

# UNIVERSITE LILLE 1

ECOLE DOCTORALE DES SCIENCES POUR L'INGENIEUR

## UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA CATARINA

PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

THESE EN COTUTELLE

**Doctorat**

Génie Electrique

Bruno Akihiro Tanno Iamamura

### **CONTRIBUTION A LA DETECTION DE DEFAUTS DANS LES ROTORS DES TURBOALTERNATEURS**

Soutenue le 16 décembre 2011

**Devant le jury composé de :**

M. João Pedro Assumpção BASTOS	Président
M. Nourredine TAKORABET	Rapporteur
M. Silvio Ikuyo NABETA	Rapporteur
M. Claude MARCHAND	Examineur
M. Jean Vianeï LEITE	Examineur
Mme. Eilin GUILLOT	Invitée, EDF R&D
M. Sebastião Lauro NAU	Invité, WEG
M. Yvonnick LE MENACH	Examineur, Encadrant
M. Abdelmounaïm TOUNZI	Examineur, Directeur de Thèse
M. Nelson SADOWSKI	Examineur, Directeur de Thèse



**UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA CATARINA**

**PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO  
EM ENGENHARIA ELÉTRICA**

**E**

**UNIVERSITE LILLE 1**

**ECOLE DOCTORALE DES SCIENCES  
POUR L'INGENIEUR**

Bruno Akihiro Tanno Yamamura

**CONTRIBUIÇÃO À DETEÇÃO DE DEFEITOS NOS  
ROTORES DE TURBOALTERNADORES**

Tese em regime de co-tutela submetida ao Programa de pós-graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Santa Catarina e à Escola de doutorado de ciências para a engenharia da Univesidade Lille 1 para a obtenção do grau de Doutor em Engenharia Elétrica

Orientadores:

Prof. Dr. Abdelmounaïm Tounzi  
Prof. Dr. Nelson Sadowski

Co-orientador:

Prof. Dr. Yvonnick Le Menach

Florianópolis  
2011



Bruno Akihiro Tanno Yamamura

CONTRIBUIÇÃO À DETEÇÃO DE DEFEITOS  
NOS ROTORES DE TURBOALTERNADORES

‘Esta Tese foi julgada adequada para obtenção do Título de Doutor em Engenharia Elétrica, Área de Concentração *Eletromagnetismo e Dispositivos Eletromagnéticos*, e aprovada em sua forma final pelo Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Santa Catarina.’

Florianópolis, 16 de dezembro de 2011.

---

Prof. Patrick Kuo-Peng, Dr.  
Coordenador do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica

Banca Examinadora:

---

Prof. Abdelmounaïm Tounzi, Dr.  
Orientador

---

Prof. Nelson Sadowski, Dr.  
Orientador

---

Prof. Yvonnick Le Menach, Dr.  
Co-Orientador

---

Prof. João Pedro Assumpção Bastos, Dr.

---

Prof. Nourredine Takorabet, Dr.

---

Prof. Silvio Ikuyo Nabeta, Dr.

---

Prof. Claude Marchand, Dr.

---

Prof. Jean Viane Leite, Dr.

---

Eng. Eilin Guillot – EDF R&D

---

Eng. Sebastião Lauro Nau, Dr. - WEG



# Remerciements

Ce travail est le fruit de la collaboration de plusieurs personnes, entités et entreprise donc je tiens remercier :

En tout premier lieu Abdelmounaïm Tounzi et Nelson Sadowski, mes directeurs de thèse, et Yvonnick Le Menach, mon co-encadrant, qui ont dirigé cette thèse tout au long de ces trois années. Ils m'ont fait confiance et m'ont proportionné l'opportunité de réaliser cette thèse en cotutelle entre les laboratoires L2EP, de Lille en France, et GRUCAD, de Florianópolis au Brésil. Surtout je vous remercie pour votre temps et votre patience concédés et les connaissances partagés.

João Pedro Assumpção Bastos qui a beaucoup contribué pour faire ce doctorat en cotutelle possible et de m'avoir fait l'honneur d'être le président de mon jury de thèse.

Les rapporteurs de cette thèse Nourredine Takorabet et Silvio Ikuyo Nabeta pour la rapidité avec laquelle ils ont lu mon manuscrit et l'intérêt qu'ils ont porté à mon travail. Merci également aux autres membres du jury qui ont accepté de juger ce travail : Claude Marchand, Jean Vianeï Leite, Sebastião Lauro Nau et en particulier Eilin Guillot, qui m'a toujours aidé et était disponible pour les discussions et pour éclaircir mes doutes.

EDF R&D pour le financement de cette thèse dans la figure d'Olivier Cournil, chef de l'équipe R25 du département Themis. Je tiens à remercier en particulier Jérémy Langlet, Thierry Jacq et Benoit de Vigne sans qui la partie expérimentale de ce travail n'aurait pas été possible.

Je n'oublierai pas les aides permanentes reçues du personnel administratif : Claire (L2EP), Celly (GRUCAD), Virginie (L2EP), Olivier (L2EP), Véronique (EDF), Sylvie (EDF) et Mme. Baratto (L2EP). Je serai toujours reconnaissant à Emmanuelle qui a nous aidé à trouver un appartement lorsque nous sommes arrivés en France.

Je tiens à remercier l'ensemble du L2EP et du GRUCAD.

Enfin, une pensée émue pour tous les étudiants avec qui j'ai partagé une salle, un café, ou un repas et à qui j'ai posé de nombreuses questions pendant ces trois années, en particulier : Francisc, Mircea, Zuqi, Radu, Zifu, Camille, Tony, Quang, Anne-Laure, Federica, Maria, Benoit, Ludovic, Clément et Ke. En spécial à Juliana, mon épouse, qui a toujours été à mon côté. Sans elle cette thèse n'aurait pas de sens.

A ma famille pour m'avoir toujours encouragé à apprendre.



# Résumé

Ce travail a pour objectif de développer des méthodes de détection, localisation et caractérisation de défauts sur une maquette de turboalternateur. Les défauts abordés ici sont le court-circuit entre les spires du rotor et les excentricités rotoriques. Les méthodes seront, par la suite, adaptées à l'étude des machines de 900 et 1300 MW du parc nucléaire d'EDF.

Pour cela, la maquette d'essais a été modélisée par deux approches, analytique et numérique par éléments finis. Des méthodes pour détecter et localiser les défauts rotoriques ont ensuite été développées. Les résultats de simulations utilisant les deux approches et des essais expérimentaux ont été analysés et comparés. Ils ont montré une bonne concordance et démontré une bonne aptitude de la méthode proposée à la détection et localisation des défauts. Différents cas de défauts, associés à plusieurs points de fonctionnement de la machine, ont été étudiés et ont montré la bonne fiabilité des méthodes de détection développées.

**Mots-clés :** Calcul analytique, court-circuit entre spires, diagnostic de défaut, excentricité, méthode des éléments finis, mesure de flux magnétique, mesures expérimentales, turboalternateur.



# Resumo

Este trabalho tem como objetivo desenvolver métodos de detecção, localização e caracterização de defeitos em um turboalternador em escala reduzida. Os defeitos estudados neste trabalho são o curto-circuito entre espiras do rotor e as excentricidades rotóricas. Os métodos serão, em seguida, adaptados aos estudos das máquinas de 900 e 1300 MW do parque nuclear da empresa EDF (Electricité de France).

Para isto, a máquina em escala reduzida, foi simulada com o auxílio de dois modelos, um analítico e um numérico por elementos finitos. Os métodos para detectar e localizar os defeitos rotóricos foram, em seguida, desenvolvidos. Os resultados das simulações utilizando os dois modelos e os testes experimentais foram analisados e comparados entre si. Uma boa concordância foi verificada, o que confirma o bom funcionamento dos métodos propostos para a detecção dessas anomalias. Vários casos de defeitos, associados a diferentes modos de trabalho da máquina, foram estudados, comprovando a confiabilidade dos métodos de detecção desenvolvidos.

**Palavras-chave:** Cálculo analítico, curto-circuito entre espiras, diagnóstico de defeito, excentricidade, método dos elementos finitos, medição de fluxo magnético, medidas experimentais, turboalternador.



# Abstract

The aim of this work is to develop methods to detect, locate and recognise faults in a turbogenerator of reduced scale. In the framework of this study, only short-circuit defects in the rotor windings and rotor eccentricities were investigated. The developed methods would be adapted to the machines of EDF nuclear plant of 900 and 1300 MW.

First the studied machine was modelled using an analytical approach and a numerical model based on the finite element method. Then, the methods to detect and locate the rotor faults were developed. The results obtained from simulations using both approaches and experimental measurements were analysed and compared. They showed a good agreement and demonstrated a good capacity of the method proposed to detect and locate the faults. Several fault cases, at different operating points of the machine, were studied and they showed the good reliability of the method.

**Keywords:** Analytic calculation, interturn short-circuit, fault diagnosis, eccentricity, finite element method, magnetic flux measurement, experimental measures, turbogenerator.



# Table des Matières

<b>REMERCIEMENTS</b> .....	<b>I</b>
<b>RESUME</b> .....	<b>III</b>
<b>RESUMO</b> .....	<b>V</b>
<b>ABSTRACT</b> .....	<b>VII</b>
<b>TABLE DES MATIERES</b> .....	<b>IX</b>
<b>LISTE DES FIGURES</b> .....	<b>XIII</b>
<b>INTRODUCTION GENERALE</b> .....	<b>1</b>
<b>1. ETAT DE L'ART ET MAQUETTE EXPERIMENTALE</b> .....	<b>5</b>
1.1    LES DEFAUTS.....	6
1.1.1 <i>Excentricités</i> .....	7
1.1.2 <i>Court-circuit entre spires</i> .....	9
1.2    TECHNIQUE DE DETECTION DES DEFAUTS DANS LE ROTOR.....	10
1.2.1 <i>Méthodes hors ligne</i> .....	11
1.2.2 <i>Méthodes en ligne</i> .....	13
1.2.3 <i>Méthode avec capteur de flux dans l'entrefer</i> .....	16
1.3    MAQUETTE D'ETUDE.....	19
1.3.1 <i>Caractéristiques Electriques</i> .....	20
1.3.2 <i>Géométrie</i> .....	20
1.3.3 <i>Schéma de Bobinage</i> .....	22
1.3.4 <i>Court-circuit</i> .....	24
1.3.5 <i>Excentricité</i> .....	25
1.3.6 <i>Instrumentation en température</i> .....	27
1.3.7 <i>Instrumentation de flux dans l'entrefer de la maquette</i> .....	28
1.3.8 <i>Bagues Collectrices</i> .....	31
1.3.9 <i>Système d'acquisition</i> .....	32
1.4    CONCLUSION.....	33
<b>2. MODELE</b> .....	<b>35</b>
2.1    METHODE DES ELEMENTS FINIS.....	36
2.1.1 <i>Equations de Maxwell</i> .....	36
2.1.2 <i>Lois de comportement</i> .....	37
2.1.3 <i>Conditions aux limites</i> .....	37
2.1.4 <i>Les formulations de la magnétostatique</i> .....	38
2.1.5 <i>La formulation magnétodynamique</i> .....	39
2.1.6 <i>La méthode des éléments finis</i> .....	41
2.2    MODELE ANALYTIQUE.....	47
2.2.1 <i>Induction dans l'entrefer d'une machine saine</i> .....	48
2.2.2 <i>Induction d'entrefer dans les cas de défauts</i> .....	51
2.2.3 <i>Signal de tension induite au capteur de flux</i> .....	53
2.3    CONCLUSION.....	55

<b>3.</b>	<b>SIMULATION DE LA MAQUETTE .....</b>	<b>57</b>
3.1	LE MAILLAGE DE LA MAQUETTE .....	57
3.2	CARACTERISTIQUE DES MATERIAUX.....	60
3.3	LES TROUS DE VENTILATION .....	61
3.4	LES EVENTS ET LE COEFFICIENT DE FOISONNEMENT .....	62
3.5	LES AMORTISSEURS – MAGNETODYNAMIQUE.....	65
3.6	ETUDE DE LA TAILLE DE L’ENTREFER .....	73
3.7	CALAGE DE LA MAQUETTE.....	74
3.8	SIMULATION AVEC EFCAD – CODE 2D DU GRUCAD (BRESIL).....	75
3.9	SIMULATION DE LA CHARGE .....	77
3.10	SIMULATION DES CAPTEURS DE FLUX (BOBINES RADIALES).....	81
3.11	CONCLUSION .....	85
<b>4.</b>	<b>EXCENTRICITES.....</b>	<b>87</b>
4.1	APPROCHE DE DETECTION DES EXCENTRICITES.....	88
4.1.1	<i>Méthode générale</i> .....	88
4.1.2	<i>Application à la machine d’étude</i> .....	89
4.2	ETUDE DES EXCENTRICITES PAR L’APPROCHE ANALYTIQUE.....	90
4.2.1	<i>Traitements des données pour l’approche analytique</i> .....	90
4.2.2	<i>Détection des différentes excentricités</i> .....	92
4.2.3	<i>Influence de la direction de l’excentricité statique</i> .....	94
4.2.4	<i>Influence de l’intensité des excentricités</i> .....	96
4.3	ETUDE DES EXCENTRICITES PAR L’APPROCHE NUMERIQUE.....	97
4.3.1	<i>Méthode pour tenir compte des excentricités</i> .....	98
4.3.2	<i>Mise en œuvre des capteurs dans le modèle numérique</i> .....	99
4.3.3	<i>Etude en fonctionnement à vide</i> .....	100
4.3.4	<i>Etude en fonctionnement en charge</i> .....	109
4.4	ETUDE EXPERIMENTALE DES EXCENTRICITES.....	112
4.4.1	<i>Etude en fonctionnement à vide</i> .....	112
4.4.2	<i>Etude en fonctionnement en charge</i> .....	115
4.5	METHODE DE DETECTION D’EXCENTRICITE STATIQUE.....	117
4.6	SIMULATION D’EXCENTRICITE EN 3 DIMENSIONS .....	119
4.7	CONCLUSION .....	121
<b>5.</b>	<b>DEFAUTS DE COURT-CIRCUIT .....</b>	<b>123</b>
5.1	APPROCHE DE DETECTION DES COURTS-CIRCUITS.....	124
5.1.1	<i>Méthode générale</i> .....	124
5.1.2	<i>Application à la machine d’étude</i> .....	125
5.2	ETUDE DES COURTS-CIRCUITS PAR L’APPROCHE ANALYTIQUE.....	126
5.3	ETUDE DES COURTS-CIRCUITS PAR L’APPROCHE NUMERIQUE.....	128
5.3.1	<i>Vérification de l’hypothèse de court-circuit</i> .....	128
5.3.2	<i>Etude à vide</i> .....	130
5.4	ETUDE DES COURTS-CIRCUITS PAR L’EXPERIMENTATION .....	131
5.4.1	<i>Etude à vide</i> .....	131
5.5	TRAITEMENT DES DONNEES.....	133
5.6	ETUDE DE L’INFLUENCE DE LOCALISATION DU COURT-CIRCUIT ET DE LA CHARGE SUR LA DETECTION DES DEFAUTS	138

5.6.1	<i>Influence de la localisation du court-circuit</i> .....	139
5.6.2	<i>Influence de la charge de la machine sur la détection du court-circuit</i> .....	142
5.7	METHODE DE DETECTION SUPPLEMENTAIRE .....	145
5.8	COURT-CIRCUIT ET EXCENTRICITE .....	147
5.8.1	<i>Cas étudiés par éléments finis</i> .....	147
5.8.2	<i>Résultat avec les mesures expérimentales</i> .....	150
5.9	CONCLUSION .....	152
<b>CONCLUSION GENERALE</b> .....		<b>155</b>
<b>ANNEXES</b> .....		<b>159</b>
ANNEXE 1 – DESCRIPTION DU BANC D’ESSAI DE L’ALTERNATEUR [62] .....		159
1	<i>Principales fonctions du banc d'essai</i> .....	159
2	<i>Structure du banc d'essai</i> .....	159
3	<i>Armoire de puissance et de commande</i> .....	160
ANNEXE 2 – GEOMETRIE DES TOLES [60] .....		165
1	<i>Géométrie de découpage de la tôle du stator</i> .....	165
2	<i>Géométrie de découpage de la tôle du rotor</i> .....	166
<b>REFERENCES</b> .....		<b>167</b>



# Liste des Figures

Figure 1.1 - Les excentricités, avec le centre du stator en rouge .....	8
Figure 1.2 - Court-circuit entre spires dû à un suréchauffement de l'isolant [36] .....	9
Figure 1.3 - Court-circuit entre spires [36][13] .....	10
Figure 1.4 – Analyse de la tension de phase à vide [43] .....	12
Figure 1.5 - Mesure du courant dans les enroulements connectés en parallèle [2] .....	12
Figure 1.6 – Turboalternateur d'essai avec les capteurs de flux [9] .....	13
Figure 1.7 - RSO technique [65] .....	14
Figure 1.8 – Décomposition du signal en transformée d'ondelettes [78] .....	15
Figure 1.9 - Utilisation de capteurs capacitifs [68] .....	16
Figure 1.10 – Flux de la couronne du stator [47] .....	16
Figure 1.11 - Capteurs de flux dans l'entrefer par Albright [15] .....	17
Figure 1.12 - Capteurs de flux dans l'entrefer séparés un de l'autre de 180° spatialement [61] .....	17
Figure 1.13 - Influence de la charge dans l'analyse [14] .....	18
Figure 1.14 – Vue d'ensemble de la maquette .....	20
Figure 1.15 - Demi-coupe de la machine .....	21
Figure 1.16 – Extrémité du stator de la maquette .....	22
Figure 1.17 – Rotor de la maquette .....	22
Figure 1.18 – Schéma de bobinage d'une phase statorique .....	23
Figure 1.19 - Schéma de bobinage du rotor .....	23
Figure 1.20 - Coupe droite des encoches d'un pôle du rotor .....	24
Figure 1.21 – Court-circuit de six spires en vert .....	24
Figure 1.22 – Court-circuit en vert .....	25
Figure 1.23 – Dessin du dispositif pour mettre en œuvre les excentricités statiques .....	26
Figure 1.24 – Codes des excentricités .....	26
Figure 1.25 – Déplacements du centre du rotor en fonction des codes des excentricités .....	27
Figure 1.26 – Localisation des sondes de température dans le rotor .....	28
Figure 1.27 – Différents types de bobines de flux .....	28
Figure 1.28 – Capteur en circuit imprimé .....	29

Figure 1.29 – Vue en perspective de la localisation des capteurs dans l’entrefer de la machine (vue côté bagues collectrices) .....	30
Figure 1.30 – Agrandissement de l’emplacement de quelques capteurs.....	30
Figure 1.31 – Schéma de raccordement des bagues collectrices.....	31
Figure 1.32 – Maquette avec les détails des bagues collectrices.....	31
Figure 1.33 – Face-avant de l’acquisition .....	33
Figure 2.1 – Exemples de types d’éléments [31] .....	42
Figure 2.2 – Triangle du premier ordre avec des inconnues nodales.....	43
Figure 2.3 – Machine à réluctance variable à double denture [63] .....	49
Figure 2.4 – Courbes obtenues à travers de calculs analytiques. ....	51
Figure 2.5 – Induction radiale dans le cas de la maquette saine .....	51
Figure 2.6 –Calculs analytiques de la densité de perméance dans le cas d’excentricité.....	52
Figure 2.7 – Force magnétomotrice analytique dans les cas d’un court-circuit.....	53
Figure 2.8 – Flux magnétique analytique d’une bobine radiale courte .....	54
Figure 2.9 – Tension induite analytique dans une bobine radiale courte .....	55
Figure 3.1 - Maillages .....	58
Figure 3.2 – Comparaison de l’énergie des simulations .....	59
Figure 3.3 – Obtention de la courbe B(H).....	61
Figure 3.4 – Tôles du stator et du rotor .....	61
Figure 3.5 – Comparaison des caractéristiques à vide avec et sans les trous de ventilation....	62
Figure 3.6 – Coupe longitudinal des tôles.....	62
Figure 3.7 – Maillage d’un quart de la machine avec un événement (en jaune) .....	63
Figure 3.8 – Coupe longitudinal des maillages .....	63
Figure 3.9 – Comparaison des caractéristiques de la machine avec e sans événement .....	64
Figure 3.10 – Maillage de la machine avec les amortisseurs en bleu .....	66
Figure 3.11 – Courants induits dans les amortisseurs de la machine au premier pas de calcul	67
Figure 3.12 – Evolution de l’énergie magnétique totale de la simulation en magnétodynamique .....	67
Figure 3.13 – Comparaison entre l’énergie en régime permanent pour une simulation normale et une simulation utilisant un pas de calcul initial élevé .....	68
Figure 3.14 – Courant induit dans les amortisseurs de la machine en régime permanent à vide .....	68
Figure 3.15 – fems triphasées pour la machine à vide avec un courant d’excitation de 10 A.	69

