détection et localisation de défaillances sur un entraînement électrique", Thèse de doctorat de l'Institut National Polytechnique de Grenoble, 2000

[Roisse]

H. Roisse, M. Hecquet, P. Brochet – "Simulations of synchronous Machines Using a Electric-Magnetic coupled Network Model", IEEE Trans. on Magnetics, Vol.34, No.5, September 1998

[Rostaing]

G. Rostaing - "Diagnostic de défaut dans les entraînements électriques", Thèse de doctorat de l'Institut National Polytechnique de Grenoble, 1997.

[Salles]

G. Salles - "Surveillance et diagnostic des défauts de la charge d'un entraînement par machine asynchrone", Thèse de doctorat de l'Université Claude Bernard-Lyon I, 1997.

[Schaeffer]

E. Schaeffer - "Diagnostic des machines asynchrones : modèles et outils paramétriques dédiés à la simulation et à la détection de défauts", Thèse de doctorat, Université de Nantes, décembre 1999.

[Seguier]

G. Seguier, F. Notelet – "Electrotechnique industrielle", Technique et documentation – Lavoisier, 1977

[Sureshkumar]

R. Sureshkumar – "Numerical Solution of Ordinary Differential Equations" - http://web.mit.edu/10.001/Web/Course_Notes/Differential_Equations_Notes/lec24.html

[Tallam]

R. M. Tallam, T. G. Habetler, R. G. Hartley - "Transient Model for Induction Machines With Stator Winding Turn Faults", *IEEE Trans. on Industry Applications*, Vol. 38, No. 3, May/June 2002

[Thomson]

W.T. Thomson, M. Fenger, "Current Signature Analysis to Detect Induction Motor Faults", *IEEE Industry Applications Magazine*, July, August 2001

[Tnani]

S. Tnani, S. Bachir, G. Champenois - "Squirrel Cage Rotor Modeling for broken bars detection – Diagnosis by parameter estimation", *ICEM 2002*, Brugge August 24-28 2002

[Toliyat]

H.A. Toliyat, M.S. Arefeen, A.G. Parlos - "A Method for Dynamic Simulation and Detection of Air-Gap Eccentricity in Induction Machines", *IEEE*, 1995

[Torlay]

J. E. Torlay – "Etude des courants et tensions d'arbre et de phases dans les grands alternateurs", thèse de doctorat de l'Institut National Polytechnique de Grenoble, 1999.

[Tu]

X. Tu, A. Dessaint, M. El Kahel, A. Barry - "Simulation of Internal Faults in Synchronous Machines Using Winding Function Approach", *ELECTRIMACS 2002*, August 18-21, Montréal

[Vas]

P. Vas - "Parameter Estimation, Condition Monitoring, and Diagnosis of Electrical Machines", Oxford science publications, 1993.

[Vučković]

V. Vučković – "Električni pogoni", Faculté d'électrotechnique de Belgrade, 1997.

... ..

... ..

... ..

... ..

... ..

... ..

... ..

... ..

... ..

ANNEXES

Annexe A

Calcul des réluctances de la machine synchrone simplifiée

Afin de comparer les résultats obtenus par la méthode des éléments finis avec les résultats du circuit magnétique discrétisé (ce qui a été expliqué au chapitre 2, nous allons remplacer les réluctances obtenues par la méthode des éléments finis avec les réluctances calculées directement à partir de la géométrie de la machine.

GEOMETRIE DE LA MACHINE

La géométrie de la machine est représenté aux figure 1 et 2.

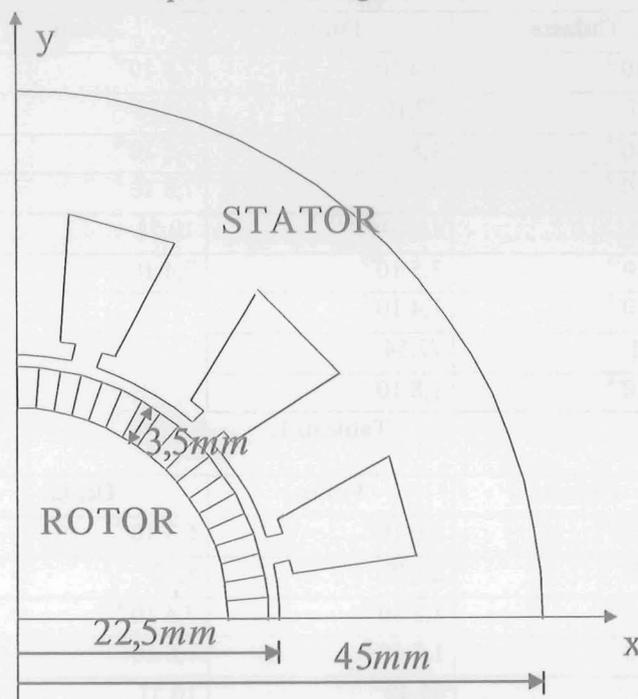


Figure 1: Géométrie de la machine

A la figure 2 nous avons représenté une dent statorique.

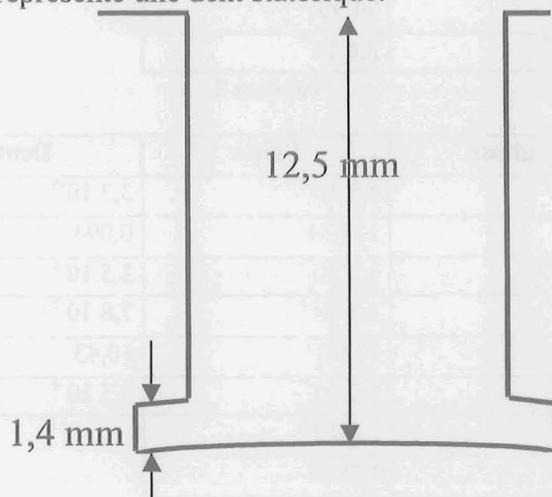


Figure 2: Une dent statorique

La largeur de l'entrefer est de 1mm.

RESULTATS DES SIMULATIONS PAR LA METHODE DES ELEMENTS FINIS

Nous avons effectué des simulations par la méthode des éléments finis afin de calculer les perméances de la machine, en utilisant la formule :

$$P = \frac{\int BdS}{\int \vec{H}d\vec{l}}$$

Les simulations ont été faites pour quatre différentes positions du rotor, afin de vérifier si les tubes de flux sont bien définis et si les perméances dans le circuit magnétique dépendent de la position du rotor. Les résultats sont donnés aux tableaux 1, 2, 3 et 4. Les éléments du circuit ont été numérotés en suivant le sens positif de rotation (comme cela est montré à la figure 1).

$\theta_R=0$		Culasse	Fuites	Dents	entrefer
1	$\Phi(Wb)$	$7,7 \cdot 10^{-3}$	$1,4 \cdot 10^{-5}$	$7,8 \cdot 10^{-3}$	$7,8 \cdot 10^{-3}$
	$\varepsilon(A)$	11,87	77,19	10,33	54,72
	$P(H)$	$6,5 \cdot 10^{-4}$	$1,8 \cdot 10^{-7}$	$7,5 \cdot 10^{-4}$	$1,4 \cdot 10^{-5}$
2	$\Phi(Wb)$	$8,9 \cdot 10^{-7}$	$3,6 \cdot 10^{-6}$	$7,8 \cdot 10^{-3}$	$7,8 \cdot 10^{-3}$
	$\varepsilon(A)$	0,055	103,04	10,51	547,22
	$P(H)$	$1,6 \cdot 10^{-5}$	$3,5 \cdot 10^{-5}$	$7,4 \cdot 10^{-4}$	$1,4 \cdot 10^{-5}$
3	$\Phi(Wb)$	$7,7 \cdot 10^{-3}$	$1,4 \cdot 10^{-5}$		
	$\varepsilon(A)$	11,81	77,54		
	$P(H)$	$6,5 \cdot 10^{-4}$	$1,8 \cdot 10^{-7}$		

Tableau 1.

$\theta_R=15$		Culasse	Fuites	Dents	entrefer
1	$\Phi(Wb)$	$1,02 \cdot 10^{-2}$	$3,6 \cdot 10^{-5}$	$6,3 \cdot 10^{-3}$	$6,4 \cdot 10^{-3}$
	$\varepsilon(A)$	15,48	29,48	8,52	533,97
	$P(H)$	$6,6 \cdot 10^{-4}$	$1,2 \cdot 10^{-6}$	$7,4 \cdot 10^{-4}$	$1,2 \cdot 10^{-5}$
2	$\Phi(Wb)$	$3,9 \cdot 10^{-3}$	$1,8 \cdot 10^{-6}$	$7,8 \cdot 10^{-3}$	$7,8 \cdot 10^{-3}$
	$\varepsilon(A)$	6,22	94,40	10,51	547,22
	$P(H)$	$6,3 \cdot 10^{-4}$	$1,91 \cdot 10^{-8}$	$7,4 \cdot 10^{-4}$	$1,4 \cdot 10^{-5}$
3	$\Phi(Wb)$	$3,8 \cdot 10^{-3}$	$2,5 \cdot 10^{-6}$		
	$\varepsilon(A)$	6,1	94,90		
	$P(H)$	$6,2 \cdot 10^{-4}$	$2,6 \cdot 10^{-7}$		

Tableau 2.

$\theta_R=30$		Culasse	Fuites	Dents	entrefer
1	$\Phi(Wb)$	$7,7 \cdot 10^{-3}$	$1,9 \cdot 10^{-5}$	$3,3 \cdot 10^{-6}$	$3,8 \cdot 10^{-6}$
	$\varepsilon(A)$	11,98	124,34	0,094	0,123
	$P(H)$	$6,4 \cdot 10^{-4}$	$1,5 \cdot 10^{-7}$	$3,5 \cdot 10^{-5}$	$3,1 \cdot 10^{-5}$
2	$\Phi(Wb)$	$7,7 \cdot 10^{-3}$	$1,3 \cdot 10^{-5}$	$7,8 \cdot 10^{-3}$	$7,8 \cdot 10^{-3}$
	$\varepsilon(A)$	11,88	77,07	10,43	547,19
	$P(H)$	$6,5 \cdot 10^{-4}$	$1,7 \cdot 10^{-7}$	$7,5 \cdot 10^{-4}$	$1,4 \cdot 10^{-5}$
3	$\Phi(Wb)$	$4,3 \cdot 10^{-7}$	$2,8 \cdot 10^{-6}$		
	$\varepsilon(A)$	0,051	103,48		
	$P(H)$	$8,4 \cdot 10^{-4}$	$2,7 \cdot 10^{-8}$		

Tableau 3.