Figure 3.16 – Maillage avec les anneaux qui referment les barres amortisseur (en bleu foncée), en gris le fer du stator et du rotor .....	70
Figure 3.17 – Le maillage des barres amortisseur en bleu clair avec les anneaux qui les referment en bleu foncé.....	71
Figure 3.18 – Courants induits dans les amortisseurs de la machine en régime permanent à vide .....	71
Figure 3.19 – Courants induits dans les amortisseurs + les anneaux de la machine en régime permanent à vide .....	72
Figure 3.20 – Comparaison de la fem d’une phase pour la machine à vide avec un courant d’excitation de 10 A .....	72
Figure 3.21 – Comparaison des résultats pour différentes tailles d’entrefer.....	73
Figure 3.22 – Maillage de la maquette .....	74
Figure 3.23 – Comparaison des tensions composées en fonction du temps en $\Omega$ , A et A- $\varphi$ et mesure .....	75
Figure 3.24 - Comparaison des caractéristiques de la machine issues de la simulation et des mesures.....	75
Figure 3.25 – Maillage en 2 dimensions .....	76
Figure 3.26 – Cartes des réponses de la simulation avec EFCAD .....	76
Figure 3.27 – Courbes avec <i>code_Carmel</i> et avec l’EFCAD .....	77
Figure 3.28 – Circuit équivalent par phase d’un générateur synchrone.....	78
Figure 3.29 – Diagramme de Potier .....	78
Figure 3.30 – Tension simple à vide en magnétostatique .....	79
Figure 3.31 – Calcul de $X_s$ .....	80
Figure 3.32 – Organigramme du calcul de l’angle de charge et du courant d’excitation .....	80
Figure 3.33- Comparaison entre la tension et le courant d’une phase simulés et mesurés pour une charge inductive de 20 kVA.....	81
Figure 3.34 – Zoom de l’entrefer du maillage.....	82
Figure 3.35 – Position des nœuds de la spire exploratrice (vue de côté) .....	82
Figure 3.36 – Simulation des capteurs de flux .....	83
Figure 3.37 – Comparaison entre les signaux des capteurs simulés et mesurés .....	84
Figure 4.1 – Méthode de détection des excentricités dans le cas de la machine d’étude.....	89
Figure 4.2 – Schème de la variation de la direction de l’excentricité statique.....	90
Figure 4.3 - Les tensions induites et les inductions radiales dans les bobines.....	91

Figure 4.4 - Les résultants des sommes ou soustractions des inductions des bobines et leurs transformé de Fourier .....	92
Figure 4.5 – Signaux résultants de l’addition des inductions radiales dans l’entrefer et les FFT correspondantes pour différents cas avec la machine à vide pour le calcul analytique .....	93
Figure 4.6 – Comparaison des résultats en fonction de la direction des excentricités statiques pour le calcul analytique .....	95
Figure 4.7 – Comparaison des résultats en fonction de l'intensité des excentricités pour le calcul analytique.....	96
Figure 4.8 – Simulation des excentricités, centre géométrique en vert.....	99
Figure 4.9 – Position des capteurs dans le maillage.....	100
Figure 4.10 – Carte de champ pour la simulation de la machine saine .....	101
Figure 4.11 – Carte de champ pour la simulation de la machine avec une excentricité statique de 0,3 mm.....	101
Figure 4.12 – Carte de champ pour la simulation de la machine avec une excentricité dynamique de 0,3 mm .....	102
Figure 4.13 – Carte de champ pour la simulation de la machine avec une excentricité combinée (statique de 0,3 mm et dynamique de 0,3 mm).....	102
Figure 4.14 – Signaux résultants de l’addition des inductions radiales dans l’entrefer et les FFT correspondantes pour différents cas avec la machine à vide, calculs en magnétostatique $\mathbf{A}$ .....	104
Figure 4.15 – Signaux résultants de l’addition des inductions radiales dans l’entrefer et les FFT correspondantes pour différents cas avec la machine à vide, magnétodynamique $\mathbf{A}-\varphi$ . 105	
Figure 4.16 – Comparaison des résultats en fonction de la direction des excentricités statiques pour la simulation en formulation magnétostatique $\mathbf{A}$ .....	106
Figure 4.17 – Comparaison des résultats en fonction de la direction des excentricités statiques pour la simulation en formulation magnétodynamique $\mathbf{A}-\varphi$ .....	107
Figure 4.18 – Comparaison des résultats en fonction de l'intensité des excentricités.....	109
Figure 4.19 – Influence de différents points de fonctionnement de la machine sur les harmoniques pour les cas de la machine avec excentricité statique de 0,3 mm et la machine avec excentricité dynamique de 0,3 mm .....	111
Figure 4.20 - Les résultants expérimentaux des sommes ou soustractions des inductions des bobines et leurs transformé de Fourier pour la machine saine .....	113

Figure 4.21 – Evolution de la raie à 50 Hz en fonction de l'excentricité statique expérimentale (Pour les codes de la position du rotor voir Figure 1.24).....	114
Figure 4.22 – Evolution des raies de 25 e 75 Hz en fonction de l'excentricité statique expérimental (Pour les codes de la position du rotor voir Figure 1.24).....	114
Figure 4.23 – Influence de différents cas de fonctionnement de la machine sur les harmoniques pour les cas de la machine saine et excentricité statique « +3 +3 ». ....	116
Figure 4.24 – Représentation de $d$ et $\alpha$ par rapport aux positions des capteurs de flux.....	118
Figure 4.25 – Evolution des tensions efficaces mesurés dans les trois capteurs en fonction de l'excentricité statique expérimental (Pour les codes de la position du rotor voir Figure 1.24).....	119
Figure 4.26 – Evolution des tensions efficaces simulées dans les trois capteurs en fonction de l'excentricité statique expérimental (Pour les codes de la position du rotor voir Figure 1.24).....	119
Figure 4.27 – Méthode de modélisation des excentricités de trois dimensions. ....	120
Figure 4.28 – Signaux résultants de l'adition des inductions radiaux dans l'entrefer et leurs transformés de Fourier correspondants. ....	121
Figure 5.1 – Méthode de détection de court-circuit .....	125
Figure 5.2 - $v$ et $v'$ , simulation analytique d'un court-circuit du type A1 (6 Spires).....	126
Figure 5.3 - $w = v - v'$ , simulation analytique d'un court-circuit du type A1 (6 Spires).....	127
Figure 5.4 - $w = v - v'$ , simulation analytique d'un court-circuit du type A3 (6 Spires).....	127
Figure 5.5 – Maillage de la machine pour l'étude de la prise en compte du court-circuit, en détail le court-circuit simulé de 24 spires sur 54 de l'encoche .....	128
Figure 5.6 – Comparaison de la tension induite dans une capteur d'induction dans l'entrefer pour différents cas de simulation de court-circuit.....	129
Figure 5.7 - $v$ et $v'$ , simulation numérique d'un court-circuit du type A1 (6 Spires) .....	130
Figure 5.8 - $w = v - v'$ , simulation numérique d'un court-circuit du type A1 (6 Spires) .....	130
Figure 5.9 - $w = v - v'$ , simulation numérique d'un court-circuit du type A3 (6 Spires) .....	131
Figure 5.10 - $v$ et $v'$ , signaux mesurés d'un court-circuit du type A1 (6 Spires).....	132
Figure 5.11 – Zoom de $v$ et $v'$ , signaux mesurés d'un court-circuit du type A1 (6 Spires)...	132
Figure 5.12 - $w = v - v'$ , signal mesuré d'un court-circuit du type A1 (6 Spires) .....	133
Figure 5.13 - $w = v - v'$ , signal mesuré d'un court-circuit du type A3 (6 Spires) .....	133
Figure 5.14 – Résultats pour les simulations et mesure dans le cas d'un court-circuit B4 (24 Spires) avec la machine à vide.....	134

Figure 5.15 – $w = v - v'$ , détail des résultats des simulations et mesure, avec la façon de localiser les courts-circuits, dans le cas d'un court-circuit B4 (24 Spires) .....	135
Figure 5.16 – Résultats traités pour les simulations et la mesure dans le cas d'un court-circuit B4 (24 Spires) avec la machine à vide .....	136
Figure 5.17 – $w = v - v'$ traités, détail des résultants des simulations et mesure, avec la façon de localiser les courts-circuits, dans le cas d'un court-circuit B4 (24 Spires).....	137
Figure 5.18 – $w = v - v'$ traités, détail des signaux résultants des simulations et mesure, avec la façon de localiser les courts-circuits, dans le cas d'un court-circuit A1 (6 Spires).....	137
Figure 5.19 – $w = v - v'$ traités, détail des signaux résultants des simulations et mesure, avec la façon de localiser les courts-circuits, dans le cas d'un court-circuit A3 (6 Spires).....	138
Figure 5.20 – $w = v - v'$ traités, résultant de la simulation par éléments finis et mesure expérimentale pour le cas de la machine saine .....	140
Figure 5.21 – $w = v - v'$ traités, résultant de la simulation par éléments finis et mesure expérimentale pour le cas d'un court-circuit de 6 spires de type A1 .....	140
Figure 5.22 – $w = v - v'$ traités, résultant de la simulation par éléments finis et mesure expérimentale pour le cas d'un court-circuit de 6 spires de type A2 .....	140
Figure 5.23 – $w = v - v'$ traités, résultant de la simulation par éléments finis et mesure expérimentale pour le cas d'un court-circuit de 6 spires de type A3 .....	141
Figure 5.24 – $w = v - v'$ traités, résultant de la simulation par éléments finis et mesure expérimentale pour le cas d'un court-circuit de 6 spires de type A4 .....	141
Figure 5.25 – $w = v - v'$ traités, résultant de la simulation par éléments finis et mesure expérimentale pour le cas d'un court-circuit de 12 spires de type B2 .....	141
Figure 5.26 – $w = v - v'$ traités, résultant de la simulation par éléments finis et mesure expérimentale pour le cas d'un court-circuit de 24 spires de type B4 .....	142
Figure 5.27 – $w = v - v'$ traités, résultant du calcul analytique, de la simulation par éléments finis et mesure expérimentale pour le cas d'un court-circuit de 12 spires de type B2 avec la machine à vide et courant d'excitation de 10A .....	143
Figure 5.28 – $w = v - v'$ traités, résultant de la simulation par éléments finis et mesure expérimentale pour le cas d'un court-circuit de 12 spires de type B2 avec la machine en charge inductive de 10kVA.....	143

Figure 5.29 – $w = v - v'$ traités, résultant de la simulation par éléments finis et mesure expérimentale pour le cas d'un court-circuit de 12 spires de type B2 avec la machine en charge purement résistive de 12,5kVA .....	144
Figure 5.30 – $w = v - v'$ traités, résultant de la simulation par éléments finis et mesure expérimentale pour le cas d'un court-circuit de 12 spires de type B2 avec la machine en charge purement résistive de 25kVA .....	144
Figure 5.31 – Organigramme de la méthode complémentaire de la détection de court-circuit .....	146
Figure 5.32 – Vérification de l'influence des courts-circuits sur la méthode de détection des excentricités, résultat simulé avec éléments finis.....	148
Figure 5.33 – Vérification de l'influence des courts-circuits sur la méthode de détection de l'excentricité statique, résultat simulé par éléments finis .....	149
Figure 5.34 – Vérification de l'influence des excentricités sur la méthode de détection et localisation de court-circuit, $w = v - v'$ traités, simulation éléments finis pour le cas d'un court-circuit de 12 spires de type B2 avec la machine en charge purement résistive de 25kVA .....	149
Figure 5.35 – Vérification de l'influence des excentricités sur la méthode de détection et localisation de court-circuit, $w = v - v'$ traités, simulation éléments finis pour le cas d'un court-circuit de 24 spires de type B4 avec la machine en charge purement résistive de 25kVA .....	150
Figure 5.36 – Vérification de l'influence des courts-circuits sur la méthode de détection des excentricités, résultat expérimental .....	151
Figure 5.37 – Vérification de l'influence des courts-circuits sur la méthode de détection de l'excentricité statique, résultat expérimental.....	152
Figure 5.38 – Vérification de l'influence des excentricités sur la méthode de détection et localisation de court-circuit, $w = v - v'$ traités, mesure expérimentale pour le cas d'un court-circuit de 12 spires de type B4 avec la machine en charge purement résistive de 25kVA ....	152



# INTRODUCTION GENERALE

Les travaux faisant l'objet de cette thèse ont été réalisés dans le cadre d'un contrat CIFRE avec EDF R&D (Département THEMIS), et en cotutelle entre les laboratoires L2EP, de Lille en France, et GRUCAD, de Florianópolis au Brésil. Par ailleurs, cette étude constitue également l'opération 3 du projet MEDEE 2 et s'inscrit dans le LAMEL, laboratoire commun entre le L2EP et EDF R&D.

L'énergie électrique est vitale pour l'homme et aujourd'hui il est quasiment impossible d'imaginer la vie sans elle. En France, durant des années 70, le gouvernement a décidé d'investir massivement dans les usines nucléaires avec le but d'avoir une indépendance énergétique. En 2010, EDF (Electricité de France), le principal producteur d'énergie en France, assurait près de 85% de la production avec ce type d'énergie. Cela fait de la France le premier pays au monde en nombre de réacteurs nucléaires en exploitation par habitant avec 58 réacteurs [40]. Ce parc est composé de 34 réacteurs de 900 mégawatts, 20 réacteurs de 1300 mégawatts et 4 réacteurs de 1500 mégawatts.

Ces derniers ont été conçus pour une durée de vie d'environ 30 ans. La plupart de ces centrales ont été mises en fonctionnement dans les années 70 et 80 et donc arrivent à la fin de leur vie [53]. Toutefois, il est envisageable, et envisagé, d'augmenter leur durée de fonctionnement pour encore quelques décennies de manière fiable [41]. Ceci s'accompagne davantage de contrôles et de maintenance prédictive.

L'énergie atomique dégagée par les réactions nucléaires dans le réacteur est utilisée pour générer de la vapeur d'eau à haute pression. Cette vapeur fait tourner la turbine qui est reliée à un turboalternateur. C'est cette machine, siège de la transformation d'énergie mécanique en électricité, qui fait l'objet de notre étude.

En effet, après plusieurs années de fonctionnement, ces machines sont plus susceptibles de développer des défauts [25]. Dans le cas où ces défauts s'avèrent graves, ils peuvent entraîner la destruction partielle ou totale de la machine, et par conséquent provoquer un arrêt de la tranche nucléaire. Le travail de cette thèse s'inscrit dans ce contexte et il a comme but plus précisément d'étudier les défauts dans les rotors de turbo-alternateurs.

L'objectif du travail est de développer une méthode de détection, localisation et caractérisation de défauts sur une maquette de turbo-alternateur. Les types de défauts que nous allons étudier sont : les courts-circuits entre les spires rotoriques et l'excentricité du

rotor. Cette méthode sera, par la suite, adaptée à l'étude des machines de 900 et 1300 MW du parc nucléaire d'EDF.

Initialement, la plupart des machines synchrones du parc nucléaire d'EDF étaient dépourvues de capteur de flux dans l'entrefer. Dans le but de mieux suivre l'état diélectrique des enroulements rotoriques, EDF a spécifié puis installé des capteurs de flux dans l'entrefer. Ces derniers ont commencé à être mis en place à partir du début des années 2000, installés au fur et à mesure lors des arrêts décennaux des tranches nucléaires. Aujourd'hui, toutes les machines possèdent un capteur de flux composé dans la plupart des cas de deux bobines de flux, une pour le flux axial et la seconde pour le flux tangentiel.

Par contre, les méthodes de détection des défauts à travers des capteurs de flux sont loin d'être standardisées dans les machines d'EDF. En effet, pour certaines machines, la détection est faite en continu et automatisée par des outils dont les méthodes ne sont pas connues. Pour d'autres machines, les signaux des capteurs sont mesurés sporadiquement et font l'objet de traitements ultérieurs, au coup par coup, ou lors d'une suspicion de défaut.

Le sujet de ce travail est donc de développer une méthode qui puisse être standardisée avec une détection en ligne et en continu, et qui utilise ces capteurs de flux dans l'entrefer. Il est intéressant de noter que pour le développement des techniques de détection et localisation des défauts il a été priorisé des procédés de mise en oeuvre facile et de détection et localisation pratique. Comme nous comptons adapter cette étude aux machines ayant plusieurs années d'exploitation et qui sont mises en arrêt pour leur inspection générale une fois tous les 10 ans, nous ne pouvons pas nous baser exclusivement sur un signal de référence, image de l'état initial sain de la machine. Donc, nous avons choisi de mettre au point une méthode fiable de détection et localisation de défauts à l'aide d'un signal issu des mesures sans comparaison avec un signal de référence.

Pour les essais expérimentaux, nous avons utilisé une maquette d'un turbo-alternateur. Cette maquette avait été conçue à l'origine pour l'étude des phénomènes électromagnétiques dans les parties frontales du stator [62]. Pour cette étude, quelques modifications ont été effectuées sur la maquette. Elle a été adaptée pour permettre de réaliser expérimentalement les défauts étudiés et aussi, pour l'insertion des capteurs de flux dans son entrefer.

Ce mémoire est divisé en cinq chapitres :

Le premier chapitre présentera les défauts au rotor des turbo-alternateurs : les différents types, leurs formations et les conséquences qu'ils peuvent avoir sur le fonctionnement de la machine. Ensuite, seront présentées les méthodes existantes dans la

bibliographie pour détecter ce genre de défauts, en séparant les avantages et inconvénients de chaque méthode. Enfin, la maquette de turboalternateur qui a été utilisée pour les essais expérimentaux est décrite d'une manière détaillée.

Le deuxième chapitre portera sur les modèles utilisés. Nous présenterons d'abord, une synthèse sur les équations de Maxwell ainsi que la méthode des éléments finis. Ensuite le développement de la méthode analytique pour la machine à vide est exposé. Cette méthode s'appuie sur le calcul de perméance d'entrefer et sur la distribution de la force magnétomotrice.

Le troisième chapitre est consacré à la modélisation de la maquette d'essais, sans défaut, avec l'outil de calcul électromagnétique par éléments finis *code\_Carmel*. Dans un premier temps, le maillage qui présente un bon rapport taille / qualité de la solution sera choisi. Par la suite, la saturation des matériaux est prise en compte. Pour cela, une tôle du stator a été récupérée et caractérisée magnétiquement. L'influence des trous de ventilation, des événements et de la taille de l'entrefer sont étudiés. Les résultats sont également comparés à la simulation avec le logiciel d'éléments finis EFCAD, développé par le Grucad au Brésil. Enfin, les résultats de simulation sont comparés aux essais réalisés sur la maquette.

Le quatrième chapitre porte sur les études d'excentricités. Dans un premier temps, le modèle analytique de la machine à vide, simple et rapide, est utilisé pour étudier des excentricités statiques, dynamiques et combinées. Afin d'éviter d'introduire des erreurs numériques dues à des maillages différents, une méthode qui permet de simuler tous les cas d'excentricités en utilisant le même maillage est présentée. Le modèle numérique est ensuite utilisé pour étudier les excentricités à vide et en charge pour différents points de fonctionnement. La procédure de détection des excentricités explorée au travers des résultats analytiques et numériques. Les différents résultats de simulation sont enfin comparés aux mesures expérimentales dans le cas d'excentricités statiques.

Le dernier chapitre est dédié à l'étude des courts-circuits rotoriques. Une méthode de détection et localisation des courts-circuits est d'abord développée. Ensuite, les deux outils de modélisation sont encore une fois utilisés pour l'étude et la détection de ces défauts en utilisant la procédure proposée. Puis ces différents résultats sont comparés aux essais expérimentaux effectués sur la maquette d'étude. Une routine pour faciliter la détection en ligne est présentée. Enfin, les deux procédures de détection d'excentricité et de courts-circuits sont testées dans des cas où les deux défauts sont simultanés.



# 1. Etat de l'art et maquette expérimentale

---

Les machines synchrones équipant aujourd'hui les grosses centrales de production d'énergie électrique possèdent des rotors bobinés. De par les tolérances de fabrication, les régimes de fonctionnements, ou tout simplement leur vieillissement, différents défauts peuvent survenir. Quelques uns peuvent être tolérés et ne présentent pas d'effets notables sur leur fonctionnement mais d'autres peuvent s'avérer beaucoup plus préjudiciables et aboutir, à terme, à de sévères dysfonctionnements de la machine, voire à leur destruction. Dans un but de prévention, de maintenance prédictive et/ou curative et dans un souci d'allongement de la durée de vie du matériel existant, il est primordial de se doter de procédures permettant, d'une manière fiable, de détecter ces défauts à un stade précoce afin de pouvoir remédier au problème avec un minimum de contraintes et de coûts.

Dans ce chapitre, nous allons, dans un premier temps, introduire les différents défauts qui peuvent apparaître dans les machines synchrones à rotor bobiné. Etant plus particulièrement intéressés par les excentricités et les courts-circuits rotoriques, nous allons développer les causes et effets de ces deux défauts spécifiques.

La détection des défauts est un sujet de préoccupation majeur pour les exploitants de centrales électriques ainsi que les constructeurs de machines. Par conséquent, différents travaux ont été menés sur le sujet. Dans une seconde partie de ce chapitre, nous ferons une étude, non exhaustive, des différentes procédures de détection proposées dans des travaux de recherche. Nous apporterons une attention particulière à leurs avantages et inconvénients. Par ailleurs, nous nous focaliserons sur les méthodes mettant en œuvre des capteurs de flux d'entrefer étant donné que c'est la piste privilégiée par EDF pour équiper ses turbo-alternateurs.

Enfin, une maquette expérimentale, constituée d'une machine synchrone à rotor bobiné similaire à un turbo-alternateur à échelle réduite, sera mise en œuvre pour valider les différents développements théoriques et de simulation. Une adaptation y a été effectuée pour pouvoir simuler des défauts et accéder à différentes grandeurs. La dernière partie du chapitre s'attachera à une description détaillée de cette structure ainsi que des différents capteurs qui y ont été placés.

## 1.1 Les Défauts

Les composants des générateurs électriques des centrales nucléaires ont été typiquement spécifiés, conçus et fabriqués pour une durée de vie initiale de 30 ans. Plusieurs travaux montrent que la durée de vie des composants d'un générateur peut être bien supérieure aux 30 ans pour lesquels ils ont été conçus [25][41][53].

Aujourd'hui, il est envisageable d'étendre leur durée de fonctionnement à 40 ans, voire plus. Pour cela, il est impératif d'avoir un suivi précis des conditions de fonctionnement du générateur, afin de contrôler le vieillissement de la machine et prévoir l'apparition des défauts. Les défauts peuvent avoir lieu sur trois parties principales des machines synchrones, le stator, le rotor et le système d'excitation. Dans ce travail, nous allons nous concentrer sur les défauts au rotor.

Les arbres des turboalternateurs pour les centrales nucléaires sont normalement conçus en une seule pièce (monobloc) qui peut atteindre jusqu'à 240 tonnes et avoir 17,4 m de long et 2 m de diamètre. Dans les centrales françaises, ils disposent de 4 pôles d'excitation et tournent donc à 1500 tours par minute. Outre le bobinage inducteur, le rotor est également muni d'amortisseurs sous forme de barres court-circuitées aux extrémités. Pour des raisons évidentes de sécurité et fiabilité, les enroulements rotoriques sont alimentés au travers de dispositifs à diodes tournantes qui sont localisées en bout d'arbre. Cette méthode d'excitation comporte plusieurs avantages mais admet un inconvénient majeur qui réside dans l'inaccessibilité du courant d'excitation.

Par rapport aux générateurs hydroélectriques, les rotors des turboalternateurs tournent à des vitesses de rotation plus élevées, typiquement 1500 ou 3000 tours par minutes en France. Pour les alternateurs des centrales nucléaires, les cycles de fonctionnement- longues périodes sans arrêt- sont généralement d'un à deux ans à l'issue desquels les machines sont soumises à des inspections et/ou maintenances. Ces turboalternateurs fonctionnent majoritairement avec peu de variations de puissance active, mais ceci est moins vrai en fin de cycle, et pour certaines machines qui font plus de démarrages/arrêts. Elles suivent par ailleurs les contraintes du réseau en fournissant ou absorbant du réactif. En exploitation, la température au rotor peut atteindre des valeurs relativement élevées, 130° à 150°.

Pour toutes ces raisons, les rotors subissent de fortes forces centrifuges, des expansions thermiques et des dilatations différentielles. Ces phénomènes s'aggravent lors d'un mode de fonctionnement cyclique. Par conséquent, ces rotors doivent être robustes, d'autant plus qu'ils doivent occasionnellement supporter des transitoires de tension et courant,

mais aussi un certain nombre de démarrages et d'arrêts durant leur période de fonctionnement [35].

Ainsi, après plusieurs années de fonctionnement les défauts dans les rotors des turboalternateurs peuvent apparaître. Afin d'éviter la destruction possible de la machine, la détection de ces défauts est primordiale. D'autre part, il est important de pouvoir déterminer les emplacements des défauts et leur évolution afin de prévoir et limiter le temps, et donc le coût, de la maintenance des machines. A titre d'exemple, une réparation d'un court-circuit entre spires peut durer quatre semaines et coûter jusqu'à US\$ 400.000 [25]. Il est même possible, lorsque le défaut est détecté et son évolution connue, de faire fonctionner la machine défectueuse sans beaucoup de risques ni impact important sur ses performances.

Dans le rotor, plusieurs types de défauts existent tels que : des courts-circuits entre spires du rotor, des problèmes de fissure/corrosion de la frette, des problèmes mécaniques sur l'arbre, des excentricités du rotor, des défauts du bobinage à la masse, des problèmes de cales de fermeture d'encoche, etc. Parmi ceux cités, les défauts que nous allons étudier sont les courts-circuits entre les spires rotoriques et les excentricités du rotor qui vont être décrits dans les sections suivantes.

### 1.1.1 Excentricités

Dans le cas idéal des machines électriques, les surfaces interne du stator et externe du rotor sont de parfaits cylindres et leurs axes de révolution sont confondus. En réalité, de par les tolérances d'usinage, de fabrication et de montage, ces caractéristiques ne sont pratiquement jamais respectées. Il existe alors des défauts de déformation du stator et/ou du rotor et les axes de révolution peuvent être décentrés. Tant que ces imperfections sont minimales, cela ne prête pas à des conséquences importantes et la machine fonctionne 'normalement'. Mais ces défauts structurels peuvent atteindre des 'tailles' critiques qui génèrent alors de sérieuses contraintes sur la machine.

Les excentricités induisent alors des forces magnétiques indésirables d'où une augmentation des vibrations, des bruits acoustiques et des pertes additionnelles. Ces forces magnétiques sont appelées attraction magnétique déséquilibrée (*UMP – Unbalanced Magnetic Pull*) et sont toujours en direction de l'entrefer le plus étroit. Dans certains cas, le rotor peut même être en contact avec le stator, ce qui peut résulter en un dommage important de la machine [46][47].

En règle générale, on peut distinguer deux cas d'excentricités (Figure 1.1). L'excentricité statique correspond au cas où le rotor tourne autour de son propre axe dont le centre est décalé par rapport à celui du stator. Elle résulte soit d'une imperfection dans l'alésage du stator, soit d'un mauvais positionnement du rotor et/ou du stator à l'assemblage. Du point de vue d'une position statorique, la largeur (épaisseur) d'entrefer ne change pas durant la rotation. Dans ce cas, on a une attraction magnétique toujours dans la même direction, et constante, vers le stator. Normalement, cette force indésirable tend à causer une flexion au rotor et une déformation au stator. Comme dans la plupart des cas le stator est plus rigide que le rotor, les contraintes s'appliquent majoritairement sur ce dernier. De plus, dans le cas d'un turboalternateur, les machines sont souvent très longues et maintenues aux extrémités par des paliers, ce qui tend à déformer naturellement le milieu de l'arbre. A long terme, le défaut d'excentricité peut s'aggraver, car plus le rotor se déforme, plus l'entrefer diminue et donc plus la force d'attraction est grande. Cet effet tend à dégrader les paliers et donc à enchaîner une excentricité dynamique.

Dans le cas de l'excentricité dynamique, les centres du rotor et du stator sont confondus mais le rotor tourne d'une manière décalée par rapport à son propre centre. Cette excentricité peut être provoquée par les tolérances de fabrication, désalignement ...etc. L'épaisseur de l'entrefer varie alors pendant la rotation et la force d'attraction déséquilibrée tourne avec le rotor. Cette force est la cause de bruit acoustique et de vibrations de l'arbre.

Ces deux défauts se conjuguent souvent en même temps. Nous appellerons ce cas une excentricité combinée. Pour les cas où l'excentricité d'un bout de la machine est différente de l'excentricité de l'autre bout, une simulation en trois dimensions est impérative. Ces cas sont appelés ici excentricités en trois dimensions.

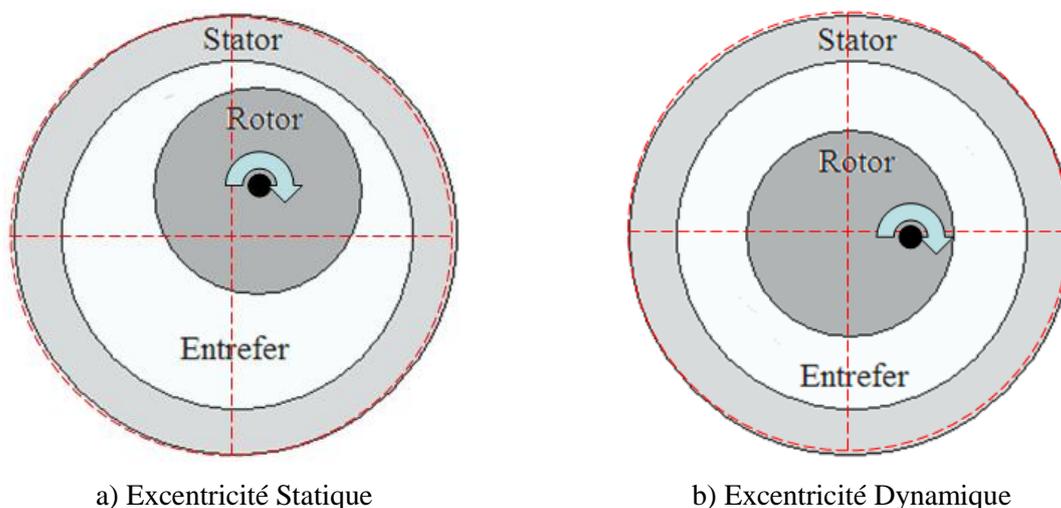


Figure 1.1 - Les excentricités, avec le centre du stator en rouge

### 1.1.2 Court-circuit entre spires

Parmi les défauts qui peuvent apparaître au rotor d'un turboalternateur, celui de courts-circuits entre spires du rotor est le plus commun. Des estimations montrent que plus de 50% des rotors des générateurs fonctionnent avec des courts-circuits entre spires [14][35]. Ces défauts surviennent quand deux ou plusieurs spires de cuivre se touchent. Cette anomalie peut être due à une dégradation des isolations du cuivre telle que l'usure, le déplacement des isolants ou une surchauffe de l'isolant (Figure 1.2). Egalement, une imperfection dans le cuivre peut occasionner un défaut dans la jonction entre deux conducteurs (Figure 1.3-a) ou une distorsion du cuivre (Figure 1.3-b). La présence de corps étrangers peut aussi blesser l'isolation des conducteurs et provoquer des courts-circuits.

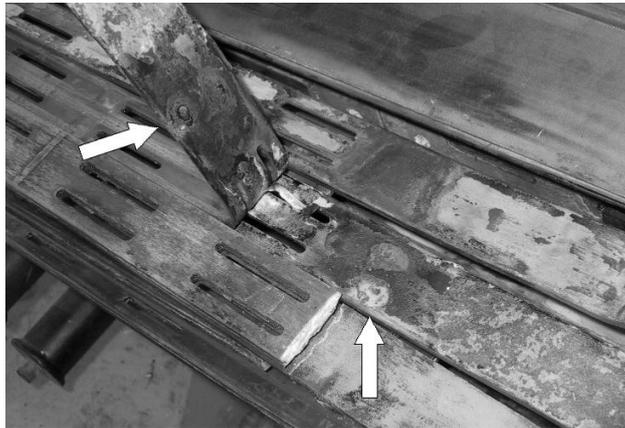
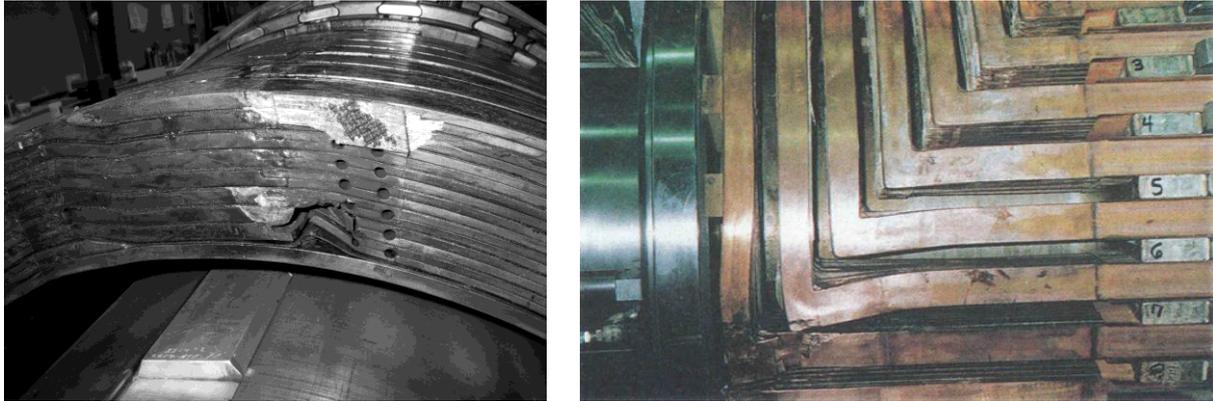


Figure 1.2 - Court-circuit entre spires dû à un suréchauffement de l'isolant [36]

En nombre très limité, ces courts-circuits n'ont pas d'incidences fâcheuses. Le générateur peut continuer à fonctionner sans qu'il y ait d'effets notables sur les performances. Toutefois, un court-circuit peut résulter, à terme, en une dégradation du rotor. En général, un court-circuit entre spires conduit à une vibration du rotor et à un échauffement des spires, y compris celles qui sont saines, puisqu'un courant d'excitation plus élevé est nécessaire pour compenser les pertes dans le défaut. L'échauffement mène à une dégradation de l'isolation des spires qui peut induire l'augmentation du défaut et même à une création de nouveaux courts-circuits, voire à une masse rotor.



a) Jonction entre deux conducteurs

b) Distorsion du cuivre

Figure 1.3 - Court-circuit entre spires [36][13]

En pratique, dans le cas d'un court-circuit, les deux facteurs qui limitent l'utilisation du générateur sont les niveaux de vibration du rotor et sa température [36]. Donc le générateur est mis en service et le courant d'excitation est ajusté jusqu'à ce qu'une de ses deux contraintes le limite. Cette restriction de fonctionnement impose donc une limitation de fourniture de puissance réactive, voire de puissance active.

Pour réparer un court-circuit entre spires du rotor, il est nécessaire de sortir le rotor, et de démonter les frettes. Ensuite, si le court-circuit est localisé dans les développantes il est plus facile de le repérer et de le réparer. Par contre, s'il est situé dans le fût du rotor, il faut enlever d'abord les cales d'encoche pour pouvoir localiser le défaut et le réparer. Dans le cas de dégâts importants, l'ensemble du bobinage rotorique doit être remplacé.

## 1.2 Technique de détection des défauts dans le rotor

La surveillance et le diagnostic des défauts de toutes natures dans les machines électriques est un sujet qui a largement été abordé par le passé. Cela a été motivé par la recherche d'une fiabilité de fonctionnement des machines qui sont sollicitées en continu pendant de longues périodes. Aussi, dans le cas d'une intervention due à un défaut, le temps d'intervention peut être largement diminué si l'on connaît le motif, la gravité et la localisation du défaut. D'ailleurs, les études des défaillances dans les machines peuvent mener à des pistes qui cibleront mieux les causes des défauts, d'où l'intérêt de changer le mode d'opération ou parfois même la conception des nouvelles machines.

Plusieurs travaux ont déjà été effectués plus spécifiquement sur la détection de défauts rotoriques. Cela a essentiellement concerné les machines synchrones et à induction. Vu le nombre important de travaux qui ont déjà été réalisés sur les machines synchrones, et vu que

la détection des défauts sur des machines à induction peut ne pas s'avérer efficace sur les machines synchrones, nous avons décidé de cibler surtout sur les méthodes de détection des défauts sur les machines synchrones à rotor bobiné.

Les travaux qui ont concerné la détection de défauts rotoriques de machines synchrones à rotor bobiné peuvent être scindés en trois grands groupes : méthodes hors ligne, méthodes en ligne et un troisième ensemble distinct que nous appellerons méthodes avec capteurs de flux dans l'entrefer.

Comme le spécifie leur dénomination, les méthodes hors ligne ne peuvent pas être effectuées dans l'état normal de fonctionnement de la machine, cela veut dire que la machine doit être à l'arrêt, ou plus souvent en fonctionnement à vide. Celles en ligne peuvent, quant à elles, être réalisées alors même que la machine est en fonctionnement normal (en charge). Enfin, nous avons délibérément séparé l'ensemble des méthodes avec capteurs de flux, même si elles font partie de l'un ou l'autre des groupes précédents, étant donné qu'une des procédures utilisées par EDF est basée sur la mesure du flux d'entrefer.

### 1.2.1 Méthodes hors ligne

En 1963, Hermann et al. [52] ont proposé une méthode simple qui consiste à mesurer l'impédance d'une spire du rotor en injectant un courant alternatif pour déterminer si la spire est en court-circuit. Pour cela, il faut avoir accès au bobinage rotorique, avec la machine en arrêt. La mesure de l'impédance est ensuite comparée à la valeur d'une spire saine. Dans le cas où l'impédance est moins élevée, la spire est considérée défectueuse. Ensuite, pour localiser le court-circuit, les auteurs ont suggéré de chercher le court-circuit à travers un dispositif magnétique qui mesure l'induction. Pour cela il faut sortir le rotor et imposer un courant alternatif aux enroulements rotoriques, ensuite, en rapprochant l'outil du rotor, il faut chercher où l'induction induite est la plus faible.