$\theta_R=45$		Culasse	Fuites	Dents	entrefer
1	$\Phi(\text{Wb})$	$3,3 \cdot 10^{-3}$	$8,1 \cdot 10^{-6}$	$6,3 \cdot 10^{-3}$	$6,4 \cdot 10^{-3}$
	$\varepsilon(\text{A})$	6,32	111,80	8,59	533,83
	$P(\text{H})$	$6,2 \cdot 10^{-4}$	$7,2 \cdot 10^{-8}$	$7,3 \cdot 10^{-4}$	$1,2 \cdot 10^{-5}$
2	$\Phi(\text{Wb})$	$1,02 \cdot 10^{-2}$	$3,7 \cdot 10^{-5}$	$6,3 \cdot 10^{-3}$	$6,4 \cdot 10^{-3}$
	$\varepsilon(\text{A})$	15,38	29,57	8,59	533,86
	$P(\text{H})$	$6,6 \cdot 10^{-4}$	$1,25 \cdot 10^{-6}$	$7,3 \cdot 10^{-4}$	$1,2 \cdot 10^{-5}$
3	$\Phi(\text{Wb})$	$3,9 \cdot 10^{-3}$	$8,1 \cdot 10^{-6}$		
	$\varepsilon(\text{A})$	6,25	421,08		
	$P(\text{H})$	$6,2 \cdot 10^{-4}$	$1,97 \cdot 10^{-8}$		

Tableau 4.

Il s'avère que les perméances dans le circuit magnétique calculées par la formule $P = \frac{\varepsilon_{CD}}{\Phi_S}$ sont quasiment constantes, sauf pour les fuites. Pour la modélisation du circuit, on a utilisé, dans un premier temps, les valeurs des réductances suivantes (les valeurs sont données en H^{-1}):

$1/P_{R_j}$ (la réductance du rotor)	$4,2 \cdot 10^5$
$1/P_{e_j}$ (la réductance d'entrefer)	$1,4 \cdot 10^5$
$1/P_{c_j}$ (la réductance de culasse)	$1,6 \cdot 10^3$
$1/P_{d_j}$ (la réductance des dents)	$1,3 \cdot 10^3$
$1/P_R$ (la réductance de la culasse rotorique)	1
$1/P_{f_j}$ (la réductance de fuites)	$8,3 \cdot 10^5$

Les flux de fuites entre les dents ne sont jamais bien canalisés et les valeurs des perméances varient avec la position du rotor, mais en observant les lignes du flux on note qu'elles définissent un tube de flux pour $\theta_R = 15^0, 45^0, \dots$ alors on a utilisé la valeur de perméance obtenue pour ces positions.

Les perméances P_R sont placées entre les pôles du rotor. Leur valeur étant faible, elles sont modélisées par une réductance proche de zéro.

La réductance du rotor a été calculée à partir de la caractéristique magnétique des aimants permanents au rotor.

RESEAU DE PERMEANCES

Le schéma à la figure 3 représente le circuit élémentaire. Chaque entrefer est représenté par les deux perméances en parallèle, les autres éléments sont chacun représentés par une perméance. C'est la représentation la plus simple qui prenne en compte la répartition du flux dans l'entrefer pour les différentes positions du rotor.

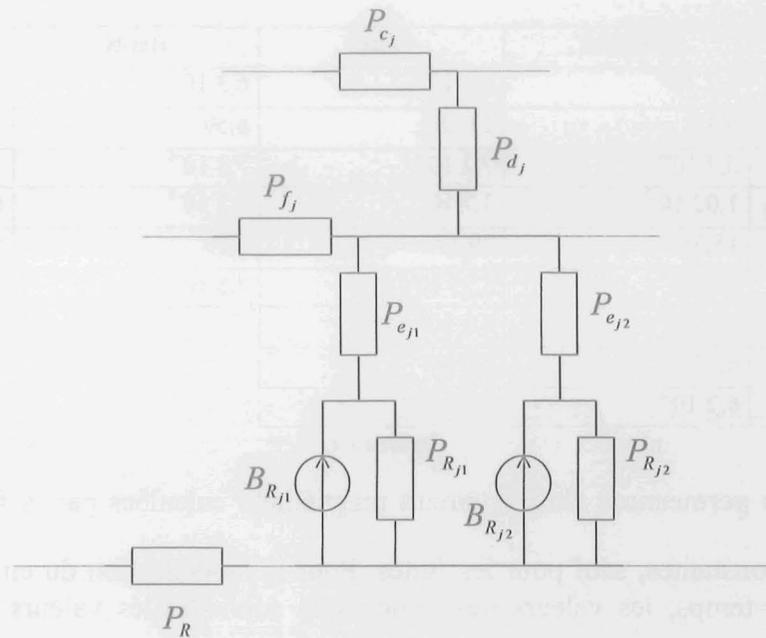


Figure 3: Réseau élémentaire

Le logiciel Circuit a été utilisé pour résoudre le système. Les relations entre le circuit magnétique et le circuit électrique équivalent sont les suivantes: les résistances correspondent aux réluctances, les courants correspondent aux flux, les tensions correspondent aux potentiels scalaires magnétiques.

Les aimants permanents sur le rotor sont modélisés par des sources de courant (ce qui correspond au flux) avec une résistance en parallèle qui représente la perméance des aimants (cf chapitre 2).

RESULTATS DES SIMULATIONS SOUS CIRCUIT

Dans les tableaux on donne les valeurs du flux obtenues pour la "machine tournante", c'est à dire le circuit dont les sources varient en fonction de temps. Le changement du champ rotorique en fonction du temps pour une position statorique donnée est montré à la figure 2.

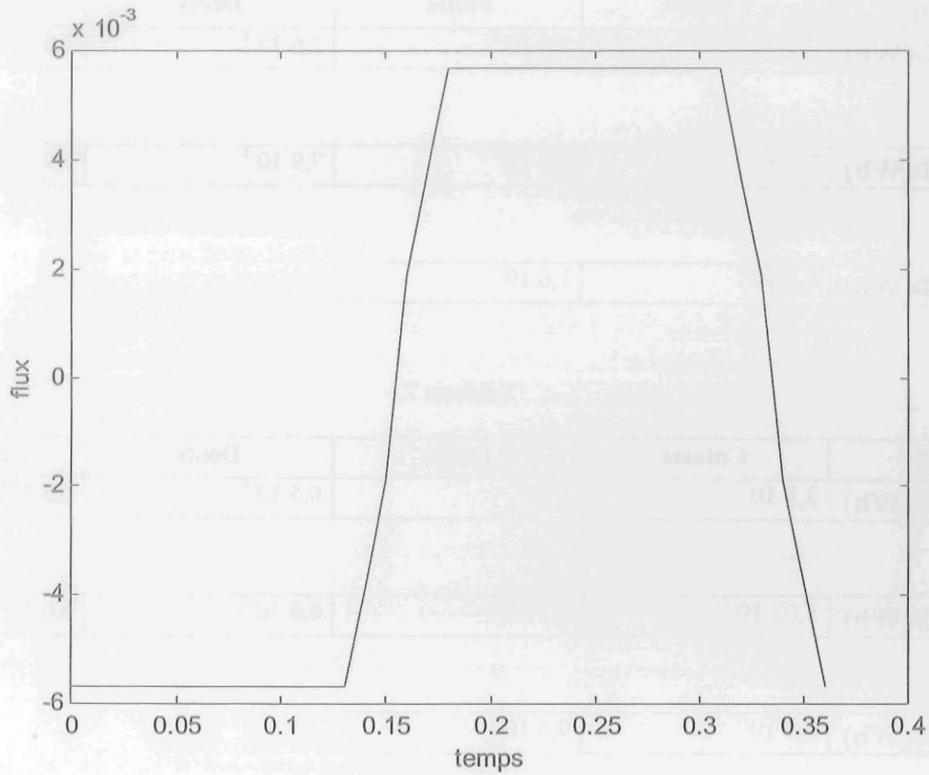


Figure 4: Flux rotorique en fonction du temps

Les valeurs de flux sont données aux tableaux 5, 6, 7, 8.

$\theta_R=0$		Culasse	Fuites	Dents	entrefer
1	$\Phi(Wb)$	$7,9 \cdot 10^{-3}$	$2,8 \cdot 10^{-5}$	$7,9 \cdot 10^{-3}$	$7,9 \cdot 10^{-3}$
2	$\Phi(Wb)$	$1,5 \cdot 10^{-5}$	$1,1 \cdot 10^{-7}$	$7,9 \cdot 10^{-3}$	$7,9 \cdot 10^{-3}$
3	$\Phi(Wb)$	$7,9 \cdot 10^{-3}$	$2,8 \cdot 10^{-5}$		

Tableau 5.

$\theta_R=15$		Culasse	Fuites	Dents	entrefer
1	$\Phi(Wb)$	$1,05 \cdot 10^{-2}$	$4,2 \cdot 10^{-5}$	$6,7 \cdot 10^{-3}$	$6,6 \cdot 10^{-3}$
2	$\Phi(Wb)$	$3,8 \cdot 10^{-3}$	$9,7 \cdot 10^{-5}$	$7,9 \cdot 10^{-3}$	$7,9 \cdot 10^{-3}$
3	$\Phi(Wb)$	$4,0 \cdot 10^{-3}$	$9,9 \cdot 10^{-6}$		

Tableau 6.

$\theta_R=30$		Culasse	Fuites	Dents	entrefer
1	$\Phi(\text{Wb})$	$7,9 \cdot 10^{-3}$	$2,9 \cdot 10^{-5}$	$1,6 \cdot 10^{-4}$	$2,6 \cdot 10^{-5}$
2	$\Phi(\text{Wb})$	$7,9 \cdot 10^{-3}$	$2,8 \cdot 10^{-5}$	$7,9 \cdot 10^{-3}$	$7,9 \cdot 10^{-3}$
3	$\Phi(\text{Wb})$	$1,3 \cdot 10^{-5}$	$1,6 \cdot 10^{-7}$		

Tableau 7.