Kiani et al. [43] stipulent qu'il est possible de détecter l'occurrence d'un défaut rotorique et son type au travers de l'analyse de la tension simple de la machine à vide. Ils affirment en plus qu'une analyse harmonique permet de différencier entre un défaut d'excentricité ou/et un court-circuit entre spires.

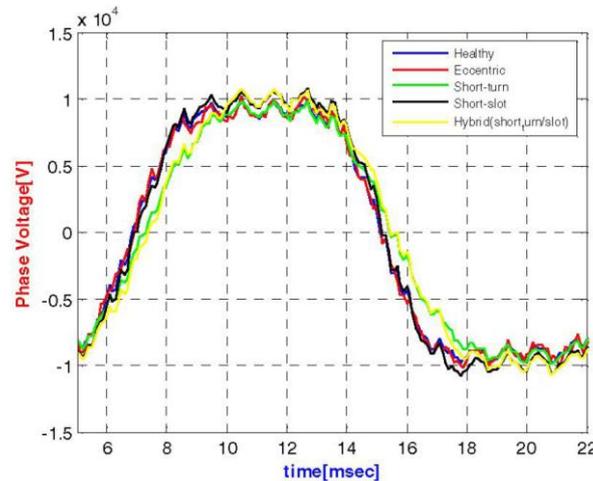


Figure 1.4 – Analyse de la tension de phase à vide [43]

Selon [2], l'apparition, en fonctionnement à vide, de courants entre les enroulements connectés en parallèle du stator (Figure 1.5) est synonyme de défauts. Les auteurs ont réalisé des simulations par éléments finis de machines, et des essais, avec des défauts au rotor comme ceux de court-circuit entre spires et d'excentricité. Ils ont montré que le contenu harmonique est modifié en fonction de la nature du défaut. Cependant, la machine doit avoir des enroulements connectés en parallèle et les défauts ne sont pas localisés.

Sur la base de la même méthode, des travaux ont été menés avec une modélisation analytique par des réseaux de ré reluctances [71]. L'analyse des courants a permis de conclure que les harmoniques paires augmentent lorsqu'un défaut est présent.

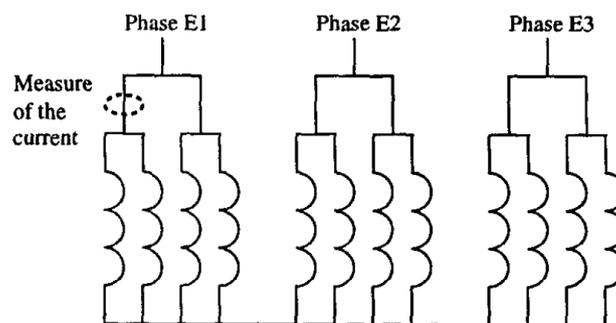


Figure 1.5 - Mesure du courant dans les enroulements connectés en parallèle [2]

Des travaux plus conséquents [9] ont été effectués sur la détection des défauts rotoriques au travers de l'analyse du champ magnétique de fuite d'un alternateur à vide. Plusieurs capteurs qui mesurent les inductions de fuite dans les trois directions ont été utilisés pour étudier les courts-circuits et les excentricités. Une approche par simulation a été développée et quelques résultats de calculs ont été comparés à des signaux d'une maquette expérimentale. La méthode est non intrusive et semble très intéressante. Cependant, les

signaux sont très faibles, de l'ordre de quelques micros tesla, et ils sont très vite confondus avec les bruits magnétiques.



Figure 1.6 – Turbogénérateur d'essai avec les capteurs de flux [9]

### 1.2.2 Méthodes en ligne

Parmi les méthodes dites en ligne, une des techniques suggérées pour détecter les courts-circuits est la technique RSO (Repetitive Surge Oscilloscope) [38]. Elle est basée sur l'injection de deux signaux simultanés et identiques sur les deux extrémités de l'enroulement d'excitation, Figure 1.7. Les signaux reflétés peuvent être donc mesurés et ensuite sommés. Normalement s'il n'y a pas d'anomalies, comme des courts-circuits, les signaux reflétés sont identiques et le signal résultant de la somme est un signal continu. Par contre, dans le cas d'un court-circuit, les signaux refléteront cette différence et leur somme n'est plus nulle. A l'aide de ces réponses, il est possible de détecter et de trouver les défauts à travers une « signature des défauts ».

D'autres auteurs [3][42][55] ont essayé la même méthode avec une différence qui consiste à utiliser des réseaux neuronaux pour traiter les signaux de sortie. Ils ont développé un outil pour la détection et la localisation en ligne du court-circuit. Les deux contraintes les plus importantes sont d'abord la nécessité d'un signal de la machine à l'état sain et, d'autre part, l'accès direct au bobinage d'excitation, qui, dans la plupart des cas des grandes machines, est inaccessible à cause du système incluant des diodes tournantes. Il est à noter qu'EDF utilise ce genre de détection (RSO) à l'arrêt.

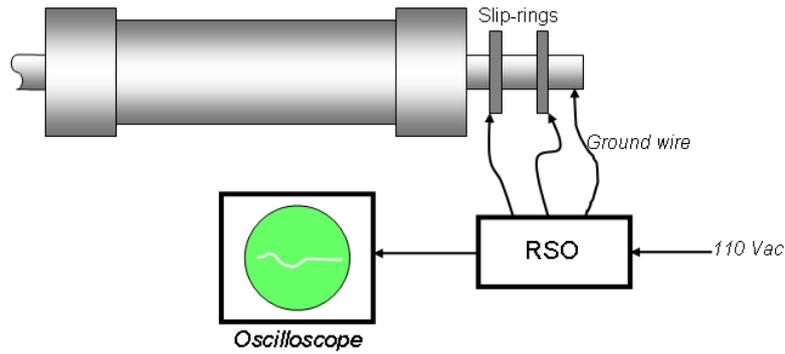


Figure 1.7 - RSO technique [65]

D'autres approches sont basées sur l'analyse des vibrations du rotor et du stator quand il y a un court-circuit entre les enroulements. Dans les travaux présentés en [70][73], un développement analytique est d'abord effectué pour trouver les gammes de fréquence des vibrations. Ensuite, des essais sur des machines, avec et sans défauts, ont été réalisés afin de déterminer les niveaux de vibrations du rotor et du stator à certaines fréquences. Cette méthode comporte quelques inconvénients : d'abord il n'est pas possible de connaître la localisation des défauts, ensuite un signal de référence d'une machine saine est nécessaire pour pouvoir comparer les résultats des vibrations, et enfin, les sources de vibrations peuvent être très nombreuses, donc la détection peut s'avérer trompeuse.

Il est également possible d'analyser le courant du stator pour détecter les courts-circuits dans les enroulements du rotor. Pour cela, des chercheurs ont effectué une étude sur les harmoniques des signaux du courant statorique à travers des simulations par éléments finis [20]. Ils montrent que les harmoniques sont plus élevées dans le cas de défaut que dans le cas d'une machine saine. Là encore, il est nécessaire d'avoir un signal de référence pour pouvoir effectuer la détection.

Dans [78], une autre procédure est proposée et consiste à analyser le courant du rotor au travers de la transformée en ondelettes. Elle permet de détecter des courts-circuits dans les enroulements du rotor à partir de la comparaison des changements de l'énergie de la décomposition du signal en ondelettes par rapport à un signal de référence. Cette méthode nécessite donc également un signal de référence.

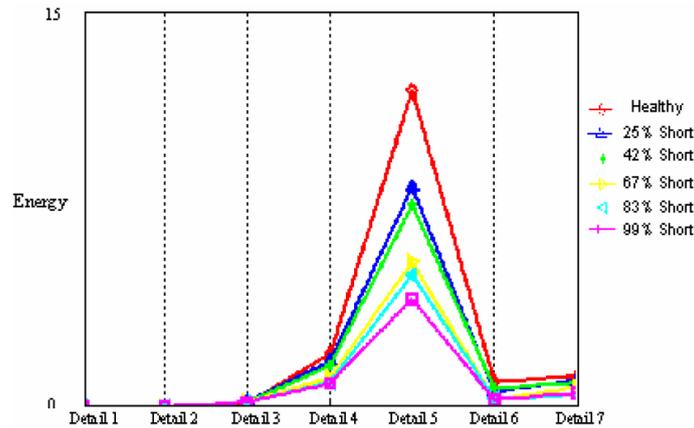


Figure 1.8 – Décomposition du signal en transformée d'ondelettes [78]

La tension entre les deux bouts d'arbre du rotor est aussi utilisée dans la référence [37] pour détecter des défauts de court-circuit et d'excentricités. Au travers de calculs de simulations par éléments finis et d'essais expérimentaux, les auteurs concluent qu'il y a des modifications, dues aux défauts, dans les contenus harmoniques. Ils montrent que les raies harmoniques induites dépendent de l'origine des défauts. Cependant, la localisation de ces derniers n'est pas étudiée et comme les résultats dépendent de la géométrie et du raccordement électrique de la machine, ils ne peuvent être utilisés directement sur différents types de générateurs.

Dans le cas de la détection d'éventuelles excentricités, il est possible d'utiliser des capteurs capacitifs [23], Figure 1.9. Ces capteurs, disposés dans l'entrefer de la machine, sont excités à haute fréquence et leurs courants, qui sont alors fonction de l'épaisseur de l'entrefer, sont mesurés. Après, avec les mesures de la taille de l'entrefer au moins en quatre positions différentes, nous en déduisons le déplacement du rotor. La technique semble très efficace pour la détection des deux types d'excentricités et pour calculer la rotondité (circularité) du rotor et du stator autant que leur centre. L'utilisation d'un plus grand nombre de capteurs permet évidemment d'augmenter la précision de la définition des formats du rotor et du stator mais cela s'accompagne d'une augmentation du prix de l'installation étant donné que ces capteurs sont onéreux.

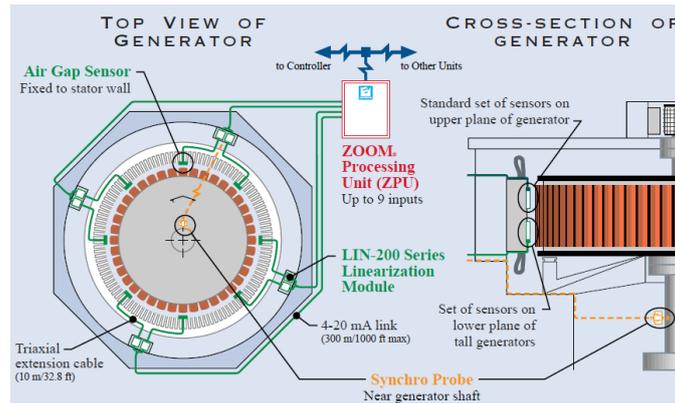


Figure 1.9 - Utilisation de capteurs capacitifs [68]

Une méthode analogue consiste à utiliser des capteurs de flux au lieu de capteurs capacitifs [29][46][47]. Ces derniers sont disposés entre deux trous de ventilation le long de l'entrefer et ils mesurent le flux de la couronne statorique, Figure 1.10. Il est alors possible de détecter et quantifier, en ligne, les excentricités dynamiques et statiques ainsi que les rotondités du rotor et du stator. Les courts-circuits partiels dans les enroulements du rotor peuvent également être détectables, mais ils ne peuvent pas être localisés.

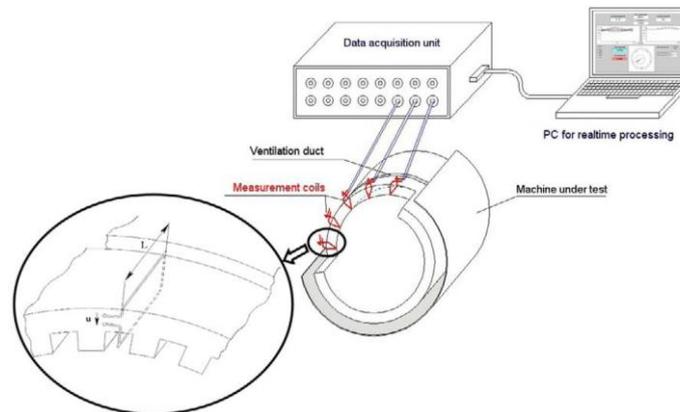


Figure 1.10 – Flux de la couronne du stator [47]

### 1.2.3 Méthode avec capteur de flux dans l'entrefer

En 1970, Albright [12] [15] a fait une analyse des courts-circuits avec un capteur de flux localisé dans l'entrefer de la machine. Le capteur est constitué de deux enroulements : un pour le flux axial et l'autre pour le flux radial (Figure 1.11-a). Il a montré que chaque conducteur des spires de l'excitation contribue à la formation du signal de tension induite dans les capteurs. Ce dernier est donc proportionnel au nombre de conducteurs avec courant, et la division du signal par le nombre des conducteurs indique la contribution de chaque conducteur. L'auteur profite alors de la symétrie des pôles du rotor pour comparer les signaux induits d'un pôle avec l'autre, Figure 1.11-b. Pour pouvoir mesurer une tension induite dans

les enroulements des capteurs, il est nécessaire d'exciter le rotor et le faire tourner. Albright a fait deux types d'essais : un avec les enroulements statoriques à vide et l'autre avec les enroulements statoriques en court-circuit.

A partir des signaux mesurés, il est possible de savoir si un enroulement admet un court-circuit au travers de l'amplitude du signal d'un pôle comparée à celle de l'autre. Par ailleurs, l'amplitude du signal est proportionnelle au nombre de conducteurs sans défauts. Donc, il est théoriquement possible de savoir combien de spires sont en court-circuit ainsi que leur localisation exacte. Les résultats sont plus clairs avec les spires du stator en courts-circuits.

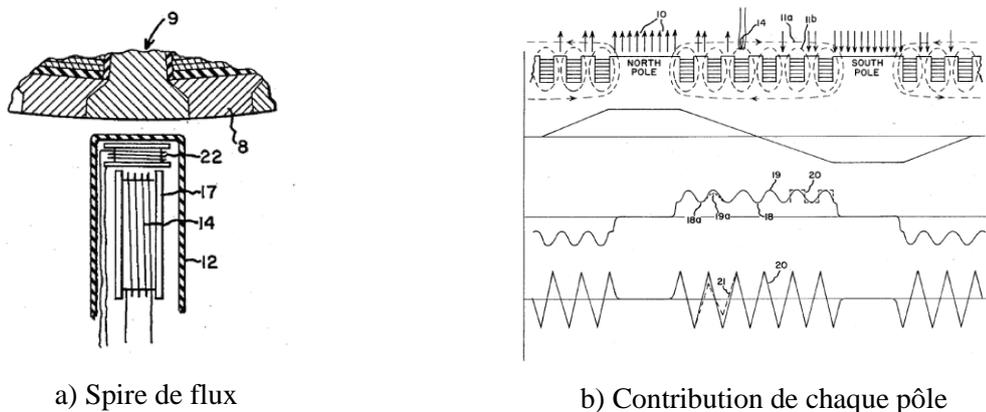


Figure 1.11 - Capteurs de flux dans l'entrefer par Albright [15]

D'autres approches, utilisant des capteurs de flux d'entrefer ont été proposées. Ainsi, dans [61], les auteurs utilisent deux capteurs de flux radial séparés l'un de l'autre de  $180^\circ$  électriques et connectés en série. Dans ce cas, les flux principaux de chaque capteur s'annuleront et subsistera uniquement le flux dû aux défauts, Figure 1.12. Après quelques tests, ils concluent qu'il est possible de détecter le court-circuit. Le problème majeur de cette technique réside dans le cas d'une excentricité ou d'une non circularité du rotor, la méthode peut indiquer de fausses détections de courts-circuits, car les signaux induits ne seront pas pareils, même dans le cas d'une machine sans court-circuit.

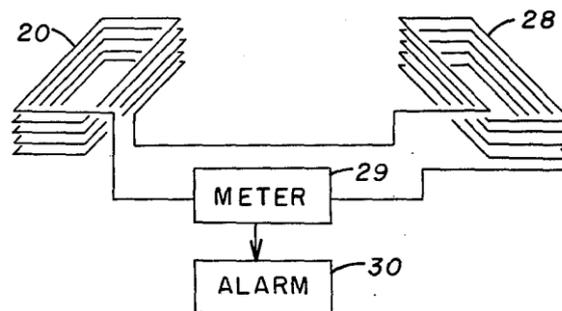


Figure 1.12 - Capteurs de flux dans l'entrefer séparés un de l'autre de  $180^\circ$  spatialement [61]

Une étude d'influence des excentricités statiques sur la détection a alors été menée [57] en utilisant toujours la même méthode des deux spires. Il en ressort qu'il est possible de détecter et localiser les courts-circuits rotoriques et même de savoir le nombre de spires en court-circuit mais à condition que la machine fonctionne à vide ou avec une petite charge.

Beaucoup d'autres travaux [13][14][28][30][39][44][58][79] ont montré que la méthode d'Albright permet de faire de la détection en ligne, donc en charge. Ils concluent que le facteur de charge du générateur a un effet non négligeable sur les niveaux des tensions induites dans les capteurs placés dans l'entrefer. Cela peut parfois masquer la détection. Comme solution, quelques études suggèrent de s'intéresser uniquement à la partie de la courbe du signal du capteur où la densité de flux est nulle. Donc il faut prendre la dérivée en fonction du temps de la tension mesurée, le flux, et se placer à l'instant où elle s'annule. C'est en ce point que la comparaison des signaux doit être effectuée car les signaux ne sont pas influencés par le facteur de charge du générateur. Dès lors, il faut uniquement comparer cette partie de la courbe d'un pôle à celle de l'autre pôle, Figure 1.13.

Quelques auteurs conçoivent des systèmes automatiques en ligne qui enregistrent plusieurs signaux, pour différents points de fonctionnements, afin de pouvoir analyser tous les enroulements d'excitation du rotor *a posteriori*. Sachant qu'un générateur fonctionne avec différentes charges tout au long de sa vie, par conséquent l'endroit de la courbe où le flux est nul va basculer sur toutes les encoches. Ainsi, après un certain temps de fonctionnement, tous les enroulements pourront être analysés.

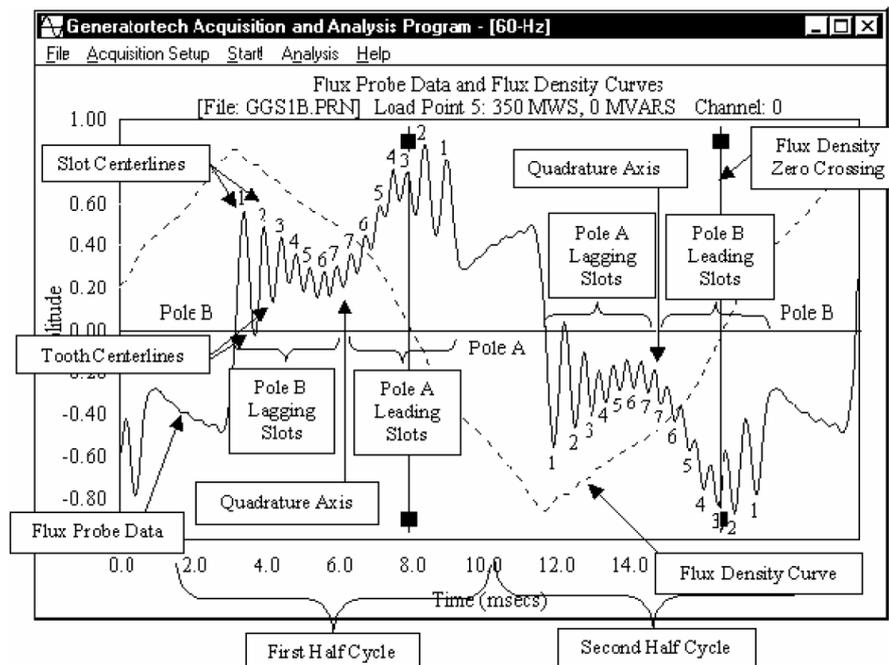


Figure 1.13 - Influence de la charge dans l'analyse [14]

### 1.3 Maquette d'étude

Comme il a été spécifié dans l'introduction, la problématique des travaux de cette thèse est de modéliser des défauts rotoriques (excentricités et courts-circuits rotoriques) afin de pouvoir aboutir à leur détection par le biais de mesure de l'induction magnétique en des points spécifiques de l'entrefer. Même si la modélisation numérique constitue aujourd'hui un outil 'fiable' d'étude de dispositifs électromagnétiques, les résultats de simulation obtenus doivent être confrontés et validés par des essais expérimentaux. Pour des raisons évidentes de sécurité, il est exclu de pouvoir effectuer ces essais sur des turbo-alternateurs de centrale.

Nous avons alors utilisé une maquette à échelle réduite d'un turbo-alternateur. Cette maquette avait été conçue à l'origine pour l'étude des phénomènes électromagnétiques dans les parties frontales du stator.

Quelques aspects de la maquette sont fournis en annexes. Ces données sont rapportées de la thèse de S. Richard [62], sans aucun changement. L'annexe 1 montre une vision générale du banc d'essais de l'alternateur. Par rapport aux données dans l'annexe, le banc d'essais est aujourd'hui localisé à Clamart et l'acquisition des données des capteurs qui étaient déjà mises en place a été modifiée.

La Figure 1.14 montre l'ensemble de la maquette. Au premier plan se trouve la maquette du turbo-alternateur. Elle est couplée à une machine à courant continu de 30kW destinée à son entraînement. Nous pouvons voir également l'ordinateur et, sous la table, les modules d'acquisition des données issues de la maquette. L'armoire électrique, en bleu clair, est l'armoire de puissance et de contrôle. Elle contient aussi le redresseur pour l'excitation de la machine.



Figure 1.14 – Vue d'ensemble de la maquette

### 1.3.1 Caractéristiques Electriques

La maquette est constituée d'une machine synchrone triphasée à quatre pôles et entrefer lisse dont les principales caractéristiques électriques sont:

- Puissance apparente nominale  $S_n = 26,7 \text{ kVA}$  ;
- Vitesse de rotation = 1500tr/min.
- Tension nominale entre phases  $U_n = 220\text{V}$  ;
- Courant nominal  $I_n = 70\text{A}$  ;
- Facteur de puissance  $\cos \varphi = 0,8$  inductif;
- Bobinage du stator à pas raccourci 5/6 ;
- Fréquence  $f = 50 \text{ Hz}$  ;
- Couplage étoile.

### 1.3.2 Géométrie

Les diamètres extérieurs du stator et du rotor sont respectivement de 552 mm et 307mm. Les géométries détaillées des tôles statoriques et rotoriques sont regroupées dans l'annexe 3. La maquette a été conçue pour avoir un entrefer de 1,5 mm mais son entrefer effectif est d'environ 1,67 mm. Elle possède 10 événements (au rotor et stator) de 5 mm chacun qui

intercalent 11 paquets de tôles en fer de 30 mm chacun. Par conséquent, sa longueur totale suivant l'axe z est de 380 mm.

Les bobinages statoriques sont placés dans 48 encoches ouvertes de 10 mm de largeur et 45 mm de profondeur et, sur la périphérie rotorique, sont disposées 36 encoches ouvertes dont :

- 32 encoches de 10 mm de largeur et de 3 profondeurs différentes : 18, 26, et 34 mm qui accueillent les bobinages d'excitation et du circuit amortisseur ;
- 4 encoches pour le circuit amortisseur de 10 mm de largeur 10 mm de profondeur (8 mm de cuivre et 2 mm de cale).

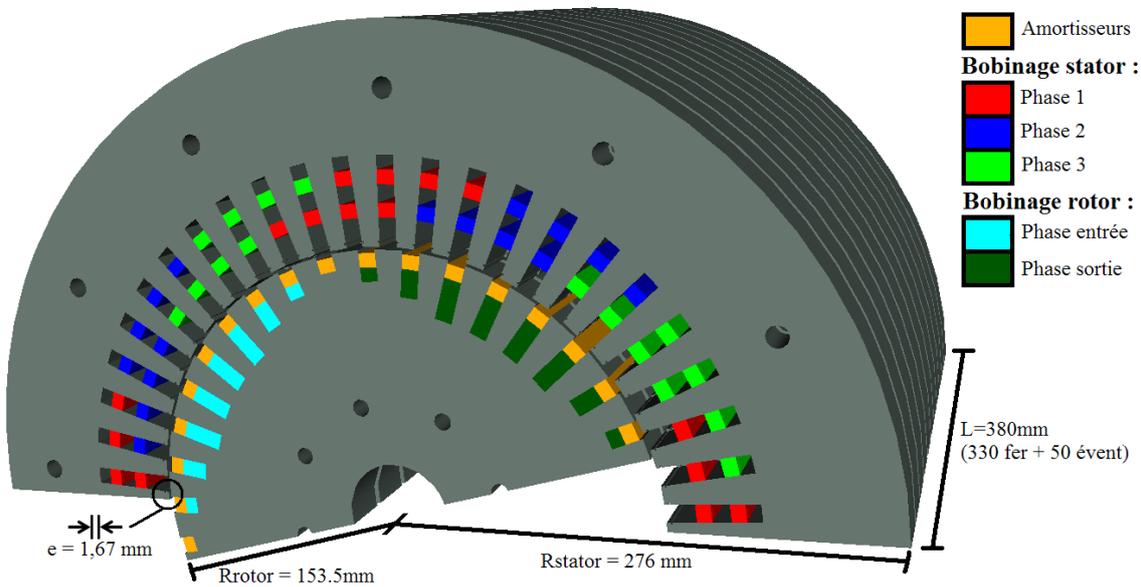


Figure 1.15 - Demi-coupe de la machine

La Figure 1.16 montre une photo prise de l'extrémité du stator où nous voyons la forme des têtes de bobines du stator, qui sont en panier de développantes. Enfin, l'alternateur possède un écran statorique en cuivre qui se distingue sur les dernières tôles du stator.

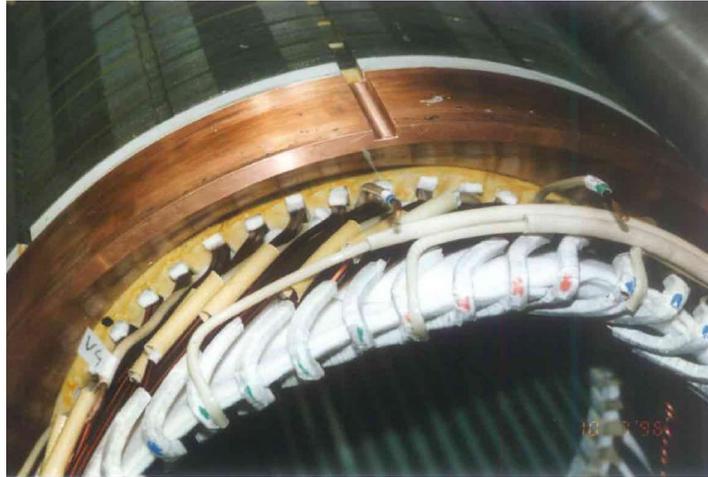


Figure 1.16 – Extrémité du stator de la maquette

Une photo du rotor avec ses deux frettes, est donnée à la Figure 1.17. Ces frettes, conductrices et amagnétiques, sont utilisées également pour connecter l'ensemble des barres amortisseur. Les fils qui sortent de l'arbre sont utilisés pour l'excitation du rotor, pour simuler les courts-circuits dans le rotor et pour mesurer la température dans certaines parties du rotor.



Figure 1.17 – Rotor de la maquette

### 1.3.3 Schéma de Bobinage

Sur la Figure 1.18 est représenté le schéma de bobinage d'une phase statorique. C'est un bobinage en deux couches avec un pas raccourci de  $5/6$ ; les lignes pointillées sont les enroulements d'une couche et les lignes pleines correspondent aux enroulements de l'autre couche. Chaque phase est répartie en deux voies d'enroulements en parallèle, représentées par les lignes noires et rouges. Les chiffres sur la figure représentent les encoches correspondant à l'emplacement de chaque conducteur. Par ailleurs, chaque ligne correspond à quatre conducteurs rectangulaires, de section 4mm par 3,5mm, reliés en parallèle.

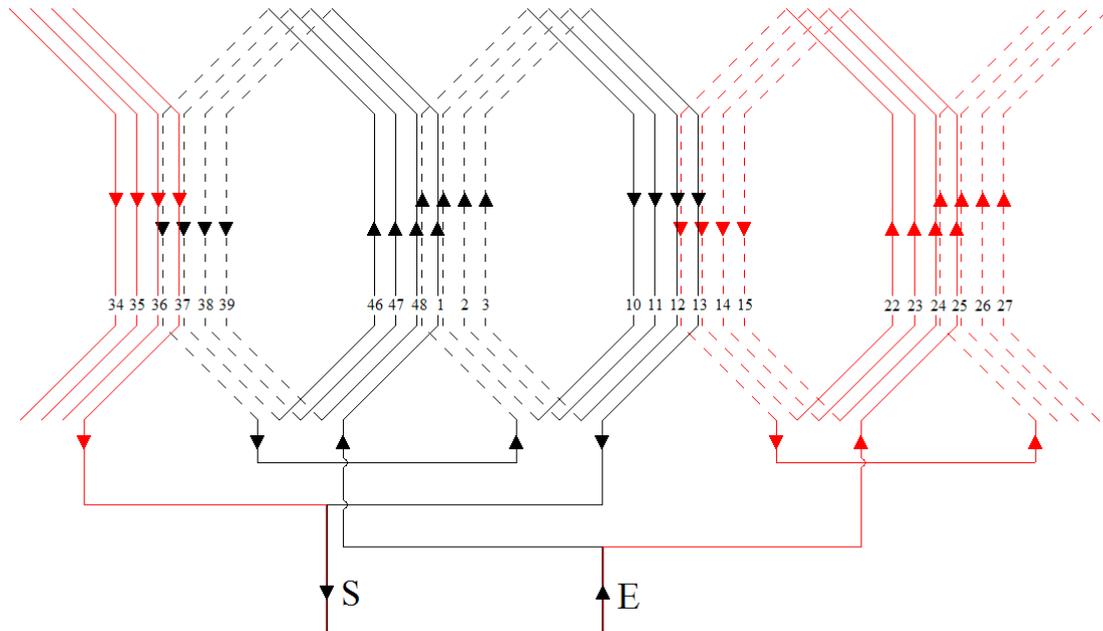


Figure 1.18 – Schéma de bobinage d'une phase statorique

Le rotor de la maquette a été rebobiné pour permettre de simuler des courts-circuits. Nous retrouvons sur la Figure 1.19 le schéma de bobinage des quatre pôles rotoriques. Les chiffres en noir représentent les encoches correspondant à l'emplacement de chaque conducteur. Les chiffres en rouge représentent le nombre de spires dans chaque encoche.

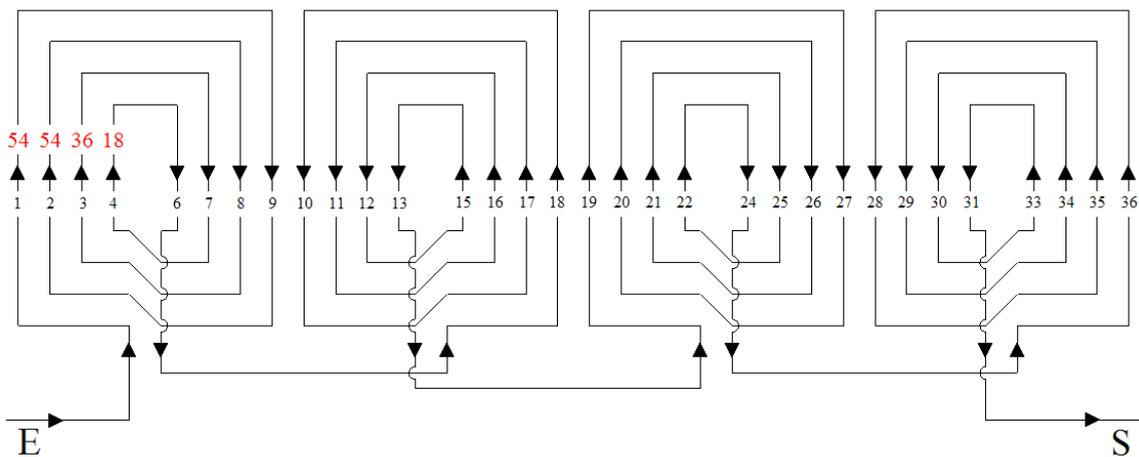


Figure 1.19 - Schéma de bobinage du rotor

On montre, sur la Figure 1.20, un pôle du rotor composé de 9 encoches dont une démunie de conducteurs. Par contre, chaque encoche contient une barre amortisseur.

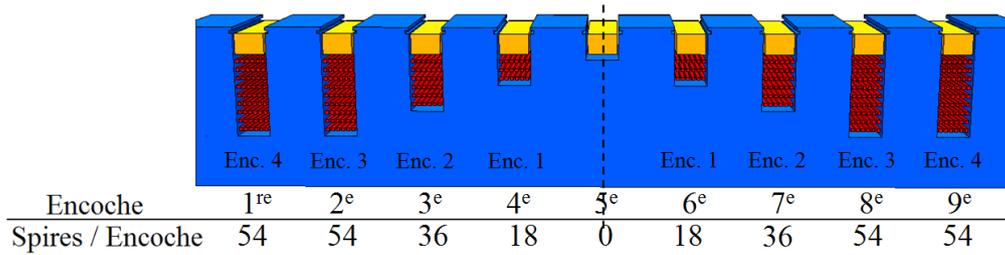
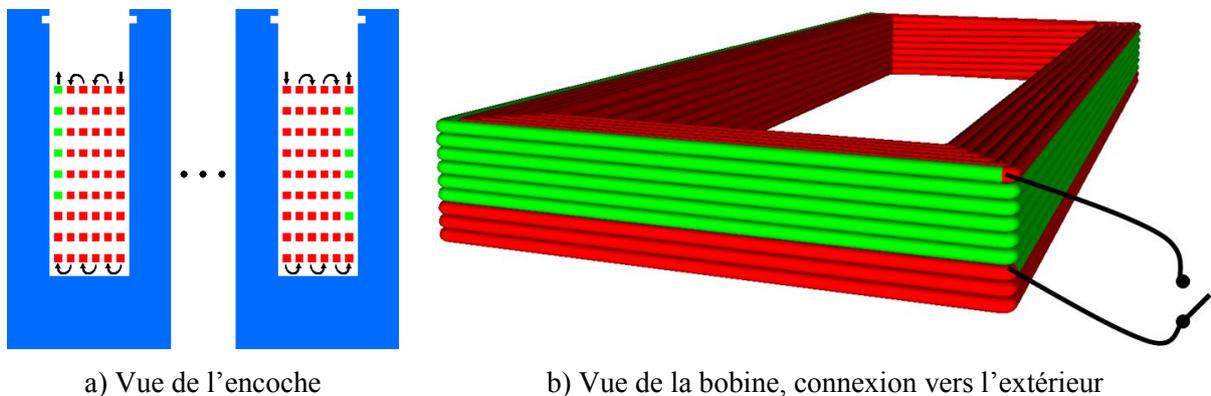


Figure 1.20 - Coupe droite des encoches d'un pôle du rotor

### 1.3.4 Court-circuit

Des conducteurs du circuit d'excitation ont été déportés à l'extérieur de la machine afin qu'il soit possible de 'simuler' des courts-circuits sans nécessité de démonter la machine. Ainsi, nous pouvons relier deux spires pour simuler les courts-circuits par le biais de points du bobinage du rotor déportés sur un ensemble de bagues collectrices. L'exemple de la Figure 1.21 reprend le bobinage d'une encoche et montre comment sont 'simulés' les défauts, avec un exemple de 6 spires sur une encoche de 54 spires. Les flèches montrent le sens d'évolution du bobinage du rotor. Les spires en rouge sont celles qui sont parcourues par un courant et celles en vert sont les spires court-circuitées.

Cependant, la résistance de l'ensemble des câbles qui reportent la connexion des spires vers l'extérieur et celle de contact des bagues collectrices a une valeur beaucoup plus élevée que la résistance des spires court-circuitées. Donc, une simple liaison entre les deux bouts de câbles, comme montré dans la Figure 1.21-b, n'était pas possible pour 'simuler' les courts-circuits. La solution qui a été retenue consiste à remplacer cette simple liaison par une source de tension continue, réglable, et à appliquer une tension entre les deux bouts de câbles pour avoir une différence de potentiel électrique nulle sur les spires court-circuitées.



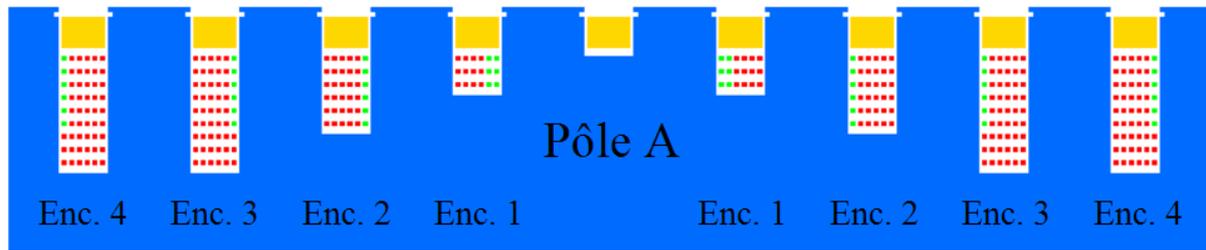
a) Vue de l'encoche

b) Vue de la bobine, connexion vers l'extérieur

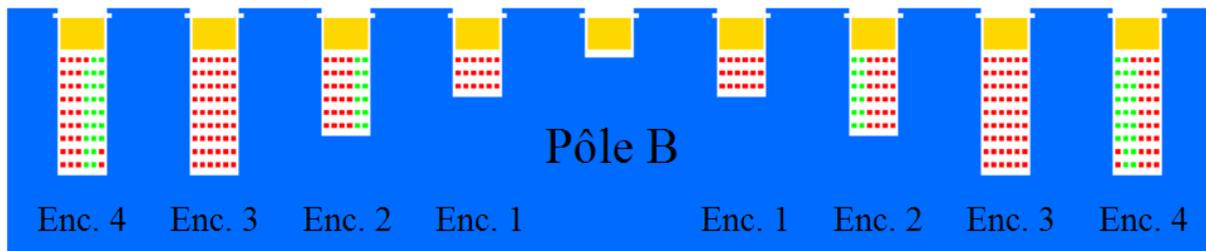
Figure 1.21 – Court-circuit de six spires en vert

Sur la Figure 1.22, nous pouvons voir les deux pôles avec les encoches où seront localisés les courts-circuits des enroulements rotoriques. Comme précédemment, les spires en

rouge sont celles qui sont parcourues par un courant et celles en vert sont les spires court-circuitées.



a) Courts-circuits sur le pôle A



a) Courts-circuits sur le pôle B

Figure 1.22 – Court-circuit en vert

Les différents exemples de courts-circuits sont spécifiés comme suit:

Sur un premier pôle (Pôle A) :

- Six spires dans une encoche du type 1 (A1) ;
- Six spires dans une encoche du type 2 (A2) ;
- Six spires dans une encoche du type 3 (A3) ;
- Six spires dans une encoche du type 4 (A4).