$\theta_R=45$		Culasse	Fuites	Dents	Entrefer
1	$\Phi(\text{Wb})$	$3,3 \cdot 10^{-3}$	$1 \cdot 10^{-5}$	$6,5 \cdot 10^{-3}$	$6,5 \cdot 10^{-3}$
2	$\Phi(\text{Wb})$	$1,02 \cdot 10^{-2}$	$4,2 \cdot 10^{-5}$	$6,6 \cdot 10^{-3}$	$6,6 \cdot 10^{-3}$
3	$\Phi(\text{Wb})$	$3,9 \cdot 10^{-3}$	$9,6 \cdot 10^{-6}$		

Tableau 8.

Les résultats sont satisfaisants, sauf dans les cas où il y a très peu de flux dans un des éléments du circuit magnétique (cela crée une répartition du flux qui n'est pas modélisée), mais cela ne nous empêche pas de décrire le fonctionnement de la machine avec une précision suffisante.

Ceci valide la discrétisation de la machine. Afin de s'affranchir de la méthode des éléments finis, nous avons calculé les perméances à partir de la géométrie de la machine en utilisant la formule suivante :

$$R = \frac{l}{\mu S}$$

où :

μ - perméabilité magnétique

l - longueur de l'élément du circuit magnétique

S - surface de l'élément du circuit magnétique

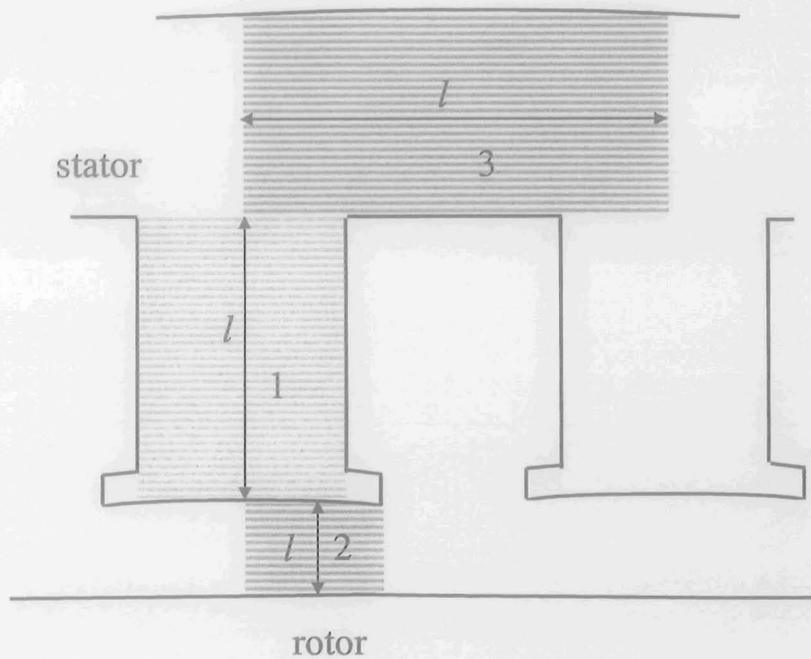


Figure 5: Ré reluctances de la machine

On appliquant cette formule on obtient, selon la figure 5:

- pour les dents :

On remplace les dents par les rectangles avec 12,5 millimètres de longueur et 7,5 millimètres de largeur(1).

$$R = \frac{1}{4\pi \cdot 10^{-4}} \frac{12,5 \cdot 10^{-3}}{7,5 \cdot 10^{-3}} = 1,3 \cdot 10^3 H^{-1}$$

- pour l'entrefer :

On remplace la partie de l'entrefer qui correspond à une ré reluctance (voir figure 5) par un rectangle avec 1 millimètre de longueur et 4,6 millimètres de largeur (2).

$$R = \frac{1}{4\pi \cdot 10^{-7}} \frac{1 \cdot 10^{-3}}{4,6 \cdot 10^{-3}} = 1,7 \cdot 10^5 H^{-1}$$

- pour la culasse statorique, on a un rectangle(3 à la figure 5) avec 21mm de longueur et 10 mm de largeur:

$$R = \frac{1}{4\pi \cdot 10^{-4}} \frac{21 \cdot 10^{-3}}{10 \cdot 10^{-3}} = 1,7 \cdot 10^3 H^{-1}$$

Nous avons trouvé des valeurs proches à celles obtenues par la méthode des éléments finis. Ces valeurs ont ensuite été utilisées dans les simulations, en donnant les résultats présentés au chapitre 2.

...the ... of ...

...the ... of ...

...the ... of ...

...the ... of ...



Annexe B

Les matrices décrivant la machine synchrone à aimants permanents

La géométrie de la machine synchrone étudiée au chapitre 2 et son plan du bobinage sont donnés à la figure 1.

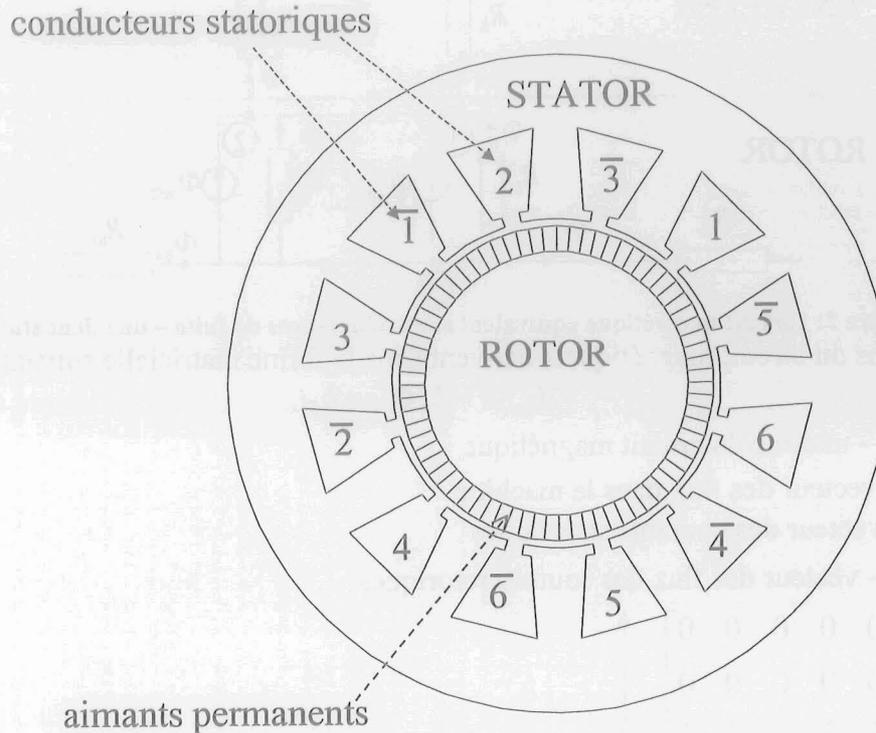


Figure 1: Géométrie et plan du bobinage de la machine synchrone à aimants permanents

L'équation des tensions induites dans chaque voie d'enroulement s'écrit sous la forme matricielle:

$$V_s = m P_s \dot{\Phi}$$

En prenant en compte la répartition des conducteurs du bobinage statorique, nous pouvons écrire la matrice m qui exprime les tensions induites à partir des dérivées des flux des dents statoriques:

$$m = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -1 & -1 & -1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -1 & -1 & -1 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

La matrice P_s exprime les flux des dents statoriques en fonction des flux de la machine:

$$P_{s12 \times 84} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \dots & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & \dots & 0 & 0 & 0 \\ \vdots & \ddots & \vdots & \vdots & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \dots & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

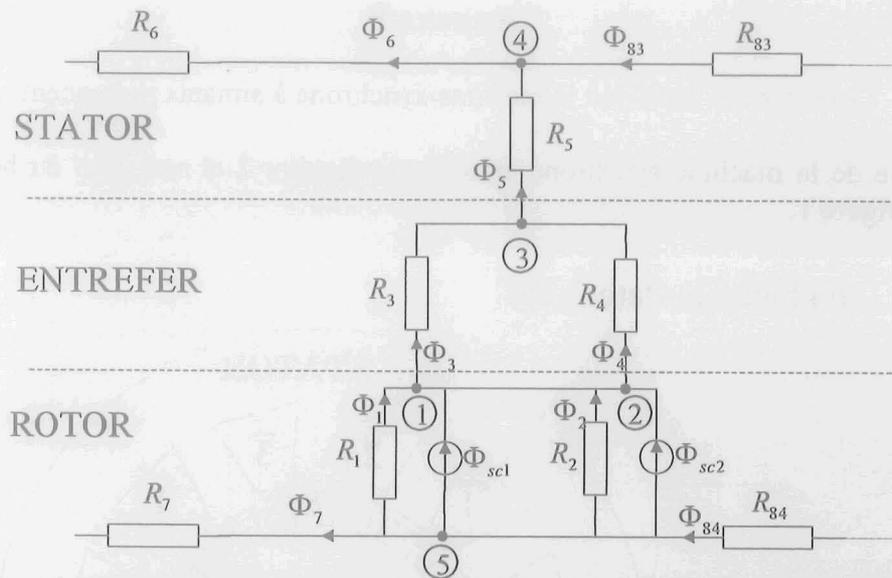


Figure 2: Circuit magnétique équivalent sans réluctances de fuite – une dent statorique
 Les équations du circuit magnétique s'écrivent sous la forme matricielle suivante:

$$A_{CM} \Phi = b_R \Phi_{sc} + b_S i_S$$

- où :
- A_{CM} - matrice du circuit magnétique
 - Φ - vecteur des flux dans la machine
 - i_S - vecteur des courants statoriques
 - Φ_{sc} - vecteur des flux des sources rotoriques

$$b_S = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ \hline 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ -1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

60 lignes

24 lignes

$$b_{R84 \times 24} = \begin{bmatrix} -1 & 0 & 0 & 0 & \dots & 0 & 0 \\ 0 & -1 & 0 & 0 & \dots & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \dots & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \dots & 0 & 0 \\ 1 & 1 & 0 & 0 & \dots & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -1 & 0 & \dots & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -1 & \dots & 0 & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \dots & 1 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \dots & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \dots & 0 & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \dots & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

60 lignes

24 lignes

$$A_{CM} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & -1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \dots & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & -1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \dots & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 1 & -1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \dots & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & -1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \dots & 1 & 0 \\ -1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & -1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \dots & 0 & 1 \\ \vdots & \ddots & \vdots & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & R_7 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \dots & 0 & R_{84} \\ -R_1 & R_2 & -R_3 & R_4 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \dots & 0 & 0 \\ 0 & -R_2 & 0 & -R_4 & -R_5 & -R_6 & R_7 & R_8 & 0 & R_{10} & 0 & R_{12} & \dots & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -R_8 & R_9 & -R_{10} & R_{11} & 0 & \dots & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -R_9 & 0 & -R_{11} & -R_{12} & \dots & 0 & 0 \\ \vdots & \ddots & \vdots & \vdots \\ R_1 & 0 & R_3 & 0 & R_5 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \dots & -R_{83} & R_{84} \end{bmatrix}$$

60 lignes

24 lignes

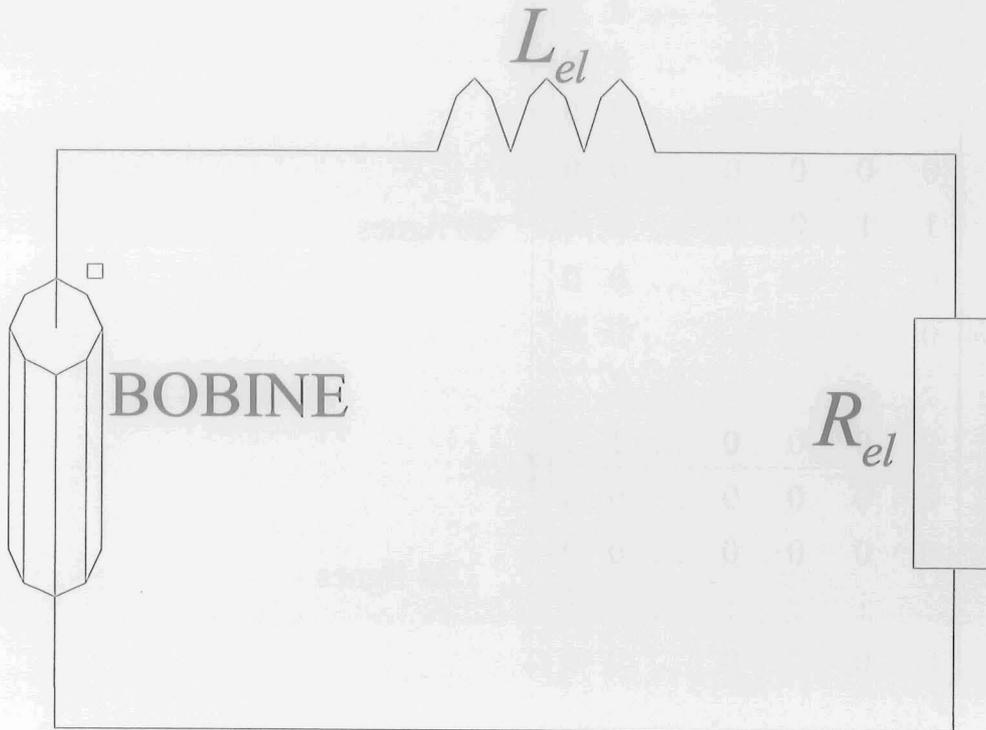


Figure 3: Circuit électrique relié à une bobine

On peut écrire les équations du circuit électrique sous la forme matricielle:

$$V_s = R_1 i_s + L_1 \dot{i}_s$$

où: V_s - vecteur des tensions statoriques

R_1 - matrice des résistances dans le circuit électrique du stator (les résistance de charge et des conducteurs dans le circuit)

L_1 - matrice des inductances dans le circuit électrique du stator (les inductances de charge, des conducteurs dans le circuit et les inductances dues aux flux de fuites)

A partir du circuit électrique donné à la figure 3, nous pouvons écrire les matrices des résistances et des inductances:

$$R_1 = \begin{bmatrix} R_{el} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & R_{el} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & R_{el} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & R_{el} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & R_{el} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & R_{el} \end{bmatrix}$$

$$L_1 = \begin{bmatrix} L_{el} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & L_{el} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & L_{el} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & L_{el} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & L_{el} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & L_{el} \end{bmatrix}$$

Annexe C

Matrices décrivant la maquette du turboalternateur

Le circuit électrique de la machine est présenté à la figure 1.

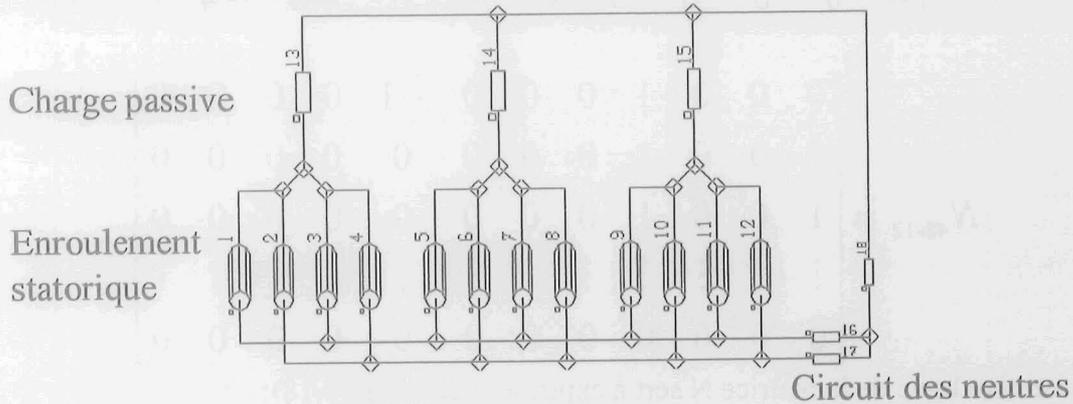


Figure 1: Circuit électrique de la machine

Pour développer le modèle, il est nécessaire de connaître le bobinage statorique, dont le plan est donné à la figure 2, on y voit les voies d'enroulement 1, 2, 3, 4 qui constituent la phase a.

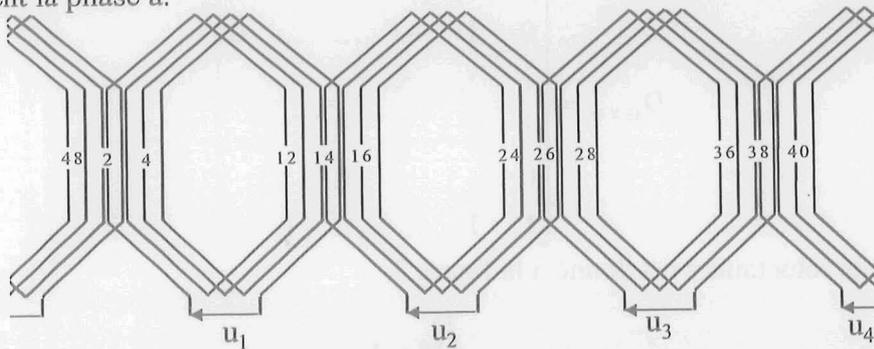


Figure 2: Schéma du bobinage statorique - phase a

Pour décrire le couplage du circuit électrique avec les circuit magnétique de la machine, on écrit les équations suivantes :

- les tensions induites dans les voies d'enroulement à partir des dérivées de flux sont exprimées par l'équation (3.15) :

$$U = mP_s \dot{\Phi}$$

- les forces magnétomotrices statoriques à partir des courants statoriques sont exprimées par l'équation (3.19)

$$D \begin{bmatrix} \mathcal{E}_{S1} \\ \vdots \\ \mathcal{E}_{S_{n_c}} \end{bmatrix} = N \begin{bmatrix} I_1 \\ \vdots \\ I_n \end{bmatrix}$$

A partir du plan du bobinage statorique nous pouvons écrire la matrice m et la matrice N .

$$m_{12 \times 48} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 & 2 & 3 & 4 & 4 & \dots & 1 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \dots & -1 & -2 & \dots & 0 \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -1 & \dots & -4 & -4 & \dots & 0 \end{bmatrix}$$

$$N_{48 \times 12} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & -1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ \vdots & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

La dernière ligne de la matrice N sert à exprimer l'équation(3.18):

$$\sum_{j=1}^{n_e} \mathcal{E}_{S_j} = 0$$

On a également :

$$D_{48 \times 48} = \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 & \dots & \dots & 0 \\ 0 & 1 & -1 & \dots & \dots & 0 \\ \vdots & \ddots & \ddots & \ddots & \ddots & \vdots \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \ddots & \vdots \\ 0 & \vdots & \vdots & \ddots & \ddots & \vdots \\ 1 & 1 & \dots & \dots & 1 & 1 \end{bmatrix}$$

Le réseau de réluctances est donné à la figure 3.