Sur un second pôle (Pôle B) :

- Douze spires dans une encoche du type 2 (B2) ;
- Vingt-quatre spires dans une encoche du type 4 (B4).

### 1.3.5 Excentricité

La maquette permet également de pouvoir ‘simuler’ expérimentalement différents cas d’excentricités statiques. Chaque côté de la maquette dispose d’un dispositif indépendant pour régler la position du rotor par rapport au stator. Ce dispositif est une sorte de molette qu’on peut tourner dans le sens horaire ou antihoraire. Sur la Figure 1.23, nous pouvons visualiser un dessin de la roue, en vert, sur un côté de la machine.

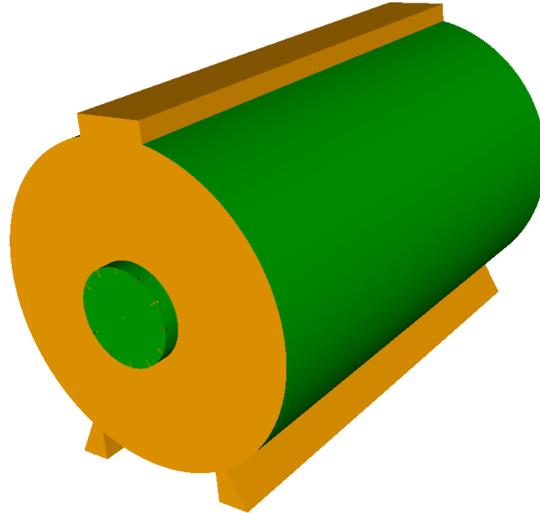


Figure 1.23 – Dessin du dispositif pour mettre en œuvre les excentricités statiques

En prenant un point sur la carcasse comme référence, un marquage tous les 30° est effectué sur chacune des deux molettes. Pour ‘simuler’ une excentricité statique, il faut tourner les deux molettes et les mettre sur la même indication. Chaque excentricité est alors caractérisée par un code qui dépend des positions des molettes (par exemple « +1 +1 », « -3 -3 » ...etc). La Figure 1.24 montre les codes utilisés par chaque molette ainsi que l’axe de déplacement adopté pour désigner ces déplacements. Dans la Figure 1.25 les déplacements sont donnés en fonction des codes d’excentricité et aussi en fonctions des axes « x » et « y ».

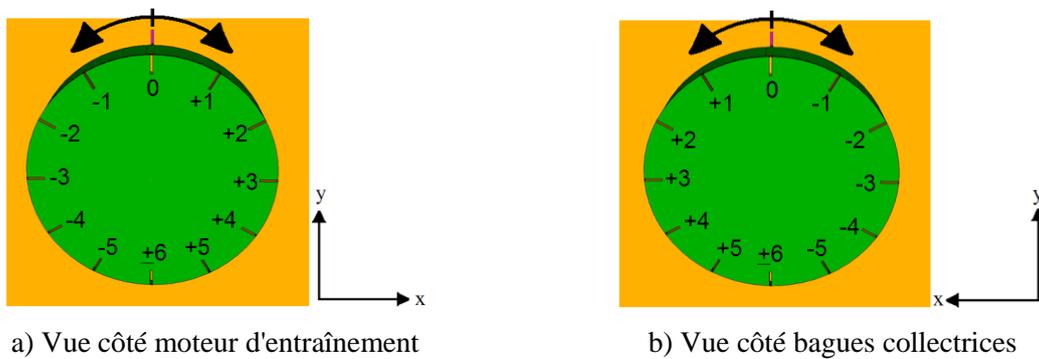


Figure 1.24 – Codes des excentricités

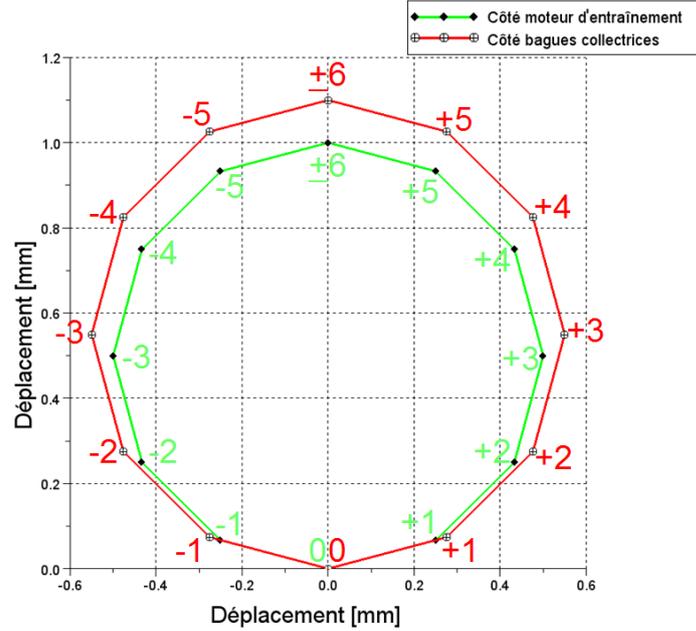


Figure 1.25 – Déplacements du centre du rotor en fonction des codes des excentricités

### 1.3.6 Instrumentation en température

Le rotor de la machine a été instrumenté en température à l'aide de sondes de type PT100 dont les sorties sont ramenées sur des bagues collectrices. Cette instrumentation thermique comprend, Figure 1.26:

- 6 sondes localisées dans le fer de la machine (en vert) : 3 sont placées dans certaines encoches où sont réalisés les courts-circuits, 2 dans les autres encoches bobinées, la dernière dans une encoche amortisseur ;
- 3 sondes localisées sous la frette, en bleu. Ces sondes sont placées entre les frettes et les conducteurs.

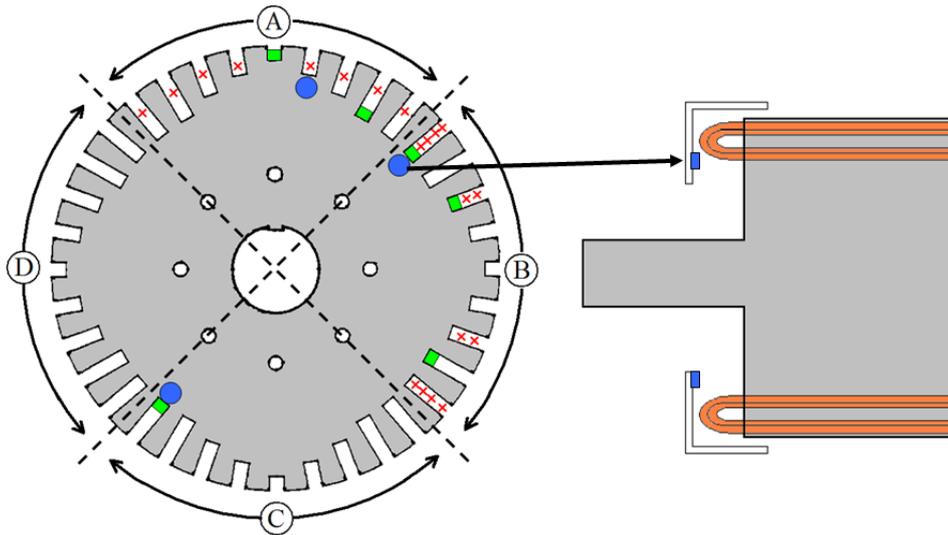


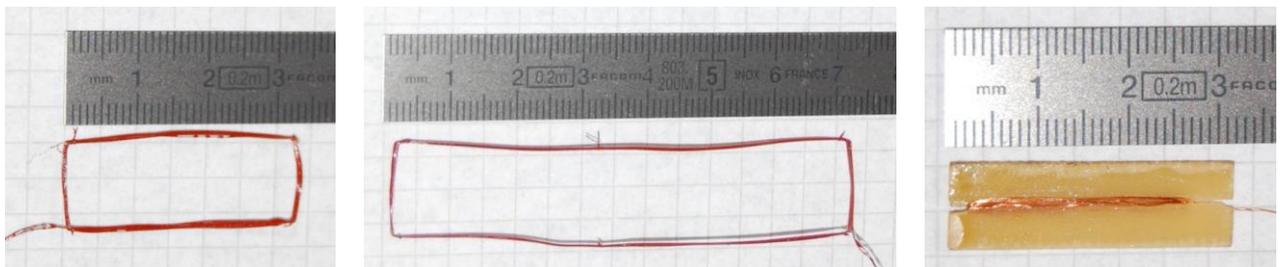
Figure 1.26 – Localisation des sondes de température dans le rotor

D'autres sondes de température ont également été disposées avant les modifications au rotor de la maquette par la société nantaise Electronavale. Leurs positions n'ont pas été changées et elles sont du même type que celles placées dans le rotor, PT100. Trois sondes sont disposées sur les extrémités de trois têtes de bobine du stator, et trois autres sont placées en fond d'encoche, sur des conducteurs statoriques de la partie droite du circuit magnétique.

### 1.3.7 Instrumentation de flux dans l'entrefer de la maquette

Afin de pouvoir accéder à l'induction, trois types de capteurs ont été disposés dans l'entrefer de la machine ; des bobines de flux, des capteurs confectionnés sur circuit imprimé et des capteurs à effet Hall. Les bobines de flux sont composées de 10 tours en fil émaillé de 0,1 mm de diamètre et elles peuvent être de trois sortes :

- Bobine radiale courte (pour un paquet de tôles) - Figure 1.27-a;
- Bobine radiale longue (pour deux paquets de tôles) - Figure 1.27-b;
- Bobine tangentielle - Figure 1.27-c.



a) Bobine radiale courte

b) Bobine radiale longue

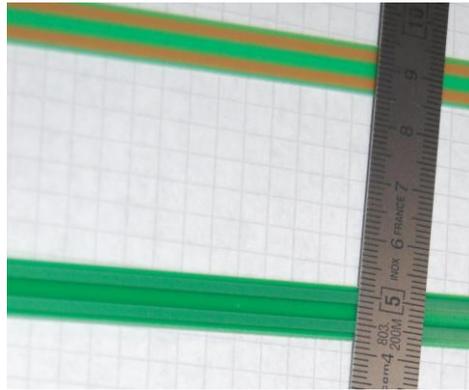
c) Bobine Tangentielle

Figure 1.27 – Différents types de bobines de flux

Les capteurs confectionnés sur circuit imprimé sont des spires plates en U de longueur légèrement inférieure à celle de la totalité des paquets de tôles plus les événements (380mm), Figure 1.28. Leur largeur est égale à celle d'une encoche et elles ont été confectionnées sur circuit imprimé de 5/10ième de mm.



a) Capteur en circuit imprimé entier



b) Zoom du capteur en circuit imprimé

Figure 1.28 – Capteur en circuit imprimé

Les dents statoriques ont été numérotées sur la machine, ceci afin de repérer plus facilement les dents instrumentées. Les paquets de tôles ont également été numérotés de 1 à 11 en débutant par le paquet du côté des bagues collectrices. La perspective de la Figure 1.29 montre les localisations des différents capteurs dans l'entrefer de la machine. Nous avons donc 32 bobines radiales courtes dont :

- 10 sur la dent 5 du stator sur les paquets de 2 à 11 ;
- 11 sur la dent 17 du stator sur les paquets de 1 à 11 ;
- 11 sur la dent 41 du stator sur les paquets de 1 à 11.

3 bobines radiales longues dont :

- 1 sur la dent 5 du stator sur les paquets 5 et 6 ;
- 1 sur la dent 17 du stator sur les paquets 5 et 6 ;
- 1 sur la dent 41 du stator sur les paquets 5 et 6.

6 bobines radiales longues dont :

- 2 entre les dents 48 et 1 du stator sur les paquets 1 et 6 ;
- 2 entre les dents 12 et 13 du stator sur les paquets 1 et 6 ;
- 2 entre les dents 19 et 20 du stator sur les paquets 1 et 6.

4 capteurs en circuit imprimé dont :

- 1 entre les dents 1 et 2 du stator ;
- 1 entre les dents 13 et 14 du stator ;
- 1 entre les dents 20 et 21 du stator ;
- 1 entre les dents 32 et 33 du stator.

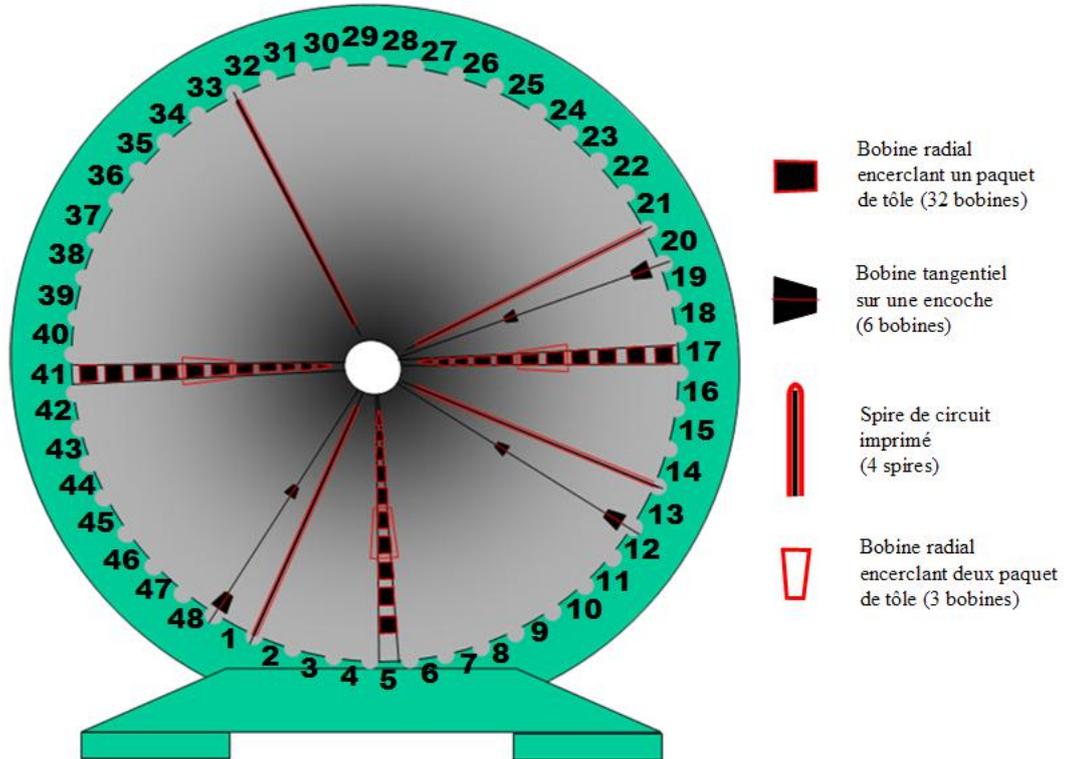
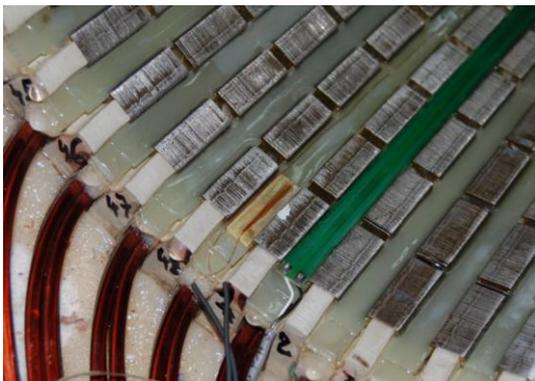
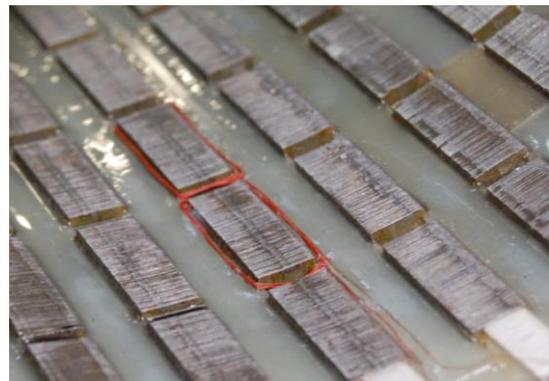


Figure 1.29 – Vue en perspective de la localisation des capteurs dans l'entrefer de la machine (vue côté bagues collectrices)

La figure suivante montre un agrandissement de l'emplacement de quelques capteurs.



a) Agrandissement d'une bobine tangentielle et capteur en circuit imprimé



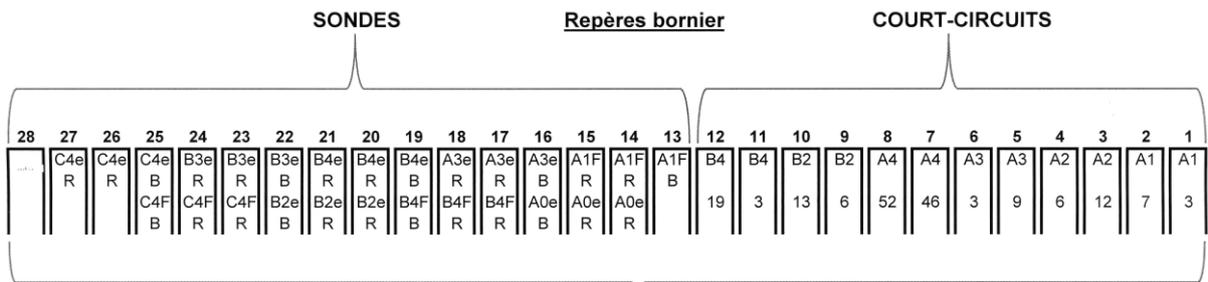
b) Agrandissement des bobines radiales

Figure 1.30 – Agrandissement de l'emplacement de quelques capteurs

### 1.3.8 Bagues Collectrices

Des bagues collectrices ont été installées d'un côté du bout d'arbre pour permettre la connexion des spires pour les courts-circuits et des instrumentations en température dans le rotor. La Figure 1.31 montre un schéma de raccordement des bagues collectrices et leurs positions et la Figure 1.32 une photo de l'alternateur permettant de visualiser les bagues collectrices en détail.

**Position des bagues / correspondance avec bornier**



Masse : Borne 28, mise à la carcasse alternateur coté extérieur.

**Bagues**

- Légende**      suivant plan DTE 95017-12
- A-B-C-D    Pôles
  - 1-2-3-4    encoches
  - F          sonde sous frette
  - e          sonde dans les encoches (milieu de fer)
  - R          rouge
  - B          blanc

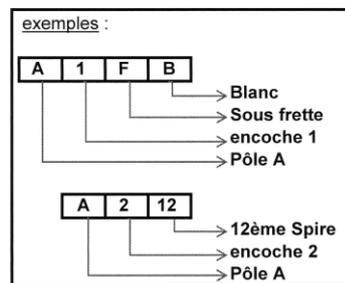


Figure 1.31 – Schéma de raccordement des bagues collectrices



Figure 1.32 – Maquette avec les détails des bagues collectrices

### 1.3.9 Système d'acquisition

L'acquisition des données issues des capteurs instrumentant la maquette est faite au travers de modules d'acquisition connectés à un ordinateur personnel (PC). Il y a 15 modules posés sur 2 châssis de 8 entrées, tous fabriqués par National Instruments. Ils sont constitués de :

- 7 modules NI9205 de 16 voies de tensions différentielles avec un taux d'échantillonnage partagé de 250k écha./s et un gain de résolution réglable de 16 bits ;
- 4 modules NI9239 de 4 voies de tensions individuelles avec un taux d'échantillonnage de 50k éch./s. par voie et une résolution de 32 bits ;
- 4 modules NI9217 de 4 voies pour RTD 100  $\Omega$  avec un taux d'échantillonnage de 400 éch./s. par voie et une résolution de 32 bits.
- 2 châssis de 8 entrées pour modules cDAQ-9178 avec connexion USB (*Universal Series Bus*).