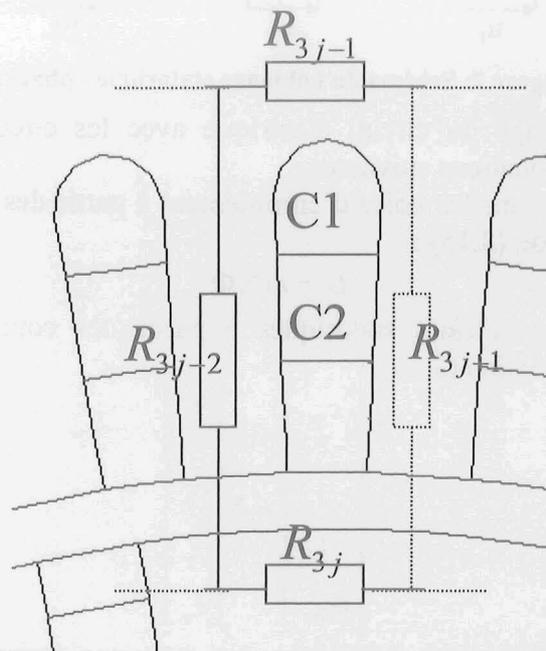


Figure 3: Réseau de réluctances représentant la machine
 Pour les nœuds on peut écrire les équations suivantes:

$$\begin{aligned}\Phi_{3j-3} - \Phi_{3j-2} - \Phi_{3j} &= 0 \\ \Phi_{3j-4} - \Phi_{3j-1} + \Phi_{3j-2} &= 0 \\ (2n_d \text{ équations})\end{aligned}$$

Pour les mailles on écrit:

$$-\Phi_{3j-2}R_{3j-2} - \Phi_{3j-1}R_{3j-1} + \Phi_{3j+1}R_{3j+1} + \Phi_{3j}R_{3j} = \varepsilon_j - \varepsilon_{j+1}$$

(n_d équations)

Ce système d'équations contient $3n_d$ équations dont $3n_d - 1$ indépendantes. On ajoute l'équation de la maille du milieu:

$$\sum_{i=1}^{28} R_{3i} \Phi_{3i} = 0$$

Les équations du circuit magnétique s'écrivent sous forme matricielle:

$$A_{CM} \Phi = D_S \varepsilon \quad (3.1)$$

avec

$$\varepsilon = \varepsilon_S + \varepsilon_R \quad (3.2)$$

Où:

ε_R - vecteur des forces magnétomotrices engendrées par les courants rotoriques

ε_S - vecteur des forces magnétomotrices engendrées par les courants statoriques

$$A_{CM} = \begin{bmatrix} -1 & 0 & -1 & 0 & 0 & 0 & 0 & \dots & 0 & 1 \\ 1 & -1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \dots & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & -1 & 0 & -1 & 0 & \dots & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 1 & -1 & 0 & 0 & \dots & 0 & 0 \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \dots & 0 & 1 & -1 & 0 & -1 \\ \hline 0 & 0 & R_3 & 0 & 0 & R_6 & \dots & 0 & 0 & R_{144} \\ -R_1 & -R_2 & R_3 & R_4 & 0 & 0 & 0 & 0 & \dots & 0 \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ R_1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \dots & -R_{142} & -R_{143} & R_{144} \end{bmatrix}$$

95 lignes

48 lignes

La matrice P_S sert à introduire les flux des dents statoriques dans l'équation (3.15):

$$P_{S_{48 \times 144}} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \ddots & \ddots & \ddots & \dots & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \dots & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

La matrice D_S sert à créer les différences de la force magnétomotrice (voir l'équation 3):

$$D_{S_{144} \times 144} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \dots & 0 \\ \vdots & \ddots & \ddots & \ddots & \ddots & \ddots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \dots & 0 \\ -1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & -1 & 1 & 0 & 0 & 0 & \dots & 0 \\ \vdots & \ddots & \ddots & \ddots & \ddots & \ddots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \dots & -1 & 1 \\ 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & \dots & 0 & -1 \end{bmatrix}$$

↑ 96 lignes
↓
↑ 48 lignes
↓

Nous avons fait plusieurs simulations avec le différent nombre d'harmoniques de la réluctances des dents rotoriques.

Calcul des réluctances de la maquette de turboalternateur

Les réluctances du stator sont représentées à la figure 4.

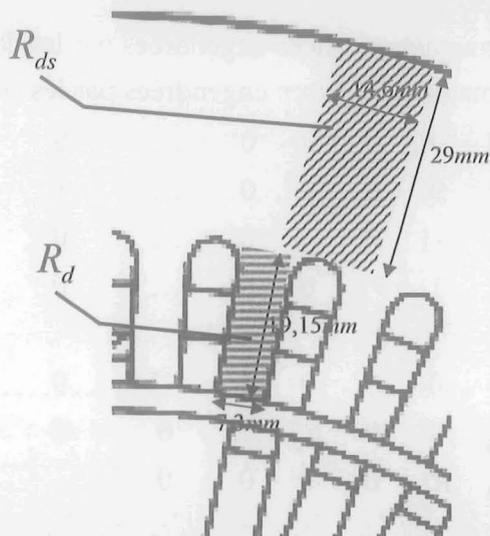


Figure 4: Réluctances du stator

La caractéristique dans le plan B-H du matériau magnétique au stator est présentée à la figure 5.

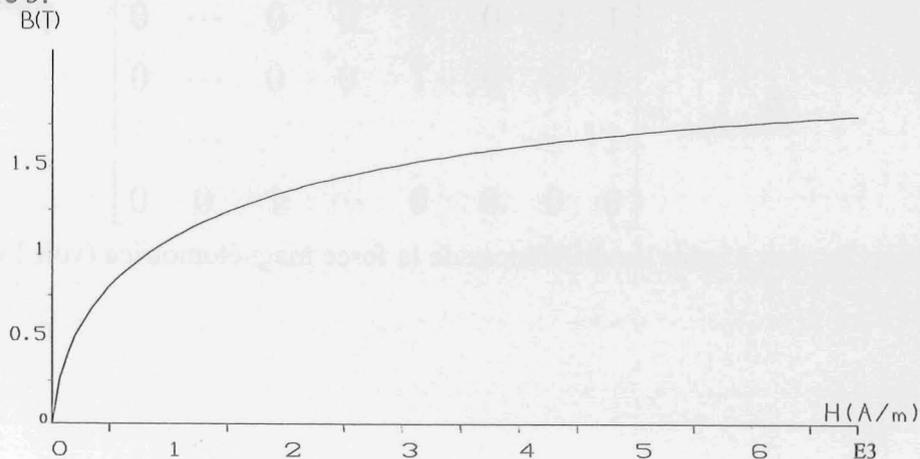


Figure 5: Courbe B-H du matériau magnétique du stator

Nous avons négligé la saturation magnétique en prenant la valeur constante de μ_r :

$$\mu_r = 4000$$

qui correspond à la plage de valeurs de B et H en fonctionnement normal de la machine.

Nous pouvons maintenant calculer les réluctances un utilisant la relation (2.7):

$$R_{ds} = \frac{1}{\mu_0 \mu_r} \frac{l}{S} = \frac{1}{4\pi \cdot 10^{-7} \cdot 4000} \frac{19,15 \cdot 10^{-3}}{0,411 \cdot 7,39 \cdot 10^{-3}} \cong 1250 H^{-1}$$

$$R_s = \frac{1}{\mu_0 \mu_r} \frac{l}{S} = \frac{1}{4\pi \cdot 10^{-7} \cdot 4000} \frac{14,6 \cdot 10^{-3}}{0,411 \cdot 29 \cdot 10^{-3}} \cong 243 H^{-1}$$

La largeur de l'entrefer est de 4 mm, ce qui donne la valeur de la réluctance suivante :

$$R_e = \frac{1}{\mu_0} \frac{l}{S} = \frac{1}{4\pi \cdot 10^{-7}} \frac{4 \cdot 10^{-3}}{0,411 \cdot 7,3 \cdot 10^{-3}} \cong 4,3 \cdot 10^5 H^{-1}$$

La caractéristique dans le plan B-H du matériau magnétique au rotor est présentée à la figure 6.

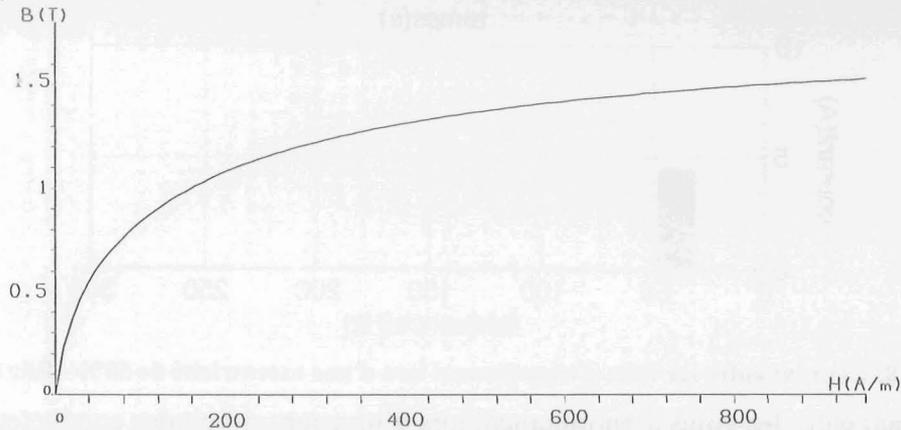


Figure 6: Courbe B-H du matériau magnétique du rotor

Nous avons négligé la saturation magnétique en prenant la valeur constante de μ_r :

$$\mu_r = 1000$$

qui correspond à la plage de valeurs de H engendrées par l'enroulement rotorique.

La géométrie du rotor avec la réluctance qui correspond à un segment est donné à la figure 7.

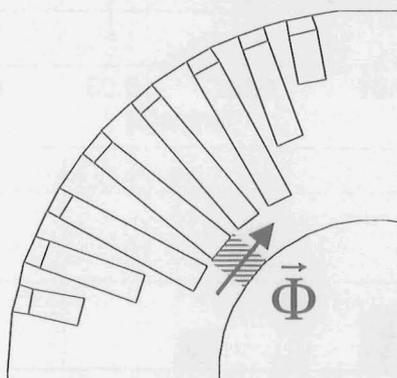


Figure 7: Réluctance au rotor

En appliquant la formule (2.7) on obtient la réluctance suivante :

$$R_r = \frac{1}{\mu_0 \mu_r} \frac{l}{S} = \frac{1}{4\pi \cdot 10^{-7} \cdot 1000} \frac{7,3 \cdot 10^{-3}}{0,411 \cdot 11,3 \cdot 10^{-3}} \cong 1250 H^{-1}$$

Nous avons représenté les réductances des dents rotoriques par un nombre limité d'harmoniques de Fourier. Nous allons présenter l'influence du nombre d'harmoniques pris en compte.

Tout d'abord, nous présentons les résultats pour la réductance constante.

Le courant entre les voies d'enroulement lors d'une excentricité de 50% pour la réductance des dents rotoriques constante est représentée à la figure 8.

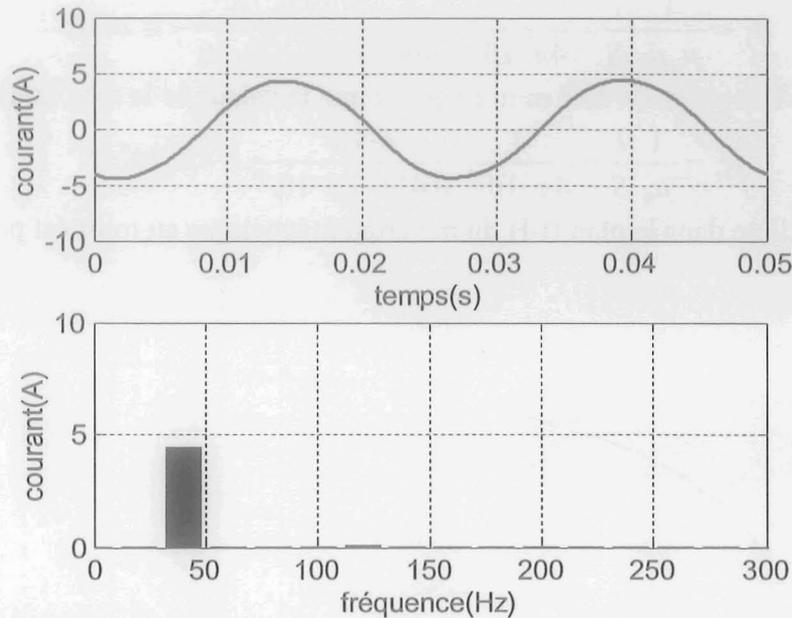


Figure 8: Courant entre les voies d'enroulement lors d'une excentricité de 50% - Rdr constant

Le courant entre les voies d'enroulement lors d'un court-circuit des conducteurs autour d'une dent rotorique est donné à la figure 9.

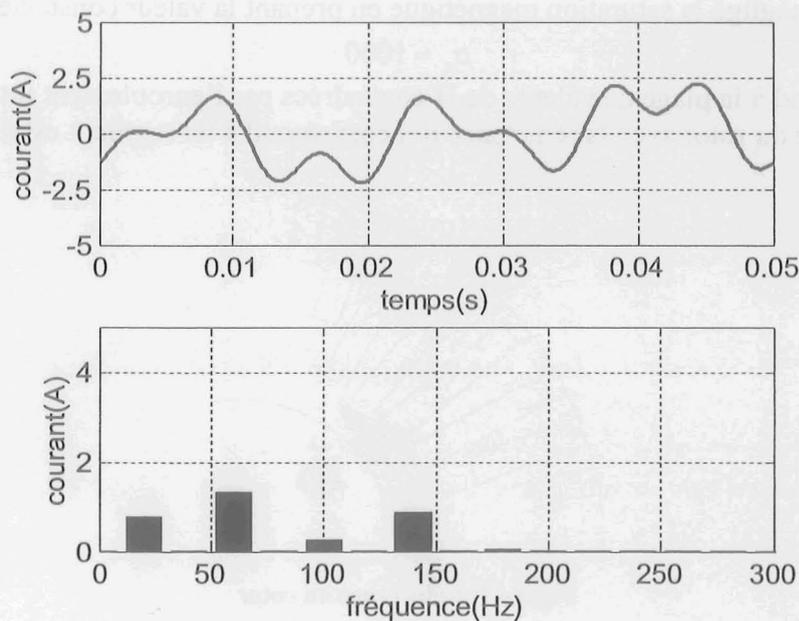


Figure 9: Courant entre les voies d'enroulement lors du court-circuit des conducteurs autour d'une dent rotorique - Rdr constant

Ensuite, nous présentons les résultats pour le quatrième harmonique de Rdr pris en compte (la machine ayant quatre pôles). Le courant entre les voies d'enroulement lors d'une excentricité statique est montré à la figure 10.

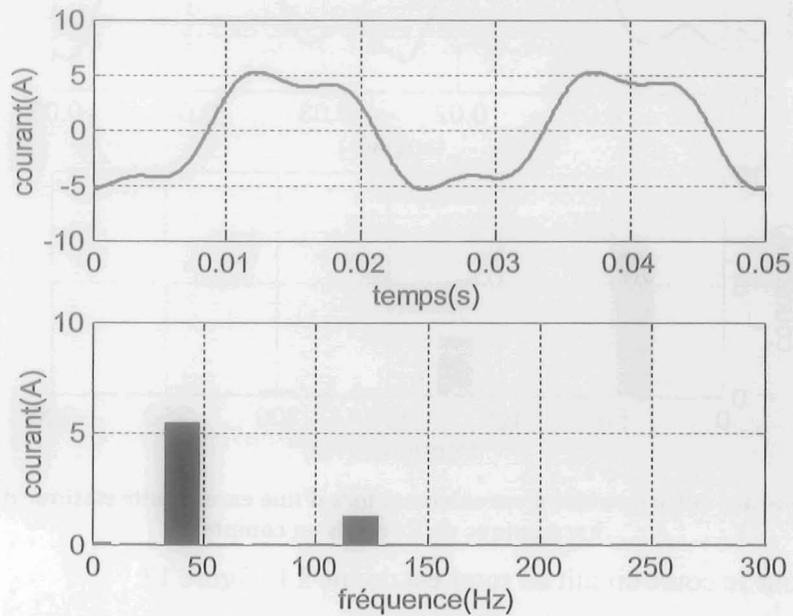


Figure 10: Courant entre les voies d'enroulement lors d'une excentricité statique de 50% - 4^{ème} harmonique de Rdr pris en compte

Le courant entre les voies d'enroulement lors d'un court-circuit des conducteurs autour d'une dent rotorique est donné à la figure 11.

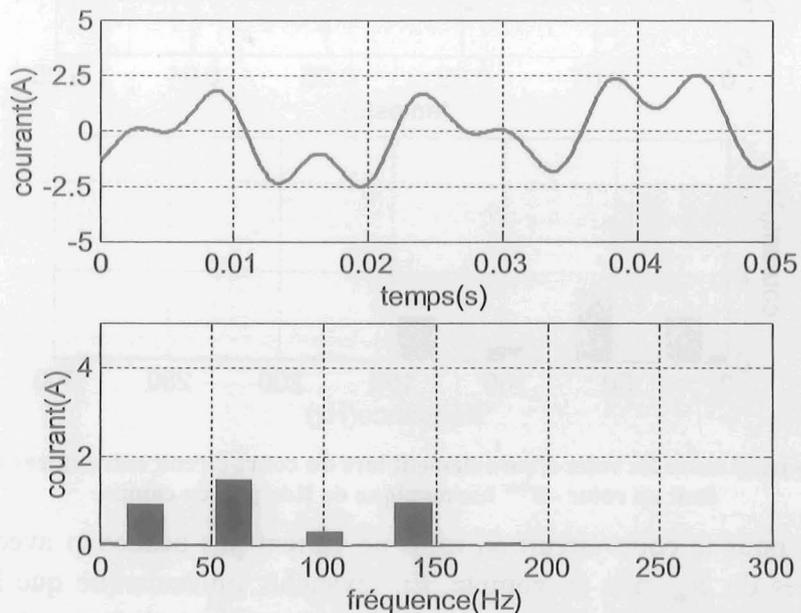


Figure 11: Courant entre les voies d'enroulement lors du court-circuit entre spires autour d'une dent rotorique - 4^{ème} harmonique de Rdr pris en compte

Nous allons présenter maintenant les résultats pour les mêmes défauts avec 8^{ème} harmonique de Rdr pris en compte.

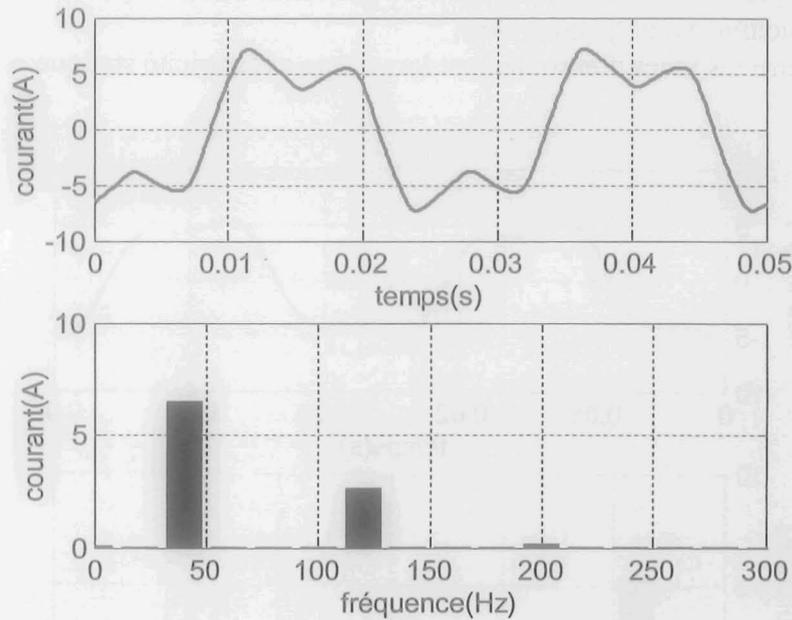


Figure 12: Courant entre les voies d'enroulement lors d'une excentricité statique de 50% - 8^{ème} harmonique de Rdr pris en compte

Le résultat pour le court-circuit au rotor est donné à la figure 13.

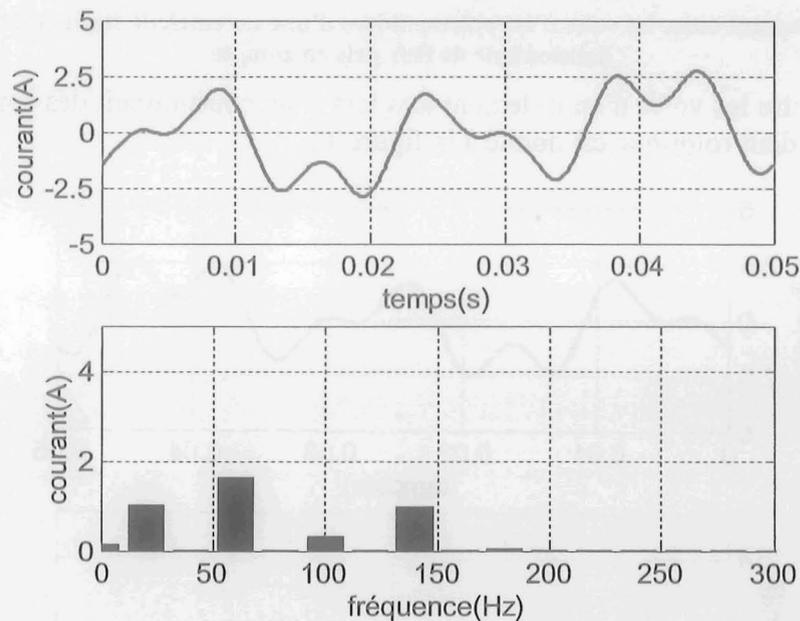


Figure 13: Courant entre les voies d'enroulement lors du court-circuit entre spires autour d'une dent au rotor - 8^{ème} harmonique de Rdr pris en compte

Les résultats pour le court-circuit au rotor ne varient pas beaucoup avec le nombre d'harmoniques de R_{dr} pris en compte. En revanche, on remarque que les résultats pour l'excentricité statique améliorent si on prend en compte la forme du rotor. Dans ce cas nous avons trouvé des résultats satisfaisants pour le 4^{ème} et le 8^{ème} harmonique introduits dans le modèle (ce qui correspond à 2 fois le nombre de pôles).