Toute l'instrumentation est connectée via des câbles tressés jusqu'à un bornier localisé sur la machine. Ensuite, des câbles transmettent le signal du bornier jusqu'à une armoire où se trouvent les châssis avec les modules. Enfin, un câble USB connecte les modules au PC.

Les capteurs de température sont connectés aux modules NI9217 et les capteurs à effet Hall aux modules NI9239. Tous les capteurs de flux, dans l'entrefer et dans les extrémités de la maquette, sont connectés à des modules NI9205 en entrée de tensions différentielles et utilisent toujours le maximum possible du taux d'échantillonnage, soit 15,625k éch./s par capteur.

Tous les modules sont contrôlés au travers d'un programme en langage G sur la plateforme LabView de National Instruments. La figure suivante montre une partie de la face avant qui permet à l'utilisateur de contrôler l'acquisition :

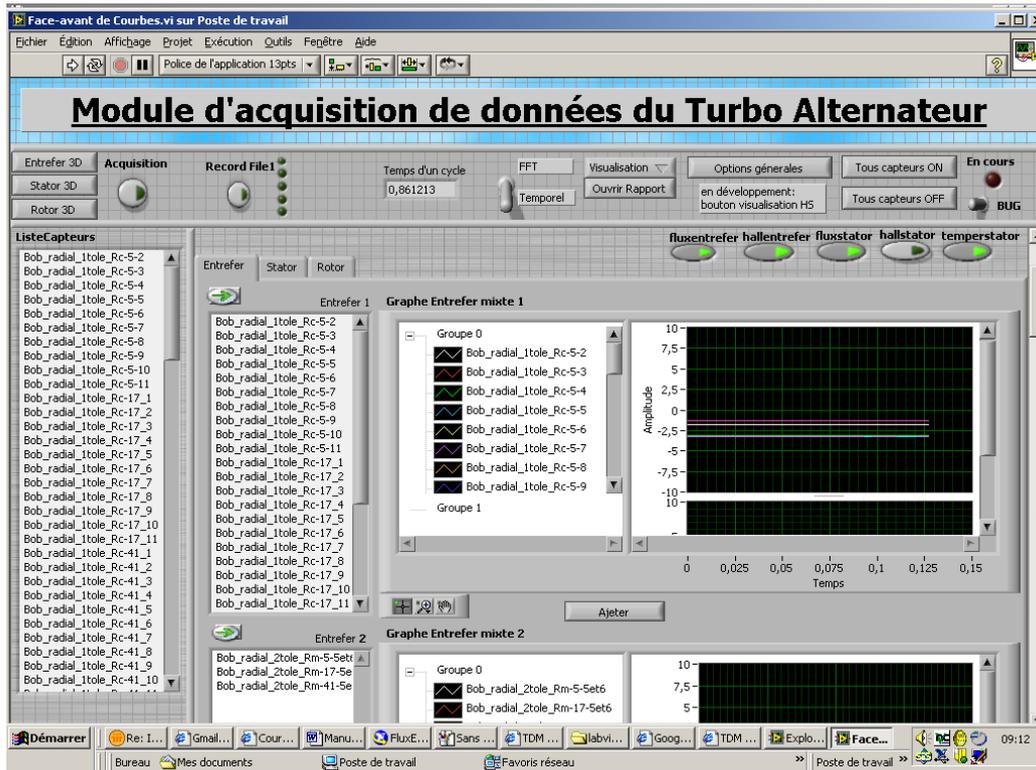


Figure 1.33 – Face-avant de l'acquisition

Dans cette interface homme-machine, il est possible de choisir les signaux des capteurs à acquérir simultanément, choisir le temps d'acquisition et exporter les données en plusieurs types de fichiers comme .txt et .xls. Plusieurs autres types de fonctionnalités sont offerts par l'interface et peuvent être exploités.

## 1.4 Conclusion

Dans ce chapitre nous avons, dans un premier temps, introduit le contexte du travail puis les différents défauts qui peuvent être occasionnés dans le cas des alternateurs de centrales électriques. Nous nous sommes focalisés plus spécifiquement sur les défauts les plus fréquents au rotor des machines synchrones, à savoir les courts-circuits entre spires du rotor et les excentricités, ainsi qu'à leurs causes, effets et conséquences. De faible amplitude, ces défauts n'ont pas d'incidence fâcheuse sur le fonctionnement de la machine. Néanmoins, ils peuvent, à terme, être à l'origine d'une défaillance qui peut s'avérer irréversible pour la machine. Dans un but de maintenance prédictive et/ou curative, plusieurs travaux se sont penchés sur différentes méthodes ou procédures permettant de les détecter hors ou en ligne dans le cas des machines synchrones à rotor bobiné. La seconde partie de ce chapitre a été dédiée à un état de l'art de ces différents travaux. Une attention particulière a été portée aux

avantages et inconvénients de chaque méthode. Ces travaux montrent évidemment l'importance du sujet et les difficultés d'obtenir une méthode fiable de détection et de localisation de ces défauts. Les travaux à mener devront aboutir à une méthode de détection et de localisation des défauts d'excentricités et de courts-circuits rotoriques afin de l'implanter à terme dans les turbo-alternateurs de centrales nucléaires. Des validations expérimentales doivent donc être effectuées sur les résultats de simulation. Une maquette expérimentale, constituée d'une machine synchrone à rotor bobiné similaire à un turbo alternateur à échelle réduite est disponible. Elle a été adaptée et instrumentée pour pouvoir 'simuler' expérimentalement les défauts. Dans la dernière partie du chapitre, nous avons procédé à une présentation détaillée de la structure ainsi que des différentes adaptations effectuées afin de mener à bien les comparaisons avec les résultats de simulation essentiellement en termes de mesures des tensions induites aux bornes de capteurs de flux.

## 2. Modèle

---

L'étude de machines électriques, en fonctionnements sains comme en fonctionnements défectueux repose essentiellement sur des modèles mathématiques. Dans le cas d'une volonté d'accès à des grandeurs locales, les modèles analytiques à constantes localisées communément utilisés pour l'étude des performances globales des machines ne peuvent évidemment plus être utilisés. Il est alors nécessaire de se tourner vers des modèles numériques, essentiellement basés sur la méthode des éléments finis, pour pouvoir mener à bien des investigations précises. Toutefois, ces modèles demandent d'abord un temps de prise en main et une fois opérationnels, ils nécessitent des temps de calculs relativement lourds. Ceci est d'autant plus le cas que des effets comme la non linéarité des matériaux et les courants induits dans des matériaux conducteurs doivent être pris en compte. Et cette nécessité est augmentée lors d'une modélisation en 3 dimensions. Ces modèles restent actuellement les approches les plus précises pour étudier les effets locaux et dans le cas de nos travaux, nous y aurons recours pour pouvoir déterminer les 'signatures' des défauts et élaborer une procédure de détection avant sa mise en œuvre expérimentale.

Ce chapitre est donc dédié à l'introduction des différents modèles utilisés pour l'étude de la machine synchrone avec les défauts d'excentricités et/ou de courts-circuits rotoriques. Dans une première partie, nous introduirons le modèle par éléments finis en 3D qui sera utilisé pour les études. Nous présenterons d'abord les équations de Maxwell ainsi que les lois de comportements et les conditions aux limites. Nous en déduirons les formulations en potentiels qui constituent les équations à résoudre dans le domaine continu pour aboutir aux solutions des problèmes électromagnétiques. Enfin, le principe de base de la méthode des éléments finis est présenté.

Dans une seconde partie, nous exposerons également le développement d'un modèle analytique permettant d'étudier la machine à vide dans le cas de fonctionnements sains et en défauts. Cette approche, qui s'appuie sur le calcul de perméance de l'entrefer ainsi que la distribution de la force magnétomotrice, est bien entendu élaborée sous des hypothèses simplificatrices fortes. Néanmoins, en introduisant des procédures pour tenir compte des défauts de court-circuit et des excentricités, elle permet d'aboutir, à peu de frais de calculs, à une quantification des signatures des défauts qui peut être intéressante pour un premier diagnostic.

## 2.1 Méthode des éléments finis

Pour étudier la maquette, nous allons utiliser le code de calcul *code\_Carmel* développé au laboratoire. Ce code permet, à l'aide de la méthode des éléments finis, de résoudre numériquement les équations de Maxwell en électromagnétique basses fréquences en tenant compte des lois de comportement.

Nous allons introduire, dans cette section, le principe de base de la méthode des éléments finis appliquée au calcul électromagnétique en présentant d'abord les équations de Maxwell ainsi que les lois de comportements et les conditions aux limites. Nous déduisons de ces équations les formulations en potentiels qui constituent les équations à résoudre dans le domaine continu. Enfin, le principe de la méthode des éléments finis est présenté.

### 2.1.1 Equations de Maxwell

Les équations de Maxwell sont les lois qui régissent les phénomènes électromagnétiques et constituent un système d'équations aux dérivées partielles [77]. Dans le cas des régimes quasi stationnaires, ces équations s'écrivent sous la forme :

$$\text{rot } \mathbf{E} = - \frac{\partial \mathbf{B}}{\partial t}; \quad (2.1)$$

$$\text{rot } \mathbf{H} = \mathbf{J}; \quad (2.2)$$

$$\text{div } \mathbf{B} = 0; \quad (2.3)$$

$$\text{div } \mathbf{D} = \rho; \quad (2.4)$$

où le  $\mathbf{E}$  représente le champ électrique (V/m),  $\mathbf{B}$  l'induction magnétique (T),  $\mathbf{H}$  le champ magnétique (A/m),  $\mathbf{J}$  la densité de courant ( $A/m^2$ ),  $\mathbf{D}$  la densité du champ électrique ( $C/m^2$ ) et  $\rho$  la densité volumique de charge ( $C/m^3$ ).

Les dimensions de l'application visée ainsi que les fréquences des phénomènes étudiés nous permettent de nous placer dans le cas de phénomènes quasi-statiques (le rayonnement électromagnétique n'est pas pris en compte).

### 2.1.2 Lois de comportement

D'autres relations, les lois de comportement, sont nécessaires pour compléter les équations de Maxwell. Ces lois expriment les propriétés des matériaux et lient les grandeurs :  $\mathbf{B}$  à  $\mathbf{H}$  ;  $\mathbf{J}$  à  $\mathbf{E}$  et  $\mathbf{D}$  à  $\mathbf{E}$ . Ces grandeurs sont liées, respectivement, par  $\mu$  la perméabilité magnétique (H/m),  $\sigma$  la conductivité électrique (S/m) et  $\varepsilon$  la permittivité électrique (F/m). Pour les milieux isotropes, les relations entre les grandeurs s'écrivent :

$$\mathbf{B} = \mu \mathbf{H}; \quad (2.5)$$

$$\mathbf{J} = \sigma \mathbf{E}; \quad (2.6)$$

$$\mathbf{D} = \varepsilon \mathbf{E}. \quad (2.7)$$

### 2.1.3 Conditions aux limites

Aux équations de Maxwell et aux lois de comportement, il est nécessaire d'ajouter les conditions aux limites sur les champs. Ces conditions, utilisées pour des raisons physiques et/ou de symétrie, sont appliquées à la frontière du domaine d'étude appelée  $\Gamma$ . Cette dernière est généralement décomposée en deux parties ;  $\Gamma_b$  relative à l'induction magnétique et  $\Gamma_h$  relative au champ magnétique, où  $\Gamma = \Gamma_b \cup \Gamma_h$  et  $\Gamma_b \cap \Gamma_h = 0$ . Le domaine d'étude peut contenir des domaines conducteurs,  $\sigma \neq 0$ . La frontière de ces domaines conducteurs est appelée  $\Gamma_c$  et peut être décomposée, aussi, en deux parties :  $\Gamma_j$  et  $\Gamma_e$ , où  $\Gamma_c = \Gamma_j \cup \Gamma_e$  et  $\Gamma_j \cap \Gamma_e = 0$ . Les conditions aux limites sont homogènes et s'énoncent sous la forme suivante ; sachant que le vecteur  $\mathbf{n}$  est le vecteur normal à la surface analysée :

$$\mathbf{n} \times \mathbf{H} \Big|_{\Gamma_h} = 0; \quad (2.8)$$

$$\mathbf{n} \cdot \mathbf{B} \Big|_{\Gamma_b} = 0. \quad (2.9)$$

Si nous faisons une relation entre la loi de Maxwell (2.2) et la condition aux limites (2.8) nous obtenons une autre condition aux limites pour les domaines conducteurs :

$$\mathbf{n} \cdot \mathbf{J} \Big|_{\Gamma_j} = 0. \quad (2.10)$$

Et le même raisonnement peut être appliqué à (2.1) et à (2.9) pour obtenir :

$$\mathbf{n} \times \mathbf{E}|_{r_e} = 0. \quad (2.11)$$

### 2.1.4 Les formulations de la magnétostatique

Dans le cas où la variation de l'induction magnétique n'agit pas sur le champ électrique et inversement (absence de courants induits dans les matériaux électriquement conducteurs ou absence de conductivité dans les matériaux du domaine d'étude), nous nous retrouvons dans les hypothèses de la magnétostatique. La densité de courant  $\mathbf{J}$  correspond alors uniquement au terme source  $\mathbf{J}_s$  qui est supposé connu. Les équations à considérer sont alors :

$$\text{rot } \mathbf{H} = \mathbf{J}_s ; \quad (2.12)$$

$$\text{div } \mathbf{B} = 0 . \quad (2.13)$$

Il est à noter que la densité de courant  $\mathbf{J}_s$  peut évoluer au cours du temps et les équations (2.12) et (2.13) sont écrites en fonction de la valeur instantanée de  $\mathbf{J}_s$ . A ces deux équations, il faut associer la loi de comportement magnétique (2.5). Dans le cas de la présence de matériaux ferromagnétiques, la courbe  $\mathbf{B}(\mathbf{H})$  n'est pas linéaire (effet de la saturation ferromagnétique) et la perméabilité magnétique n'est plus constante. Par conséquent, la relation (2.5) se réécrit sous la forme non linéaire suivante :

$$\mathbf{B} = \mu(\mathbf{H})\mathbf{H}. \quad (2.14)$$

Nous allons, dans la suite, introduire les potentiels qui servent à résoudre les équations (2.12) (2.13). Ces potentiels assurent naturellement la vérification de l'une ou l'autre des équations en respectant les conditions aux limites. Dans le cas magnétostatique, nous utiliserons deux potentiels; le potentiel scalaire magnétique  $\Omega$  et le potentiel vecteur magnétique  $\mathbf{A}$ .

#### 2.1.4.1 Formulation en potentiel scalaire magnétique

$\mathbf{J}_s$  étant une densité de courant connue, il est possible de l'écrire, d'une manière mathématique, sous la forme suivante :

$$\text{rot } \mathbf{H}_s = \mathbf{J}_s ; \quad (2.15)$$

où  $\mathbf{H}_s$  est un champ magnétique mais dont le rotationnel est égal à la densité de courant  $\mathbf{J}_s$ . L'expression (2.12) peut s'écrire alors :

$$\text{rot}(\mathbf{H} - \mathbf{H}_s) = 0 . \quad (2.16)$$

Ceci implique que la grandeur  $(\mathbf{H} - \mathbf{H}_s)$  dérive d'un potentiel :

$$\mathbf{H} - \mathbf{H}_s = - \text{grad} \Omega; \quad (2.17)$$

où  $\Omega$  est le potentiel scalaire magnétique. Nous pouvons alors écrire :

$$\mathbf{H} = \mathbf{H}_s - \text{grad} \Omega . \quad (2.18)$$

En substituant cette écriture dans les relations (2.14) puis (2.13), nous aboutissons à l'expression suivante :

$$\text{div}(\mu(\mathbf{H}_s - \text{grad} \Omega)) = 0. \quad (2.19)$$

L'équation (2.19) est la formulation en potentiel scalaire magnétique

#### 2.1.4.2 Formulation potentiel vecteur magnétique

L'équation (2.13) implique que le flux de l'induction magnétique est conservé. Il est possible alors de définir un potentiel vecteur magnétique  $\mathbf{A}$  tel que  $\mathbf{B} = \text{rot} \mathbf{A}$ .

Ainsi, avec les équations (2.12) et (2.14) nous arrivons facilement à la formulation vecteur magnétique qui s'énonce comme suit :

$$\text{rot}\left(\frac{1}{\mu} \text{rot} \mathbf{A}\right) = \mathbf{J}_s. \quad (2.20)$$

La résolution de cette équation aboutit à une infinité de solutions pour  $\mathbf{A}$ . Il faut donc imposer une condition de jauge pour assurer l'unicité du résultat.

### 2.1.5 La formulation magnétodynamique

Dans le cas où il la conductivité n'est pas nulle dans tous les matériaux du domaine d'étude, la formulation en magnétodynamique est nécessaire pour la résolution du problème. Les équations à résoudre sont alors les suivantes (2.1)(2.2)(2.3):

$$\text{rot} \mathbf{E} = - \frac{\partial \mathbf{B}}{\partial t}; \quad (2.21)$$

$$\text{rot } \mathbf{H} = \mathbf{J}; \quad (2.22)$$

$$\text{div } \mathbf{B} = 0. \quad (2.23)$$

Plus les lois de comportements pour les milieux isotopiques (2.5) et (2.6) :

$$\mathbf{B} = \mu(\mathbf{H})\mathbf{H}; \quad (2.24)$$

$$\mathbf{J} = \sigma \mathbf{E}. \quad (2.25)$$

Comme dans le cas magnétostatique, nous utiliserons également les formulations en potentiels pour résoudre ces équations. Dans le cas magnétodynamique, nous allons présenter uniquement la formulation en potentiels  $\mathbf{A}$ - $\varphi$  car c'est la seule qui a été utilisée dans ce travail.

La seconde formulation en potentiels  $\mathbf{T}$ - $\Omega$  n'a pas été abordée car la cage d'amortisseurs n'est pas simplement connexe (présence de trou et/ou poignée). Les conditions aux limites sur  $\mathbf{T}$  ( $\mathbf{n} \times \mathbf{T}|_{\Gamma_c} = 0$ ) imposent un flux de courant nul dans chaque barre bien que la densité de courant induit soit non nulle. Pour palier à ce problème, il est nécessaire d'ajouter autant d'inconnues courant qu'il y a de boucles mais cela engendrera un surcoût considérable en temps de calcul.

Par conséquent, seule la formulation électrique en potentiels  $\mathbf{A}$ - $\varphi$  sera utilisée. La comparaison des résultats obtenus par les deux formulations ne pourra donc pas être effectuée en magnétodynamique.

### 2.1.5.1 Formulation électrique en potentiels $\mathbf{A}$ - $\varphi$

En reprenant la relation  $\mathbf{B} = \text{rot } \mathbf{A}$ , nous pouvons réécrire la relation (2.21) sous la forme suivante :

$$\text{rot} \left( \mathbf{E} + \frac{\partial \mathbf{A}}{\partial t} \right) = 0. \quad (2.26)$$

Comme le rotationnel du terme dans l'équation (2.26) est nul, nous pouvons dire que ce terme est égal au gradient négatif de  $\varphi$  car le rotationnel d'un gradient est toujours nul dans les domaines contractiles.  $\varphi$  est appelé potentiel scalaire électrique. Par conséquent, nous aboutissons à la relation ci-dessous liant  $\mathbf{E}$ ,  $\mathbf{A}$  et  $\varphi$  :

$$\mathbf{E} = -\frac{\partial \mathbf{A}}{\partial t} - \text{grad} \varphi. \quad (2.27)$$

En utilisant cette dernière combinée aux expressions (2.24), (2.22) et (2.25) nous obtenons :

$$\operatorname{rot}\left(\frac{1}{\mu}\operatorname{rot}\mathbf{A}\right) + \sigma\left(\frac{\partial\mathbf{A}}{\partial t} + \operatorname{grad}\varphi\right) = 0 . \quad (2.28)$$

C'est la formulation électrique en potentiels  $\mathbf{A}$ - $\varphi$ . Comme dans le cas de la formulation magnétostatique, il est nécessaire d'utiliser une condition de jauge pour assurer l'unicité de la solution.