Annexe D

Matrices décrivant la machine asynchrone

Nous allons, tout d'abord, donner le plan du bobinage statorique (voir figure 1), qui est utilisé pour les matrices décrivant le couplage entre le circuit électrique et le circuit magnétique de la machine.

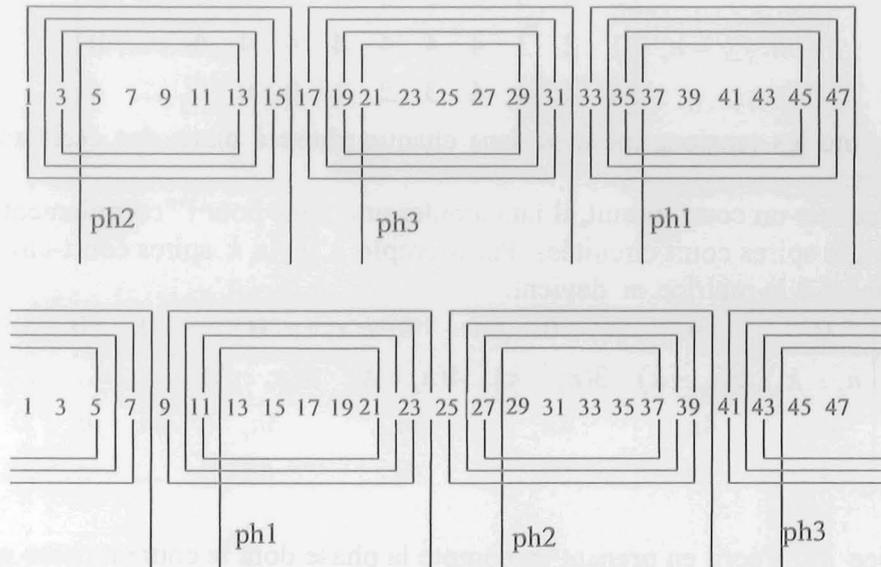


Figure 1: Plan du bobinage statorique

Ensuite, nous donnons le schéma électrique d'une phase de la machine :

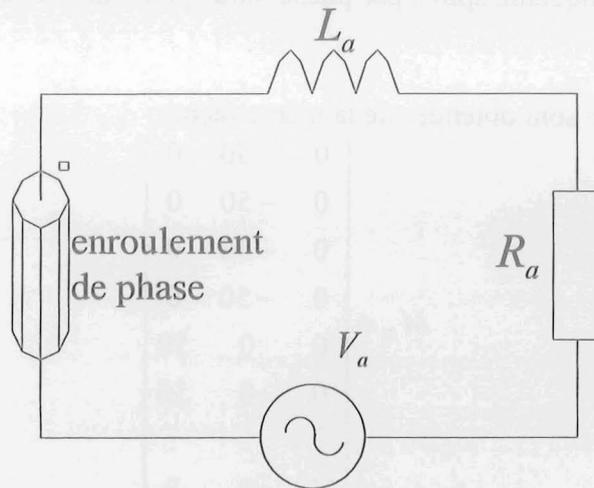


Figure 2: Schéma électrique de la phase *a*

On peut écrire les équations du circuit électrique du stator:

$$V_s = R_s i_s + L_s \dot{i}_s + m \dot{\Phi}_s$$

où

m - matrice qui établit la relation entre les dérivées des flux des dents statoriques et les voies d'enroulement

L_s - matrice des inductances du circuit électrique

R_s - matrice des résistances du circuit électrique

Avec

$$V_S = \begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix}; \quad L_S = \begin{bmatrix} L_a & 0 & 0 \\ 0 & L_b & 0 \\ 0 & 0 & L_c \end{bmatrix}; \quad R_S = \begin{bmatrix} R_a & 0 & 0 \\ 0 & R_b & 0 \\ 0 & 0 & R_c \end{bmatrix}$$

La matrice m est obtenue à partir du plan du bobinage statorique.

$$m_{3 \times 48} = n_c \cdot \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & \dots & 0 \\ 1 & 2 & 3 & 4 & 4 & 4 & 4 & 4 & 4 & 4 & \dots & 0 \\ 4 & 4 & 4 & 4 & 3 & 2 & 1 & 0 & 0 & 0 & \dots & 4 \end{bmatrix}$$

Elle exprime les tensions induites dans chaque phase à partir des dérivées des flux statoriques.

Pour modéliser un court-circuit, il faut ajouter une ligne pour l'"enroulement" constitué des spires court circuitées. Par exemple, s'il y a k spires court-circuitées dans la phase 2 la matrice m devient:

$$m_{4 \times 48} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & n_c & \dots & 0 \\ n_c - k & 2(n_c - k) & 3(n_c - k) & 4(n_c - k) & 4(n_c - k) & \dots & 0 \\ 4n_c & 4n_c & 4n_c & 4n_c & 3n_c & 2n_c & n_c & 0 & 0 & 0 & \dots & \dots & \dots \\ k & 2k & 3k & 4k & 4k & \dots & 4k \end{bmatrix}$$

La matrice M_2 s'écrit en prenant en compte la phase dont le courant passe par chaque encoche et en mettant le signe qui correspond au sens du courant.

Par exemple, le courant de la phase deux passe par l'encoche un dans le sens négatif. Sachant qu'il y a cinquante spires par phase, nous pouvons écrire la première ligne de la matrice M_2 :

$$0 \quad -50 \quad 0$$

Les lignes suivantes sont obtenues de la même façon:

$$M_2 = \begin{bmatrix} 0 & -50 & 0 \\ 0 & -50 & 0 \\ 0 & -50 & 0 \\ 0 & -50 & 0 \\ 0 & 0 & 50 \\ 0 & 0 & 50 \\ \vdots & \vdots & \vdots \\ 50 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

S'il existe un court-circuit de cinq spires par exemple dans la phase deux, ceci diminue le nombre de spires de cette phase. En même temps, dans les encoches de la phase deux, les spires court-circuitées forment un nouvel enroulement qui est également introduit dans la matrice M_2 :

$$M_{2CC} = \begin{bmatrix} 0 & -45 & 0 & -5 \\ 0 & -45 & 0 & -5 \\ 0 & -45 & 0 & -5 \\ 0 & -45 & 0 & -5 \\ 0 & 0 & 50 & 0 \\ 0 & 0 & 50 & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ 50 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

Cette dernière équation est obtenue en écrivant les équations du circuit magnétique.

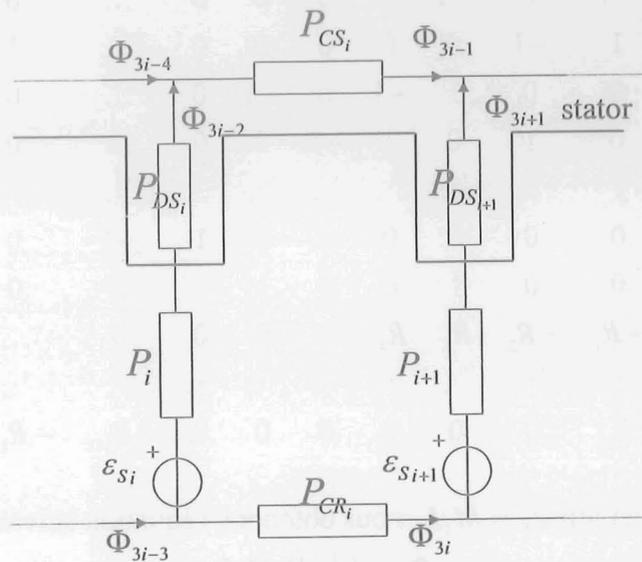


Figure 3: Circuit magnétique équivalent simplifié en prenant en compte les sources de f.m.m. statoriques

Pour les nœuds on peut écrire les équations suivantes:

$$\Phi_{3i-3} - \Phi_{3i-2} - \Phi_{3i} = 0$$

$$\Phi_{3i-4} - \Phi_{3i-1} + \Phi_{3i-2} = 0$$

($2n_{ds}$ équations)

Pour les mailles on écrit Φ_{3j-3} :

$$-\Phi_{3i-2}R_{3i-2} - \Phi_{3i-1}R_{3i-1} + \Phi_{3i+1}R_{3i+1} + \Phi_{3i}R_{3i} = \varepsilon_{S_i} - \varepsilon_{S_{i+1}}$$

(n_{ds} équations)

où:

$$R_{3j} = 1/P_{CR_j}$$

$$R_{3j-2} = 1/P_j + 1/P_{DS_j}$$

$$R_{3j-1} = 1/P_{CS_j}$$

On a:

avec

$$A_{CMS} \Phi = D_1 \varepsilon_s$$

$$D_{1144 \times 144} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \dots & 0 \\ \vdots & \ddots & \ddots & \ddots & \ddots & \ddots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \dots & 0 \\ -1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & -1 & 1 & 0 & 0 & 0 & \dots & 0 \\ \vdots & \ddots & \ddots & \ddots & \ddots & \ddots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \dots & -1 & 1 \\ 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & \dots & 0 & -1 \end{bmatrix}$$

96 lignes

48 lignes

$$A_{CMS} = \begin{bmatrix} -1 & 0 & -1 & 0 & 0 & 0 & 0 & \dots & 0 & 1 \\ 1 & -1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \dots & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & -1 & 0 & -1 & 0 & \dots & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 1 & -1 & 0 & 0 & \dots & 0 & 0 \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \dots & 0 & 1 & -1 & 0 & -1 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 1 & \dots & 0 & 0 & 1 \\ -R_1 & -R_2 & R_3 & R_4 & 0 & 0 & 0 & 0 & \dots & 0 \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ R_1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \dots & -R_{142} & -R_{143} & R_{144} \end{bmatrix}$$

95 lignes

48 lignes

En substituant l'équation $\varepsilon_s = M_1 I_s$, nous obtenons l'équation suivante:

$$\Phi = A_{CMS}^{-1} D_1 M_1 I_s$$

On peut calculer directement la matrice $W = D_1 M_1$

On a:

$$W_{48 \times 144} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \dots & 0 \\ \vdots & \ddots & \ddots & \ddots & \ddots & \ddots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & \dots & 0 \\ \vdots & \ddots & \ddots & \ddots & \ddots & \ddots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \dots & 0 & 1 \\ 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & \dots & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

96 lignes

48 lignes

Finalement, on peut exprimer la matrice P_S

$$P_S = A_{CMS}^{-1} W$$

Le calcul concernant le rotor est semblable, le circuit magnétique est donné à la figure 4, la taille des matrices change a cause du nombre de dents rotoriques qui est différent du nombre de dents statoriques.

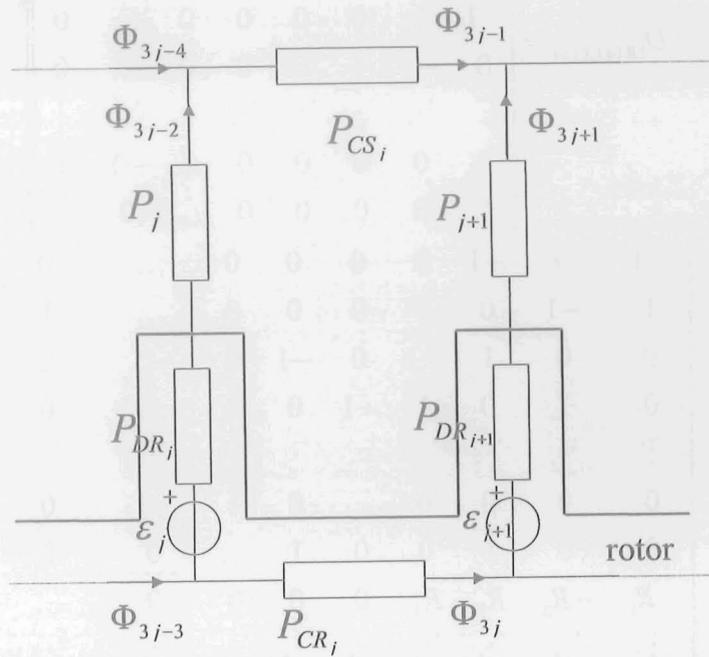


Figure 4: Circuit magnétique équivalent simplifié en prenant en compte les sources de f.m.m. rotoriques ($j=1..n_{dr}$)

Pour les nœuds on peut écrire les équations suivantes:

$$\begin{aligned}\Phi_{3j-3} - \Phi_{3j-2} - \Phi_{3j} &= 0 \\ \Phi_{3j-4} - \Phi_{3j-1} + \Phi_{3j-2} &= 0 \\ (2n_{dr} \text{ équations})\end{aligned}$$

Pour les mailles on écrit:

$$\begin{aligned}-\Phi_{3j-2}R_{3j-2} - \Phi_{3j-1}R_{3j-1} + \Phi_{3j+1}R_{3j+1} + \Phi_{3j}R_{3j} &= \varepsilon_j - \varepsilon_{j+1} \\ (n_{dr} \text{ équations})\end{aligned}$$

ou:

$$R_{3j} = 1/P_{CR_j}$$

$$R_{3j-2} = 1/P_j + 1/P_{DR_j}$$

$$R_{3j-1} = 1/P_{CS_j}$$

On a:

$$A_{CMR} \Phi_{R1} = D_{1R} \varepsilon_R$$

avec

$$\begin{aligned}
 & I_{R3j-4} - I_{R3j-1} + I_{R3j-2} = 0 \\
 & -I_{R3j-2}R_{R3j-2} - I_{R3j-1}R_{R3j-1} + I_{R3j+1}R_{R3j+1} \\
 & + I_{R3j}R_{R3j} = \frac{d\Phi_{Rj+1}}{dt}
 \end{aligned}$$

Où :

I_R - vecteur des courants rotoriques

Φ_R - vecteur des flux rotoriques Φ_{Rj+1}

Ce système d'équations peut être présenté sous la forme suivante:

$$A_{CER} I_R = W_R \dot{\Phi}_R$$

où

$$A_{CER84 \times 84} = \begin{bmatrix}
 -1 & 0 & -1 & 0 & 0 & 0 & 0 & \dots & 0 & 1 \\
 1 & -1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \dots & 1 & 0 \\
 0 & 0 & 1 & -1 & 0 & -1 & 0 & \dots & 0 & 0 \\
 0 & 1 & 0 & 1 & -1 & 0 & 0 & \dots & 0 & 0 \\
 \vdots & \ddots & \vdots \\
 0 & 0 & 0 & 0 & \dots & 0 & 1 & -1 & 0 & -1 \\
 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 1 & \dots & 0 & 0 & 1 \\
 -R_{R1} & -R_{R2} & R_{R3} & R_{R4} & 0 & 0 & 0 & 0 & \dots & 0 \\
 \vdots & \ddots & \vdots \\
 R_{R1} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \dots & -R_{R142} & -R_{R143} & R_{R144}
 \end{bmatrix}$$

55 lignes

28 lignes

$$W_{R28 \times 84} = \begin{bmatrix}
 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \dots & 0 \\
 \vdots & \ddots & \ddots & \ddots & \ddots & \ddots & \ddots & \vdots \\
 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \dots & 0 \\
 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & \dots & 0 \\
 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & \dots & 0 \\
 \vdots & \ddots & \ddots & \ddots & \ddots & \ddots & \ddots & \vdots \\
 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \dots & 0 & 1 \\
 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & \dots & 0 & 0
 \end{bmatrix}$$

84 lignes

28 lignes

Si l'on compare la dernière équation avec l'équation (4.16)

$$I_R = A_R \dot{\Phi}_R$$

on trouve:

$$A_R = A_{CER}^{-1} M_R$$

Les courants rotoriques engendrent des forces magnétomotrices, ce qui est décrit par l'équation suivante:

$$\varepsilon_R = M_R I_R$$

Nous allons donner le calcul complet de la matrice M_R .

Pour chaque dent statorique, on écrit le théorème d'Ampère :

$$\varepsilon_{Rj+1} - \varepsilon_{Rj} = I_{Rj+1}$$

où: ε_{Ri} - force magnétomotrice associée à la dent j

$I_{R_{j+1}}$ - somme des courants qui passent par l'encoche statorique $i+1$

Ce système contient $n_{dr}-1$ équations indépendantes, on peut ajouter l'équation:

$$\sum_{j=1}^{n_{dr}} \varepsilon_{R_j} = 0$$

Ce système d'équations peut s'écrire sous la forme matricielle:

$$D_R \varepsilon_R = M_{R1} I_R$$

ou:

$$D_{R_{28 \times 28}} = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 \\ -1 & 1 & 0 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & -1 & 1 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & 0 & -1 & 1 & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 1 & 0 & 0 & 0 & \dots & -1 \end{bmatrix}$$

$$M_{R_{128 \times 84}} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \dots & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \dots & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & \dots & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & \dots & 0 & 0 & 0 \\ \vdots & \ddots & \vdots & \vdots & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \dots & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

La matrice M_{R1} sert à "choisir" les courants des barres parmi les courants rotoriques.

Finalement, on a:

$$M_R = D_R^{-1} M_{R1}$$

Annexe E

Tension d'alimentation de la machine asynchrone

La machine asynchrone décrite au chapitre 4 est alimentée en tension par une alimentation sinusoïdale triphasée 4500L de California Instruments, dont la puissance maximale est de 4,4 kW. Avant de commencer les essais avec la machine, nous avons mesuré la tension fournie par l'alimentation sinusoïdale à vide, afin d'identifier les harmoniques de tension introduits par l'alimentation. Les résultats de mesures sont donnés à la figure ci-dessous.

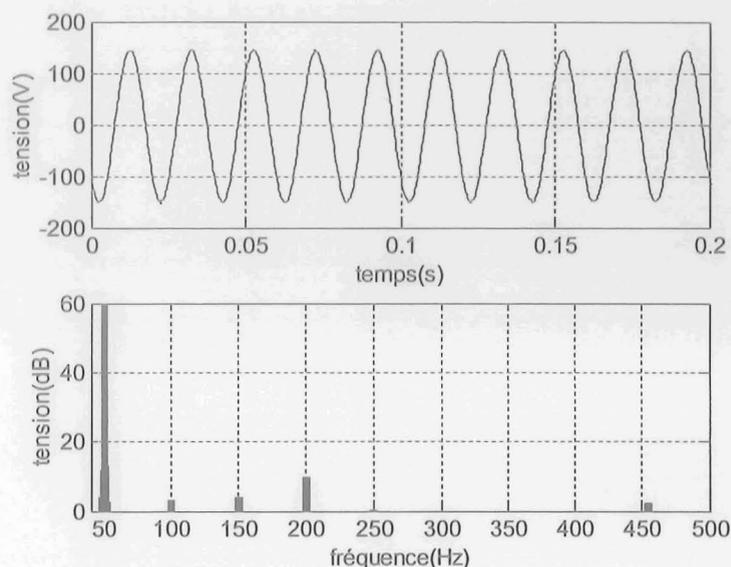


Figure 1: Tension d'une phase d'alimentation sinusoïdale et son spectre

Les mesures ont été effectuées à l'aide de l'oscilloscope TEKTRONIX TDS 3014 qui nous permet d'enregistrer les valeurs mesurées (10 000 points par fichier). L'acquisition des données a été faite sur 100 périodes de tension (2 secondes), ce qui nous permet de voir les raies jusqu'à 50^{ème} harmonique, avec une résolution fréquentielle de 0,5 Hz.

Nous avons trouvé des raies à 100Hz (-57dB par rapport au fondamental), à 150Hz (-56dB) et à 200Hz (-50dB). On retrouve ces raies dans le spectre des courants de la machine.