### 2.1.6 La méthode des éléments finis

La distribution des champs électriques et des champs magnétiques est décrite par des équations aux dérivées partielles du deuxième ordre (les formulations), et leur résolution aboutit à une solution exacte. Toutefois, cette résolution n'est pas toujours facile surtout dans le cas de domaines complexes où les géométries ne sont pas régulières.

Dans ce cas, au lieu de résoudre les équations de façon continue dans tout le domaine, nous utilisons des méthodes numériques qui aboutissent à une solution approchée. Dans notre cas, nous adoptons la méthode des éléments finis, une des plus usitées pour la résolution numérique de problèmes électromagnétiques en basses fréquences.

La méthode des éléments finis s'appuie sur quelques étapes principales. Nous allons les détailler de la façon que nous avons jugé la plus simple pour la compréhension et non suivant l'ordre chronologique d'utilisation dans un code d'éléments finis.

#### 2.1.6.1 La discrétisation du domaine

La première étape consiste à discrétiser le domaine d'étude en éléments. Ces derniers ont une géométrie simple, Figure 2.1. Ils peuvent être à une, deux ou trois dimensions et avoir plusieurs ordres. Généralement, des éléments du premier ordre suffisent pour les domaines d'application classiques.

Chaque élément est constitué de nœuds, arêtes et facettes qui sont les inconnues de chaque élément. Ainsi, le type d'inconnues (nœuds, arêtes et facettes) dépend de la formulation utilisée. Ce sont ces inconnues que nous cherchons à déterminer dans un problème d'éléments finis.

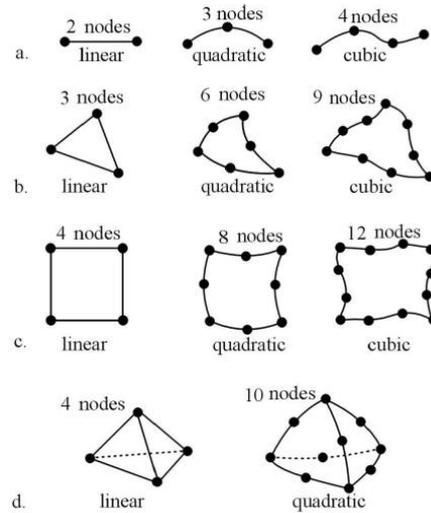


Figure 2.1 – Exemples de types d'éléments [31]

### 2.1.6.2 Les fonctions d'interpolation

Dans chaque élément, les propriétés physiques sont constantes. Les valeurs du champ peuvent être calculées, en tout point de l'espace, à partir de celles obtenues aux nœuds arêtes ou facettes et l'utilisation de fonctions d'interpolations simples. Ces dernières sont fonction de la position. Dans le cas d'inconnues nodales, pour un nœud donné, la fonction d'interpolation de ce nœud vaut 1 en ce dernier et 0 aux nœuds adjacents. Chaque inconnue a sa propre fonction d'interpolation, qui vaut l'unité à l'inconnue dont elle appartient et nulle aux autres inconnues. Dès que les inconnues sont calculées, la distribution du champ dans l'élément est la somme des fonctions d'interpolation multipliées par leurs propres valeurs d'inconnues.

A titre d'exemple, la Figure 2.2 montre un élément triangle du premier ordre avec trois inconnues nodales,  $V_1$ ,  $V_2$  et  $V_3$ , se référant respectivement aux nœuds 1, 2 et 3. Pour déterminer l'évolution de  $V(x,y)$  dans toutes les positions de l'élément, nous utilisons les fonctions d'interpolation  $W_1(x,y)$ ,  $W_2(x,y)$  et  $W_3(x,y)$ . Comme précisé auparavant,  $W_i$  vaut 1 au nœud  $i$  et 0 aux autres nœuds. Elles valent également 0 en dehors de l'élément considéré. Ainsi, si  $D$  est le déterminant de la matrice avec les positions des nœuds 1, 2 et 3, nous pouvons écrire :

$$V(x, y) = \frac{1}{D} \sum_{i=1}^3 W_i(x, y) \cdot V_i. \quad (2.29)$$

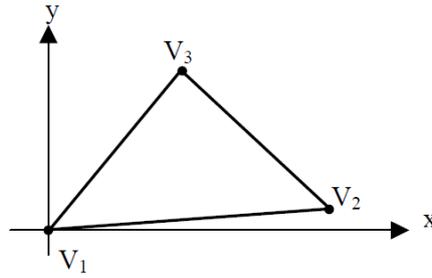


Figure 2.2 – Triangle du premier ordre avec des inconnues nodales

### 2.1.6.3 La méthode de Galerkin

Nous avons vu comment les champs se distribuent dans un élément, mais pour pouvoir les déterminer, il faut impérativement découvrir les valeurs des inconnues. Pour cela, il faut résoudre les formulations présentées dans la dernière section, mais, il nous faut d'abord transformer les formulations aux dérivées partielles en équations intégrales.

L'outil mathématique qui est utilisé est basé sur la méthode de résidus pondérés. Pour comprendre les étapes de transformation des formulations en équations intégrales, nous détaillons ci-dessous le cas de la formulation magnétostatique en potentiel scalaire magnétique.

La formulation déduite dans la section précédente s'écrit :

$$\operatorname{div}(\mu(\mathbf{H}_s - \operatorname{grad}\Omega))=0. \quad (2.30)$$

Si  $\Omega$  correspond à la solution exacte du problème, alors l'égalité du système (2.30) est vérifiée. Dans le cas où  $\Omega$  constitue une solution approximée, l'expression (2.30) peut s'écrire sous la forme :

$$\operatorname{div}(\mu(\mathbf{H}_s - \operatorname{grad}\Omega))=R. \quad (2.31)$$

Où  $R$  est un résidu. Afin que la solution approximée soit la plus proche possible de la solution exacte, le principe de la méthode des résidus consiste à forcer  $R$  à tendre vers zéro dans le domaine modélisé  $D$ , donc :

$$\int_D WR dD = 0 \quad (2.32)$$

où

$$\int_D W [\operatorname{div}(\mu(\mathbf{H}_s - \operatorname{grad}\Omega))] dD = 0. \quad (2.33)$$

où  $W$  est une fonction test (fonction de pondération). Dans la plupart des cas, cette fonction test est égale à la fonction d'interpolation introduite dans la section précédente. C'est la méthode de Galerkin. Elle est utilisée pour la résolution des problèmes dans *code\_Carmel*.

A l'aide de la formule de Green, et après quelques simplifications, nous obtenons la formulation magnétostatique en potentiel scalaire magnétique sous forme intégrale :

$$\int_D \mu(\text{grad } W \cdot \text{grad } \Omega) dD = \int_D \mu(\text{grad } W \cdot \mathbf{H}_S) dD. \quad (2.34)$$

En appliquant les mêmes démarches présentées ci-dessus à la formulation magnétostatique en potentiel vecteur magnétique, nous obtenons :

$$\int_D \frac{1}{\mu} (\text{rot } \mathbf{W} \cdot \text{rot } \mathbf{A}) dD = \int_D (\mathbf{H}_S \cdot \text{rot } \mathbf{W}) dD, \quad (2.35)$$

où  $\mathbf{W}$  est la fonction interpolation appliquée aux inconnues d'arêtes.

Enfin, dans le cas de la formulation magnétodynamique en potentiels  $\mathbf{A}$ - $\varphi$ , nous aboutissons à un système à deux équations :

$$\int_D \left[ \frac{1}{\mu} \text{rot } \mathbf{W} \cdot \text{rot } \mathbf{A} + \sigma \mathbf{W} \left( \frac{\partial \mathbf{A}}{\partial t} + \text{grad } \varphi \right) \right] dD = 0, \quad (2.36)$$

$$\int_D \sigma \text{grad } W \left( \frac{\partial \mathbf{A}}{\partial t} + \text{grad } \varphi \right) dD = 0. \quad (2.37)$$

où les deux types de fonctions d'interpolation, celle appliquée aux inconnues d'arêtes dans (2.36), et celle appliquée aux inconnues nodales dans (2.37), seront mises en œuvre.

#### 2.1.6.4 Forme matricielle des formulations

Une fois les formulations intégrales, appelées aussi formulations faibles, exprimées, il est possible de calculer les valeurs des inconnues. Reprenons de nouveau l'exemple de la formulation magnétostatique en potentiel scalaire magnétique :

$$\int_D \mu(\text{grad } W \cdot \text{grad } \Omega) dD = \int_D \mu(\text{grad } W \cdot \mathbf{H}_S) dD. \quad (2.38)$$

On a vu, à la section 2.1.6.2 que la distribution de l'inconnue dans un élément peut être exprimée en fonction de la somme du produit de la fonction d'interpolation par les valeurs des ces inconnues en quelques parties de cet élément. Dans le cas présent, l'inconnue

recherchée est  $\Omega$  et les inconnues  $\Omega_i$  sont liées aux nœuds de l'élément. Nous pouvons alors écrire :

$$\Omega = \sum_{i=1}^{n^{\circ} \text{ d'inconnues}} W_i \cdot \Omega_i \quad (2.39)$$

Cette écriture permet de représenter les variations de  $\Omega$  dans l'élément. En appliquant l'opérateur gradient des deux côtés de cette équation, nous aboutissons à :

$$\text{grad } \Omega = \sum_{i=1}^{n^{\circ} \text{ d'inconnues}} \Omega_i \cdot \text{grad } W_i \quad (2.40)$$

Et en substituant (2.40) dans (2.38), nous obtenons :

$$\int_D \mu (\text{grad } W \cdot \sum_{i=1}^{n^{\circ} \text{ d'inconnues}} \Omega_i \cdot \text{grad } W_i) dD = \int_D \mu (\text{grad } W \cdot \mathbf{H}_S) dD \quad (2.41)$$

Pour faciliter la compréhension, nous prenons l'exemple d'un élément triangle du premier ordre, donc avec 3 inconnues nodales. L'expression (2.41) s'écrit alors sous la forme suivante:

$$\Omega_1 \int_D (\mu \nabla W_1 \nabla W) dD + \Omega_2 \int_D (\mu \nabla W_2 \nabla W) dD + \Omega_3 \int_D (\mu \nabla W_3 \nabla W) dD = \int_D \mu (\nabla W \cdot \mathbf{H}_S) dD \quad (2.42)$$

où l'opérateur gradient a été remplacé par  $\nabla$ . Comme il y a trois inconnues, la fonction d'interpolation  $W$  peut prendre la valeur de  $W_1$ ,  $W_2$  ou  $W_3$ . Par conséquent, nous aboutissons à un système à trois équations du type :

$$\Omega_1 \int_D \mu (\nabla W_1 \nabla W_1) dD + \Omega_2 \int_D \mu (\nabla W_2 \nabla W_1) dD + \Omega_3 \int_D \mu (\nabla W_3 \nabla W_1) dD = \int_D \mu (\nabla W_1 \cdot \mathbf{H}_S) dD \quad (2.43)$$

$$\Omega_1 \int_D \mu (\nabla W_1 \nabla W_2) dD + \Omega_2 \int_D \mu (\nabla W_2 \nabla W_2) dD + \Omega_3 \int_D \mu (\nabla W_3 \nabla W_2) dD = \int_D \mu (\nabla W_2 \cdot \mathbf{H}_S) dD \quad (2.44)$$

$$\Omega_1 \int_D \mu (\nabla W_1 \nabla W_3) dD + \Omega_2 \int_D \mu (\nabla W_2 \nabla W_3) dD + \Omega_3 \int_D \mu (\nabla W_3 \nabla W_3) dD = \int_D \mu (\nabla W_3 \cdot \mathbf{H}_S) dD \quad (2.45)$$

qu'on peut écrire sous forme matricielle :

$$\begin{bmatrix} C_{11} & C_{12} & C_{13} \\ C_{21} & C_{22} & C_{23} \\ C_{31} & C_{32} & C_{33} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Omega_1 \\ \Omega_2 \\ \Omega_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_1 \\ S_2 \\ S_3 \end{bmatrix} \text{ où } C_{ij} = \int_D \mu (\nabla W_i \nabla W_j) dD \text{ et } S_i = \int_D \mu (\nabla W_i \cdot \mathbf{H}_S) dD. \quad (2.46)$$

Ces matrices sont appelées matrices élémentaires. Elles représentent la contribution d'un seul élément. Sachant que les maillages sont composés de plusieurs éléments, il faut construire les matrices élémentaires pour chaque élément et les assembler dans une matrice dite globale. Cette dernière est carrée et d'un ordre égal au nombre d'inconnues. Une fois toutes les valeurs connues suite aux conditions limites ajoutées, le système matriciel peut être résolu pour obtenir toutes les inconnues.

Il est à noter que pour les deux autres formulations présentées précédemment, le système matriciel à résoudre peut être développé de manière similaire. Ainsi, comme dans le cas de la formulation magnétostatique  $\Omega$ , les systèmes à résoudre dans les autres formulations seront du type  $[A].[X]=[B]$ .

### 2.1.6.5 Fonctions de forme

Les éléments des matrices sont composés par des intégrations qui peuvent s'avérer difficile à résoudre, car elles dépendent des coordonnées globales des éléments. Ceci est d'autant plus complexe que les éléments sont d'ordre élevé et/ou des calculs en 3 dimensions. Une approche utilisée pour standardiser les résolutions de ces opérations, et donc accélérer le processus de calcul, consiste à utiliser un système de transformation de coordonnées. Cette transformation d'un élément réel dans un élément de référence est faite au travers de transformations géométriques qui s'appellent fonctions de forme.

### 2.1.6.6 Résolution du système

Pour la résolution du système matriciel du type  $[A].[X]=[B]$ , la méthode qui est utilisée dans *code\_Carmel* est celle du gradient conjugué. Cette méthode est itérative et conduit donc, par une succession d'itérations, à une solution approchée. Un pré conditionneur est utilisé pour faciliter la convergence du système. Il consiste à multiplier la matrice de raideur par une seconde matrice choisie de manière à ce que le produit soit le plus proche possible de la matrice d'identité.

### 2.1.6.7 Résolution de problèmes non-linéaire

Dans *code\_Carmel*, la caractéristique magnétique des matériaux, la courbe  $B(H)$ , est approximée par une fonction de type Marrocco [77], dont l'expression est donnée en (2.47).

$$H = \frac{B}{\mu_0} \left[ \frac{B^{2\alpha}}{B^{2\alpha} + \tau} (c - \varepsilon) + \varepsilon \right] \quad (2.47)$$

où  $\alpha$ ,  $c$ ,  $\tau$  et  $\varepsilon$  sont des coefficients calculés à partir de la caractéristique magnétique du matériau utilisé.

Pour résoudre le système matriciel en tenant compte de la non-linéarité des matériaux, il faut utiliser une méthode itérative. Dans le cas de *code\_Carmel* c'est la méthode de Newton-Raphson qui a été adoptée. Il est alors possible d'insérer un coefficient de relaxation qui permet de contrôler la vitesse de la convergence. Ainsi, plus la convergence est difficile, plus la valeur du coefficient de relaxation doit être faible.

### 2.1.6.8 Prise en compte du mouvement

Plusieurs méthodes ont été étudiées pour tenir compte du mouvement dans le cas de problèmes tridimensionnels [75]. Dans *code\_Carmel*, Le mouvement est simulé par le biais de la méthode du pas bloqué. Cette dernière est basée sur le principe de la permutation des inconnues, la connectivité entre les éléments-inconnues est alors modifiée à chaque déplacement de telle sorte que le maillage ne subisse jamais une déformation. Ceci implique alors d'avoir une surface de glissement, dans l'entrefer, qui soit régulière et conforme pour toutes les positions.

De ce fait, pour une vitesse de rotation donnée,  $\omega$  dans le cas d'un mouvement circulaire comme celui de machines tournantes, le pas temporel de calcul  $\Delta t$  est automatiquement lié à celui du maillage de la surface de glissement  $\Delta\theta$  par :

$$\Delta\theta = \omega \cdot \Delta t . \quad (2.48)$$

Ceci implique de bien choisir ce dernier afin d'effectuer des calculs avec des pas de temps relativement fins.

### 2.1.6.9 Discrétisation temporelle

Dans la formulation magnétodynamique, une discrétisation temporelle doit être introduite. Dans ce cas, le temps interfère dans les résultats. La méthode utilisée par *code\_Carmel* est la méthode d'Euler implicite et par conséquent le pas de temps est constant.

## 2.2 Modèle analytique

Afin de pouvoir modéliser la machine d'une manière plus simple, nous avons également adopté une approche analytique. Cette dernière est relative au fonctionnement à vide de la machine en considérant des matériaux linéaires et en ne tenant pas compte des

courants induits. Elle s'appuie sur le calcul de la perméance de l'entrefer ainsi que sur la distribution de la force magnétomotrice. Des procédures pour prendre en compte les défauts de courts-circuits et d'excentricités ont été élaborées.

### 2.2.1 Induction dans l'entrefer d'une machine saine

Dans le cas d'une forte perméabilité des matériaux magnétiques, l'induction magnétique radiale dans l'entrefer d'une machine peut s'exprimer par :

$$B_r(\theta_s, \theta) = \wp(\theta_s, \theta) \cdot fmm(\theta_s, \theta); \quad (2.49)$$

où  $\wp$  est la densité de perméance de l'entrefer et  $fmm$  la force magnétomotrice due à l'alimentation des bobinages.  $\theta_s$  est l'angle entre la position d'un emplacement donné  $m$  de l'entrefer, où l'induction est mesurée, et l'axe de référence statorique.  $\theta$  est l'angle entre l'axe du rotor et l'axe de référence du stator, Figure 2.3. L'angle  $\theta$  peut être défini aussi en fonction de la vitesse de rotation de la machine ( $\omega$ ) et du temps  $t$  par :

$$\theta = \omega \cdot t. \quad (2.50)$$

Comme la machine est considérée à vide, la  $fmm$  dans l'entrefer est due uniquement à l'alimentation des enroulements d'excitation du rotor. L'expression de la  $fmm$  peut être obtenue facilement en utilisant l'axe entre deux pôles du rotor comme l'axe de référence rotorique. Dans ce cas, elle s'écrit :

$$fmm(\theta_s, \theta) = \sum_{N_{enroul}} \left[ \sum_n (A_{enroul} \cdot \cos((2n+1) \cdot p \cdot (\theta_s - \theta))) \right], \quad (2.51)$$

où  $n$  est un entier qui varie de 0 à  $\infty$ ,  $N_{enroul}$  est le nombre des enroulements par pôle du rotor,  $p$  est le nombre de paires de pôles et  $A_{enroul}$  est l'amplitude de l'harmonique donnée par l'enroulement correspondant :

$$A_{enroul} = \frac{4}{\pi} \cdot \frac{N_b \cdot I}{2n+1} \cdot \sin(p \cdot (2n+1) \cdot \frac{\alpha}{2}). \quad (2.52)$$

Dans cette expression,  $N_b$  est le nombre de spires par enroulement,  $I$  est le courant d'excitation,  $\alpha$  est l'angle d'ouverture de la spire.

Dans le cas général d'encoches ouvertes au stator et au rotor, il faut tenir compte des effets des encoches statoriques et rotoriques dans l'expression de la perméance d'entrefer. Cette dernière a déjà été exprimée pour le cas d'une machine à réluctance variable à double

denture [63] dont une image en coupe générique avec les différentes définitions est donnée à la Figure 2.3.

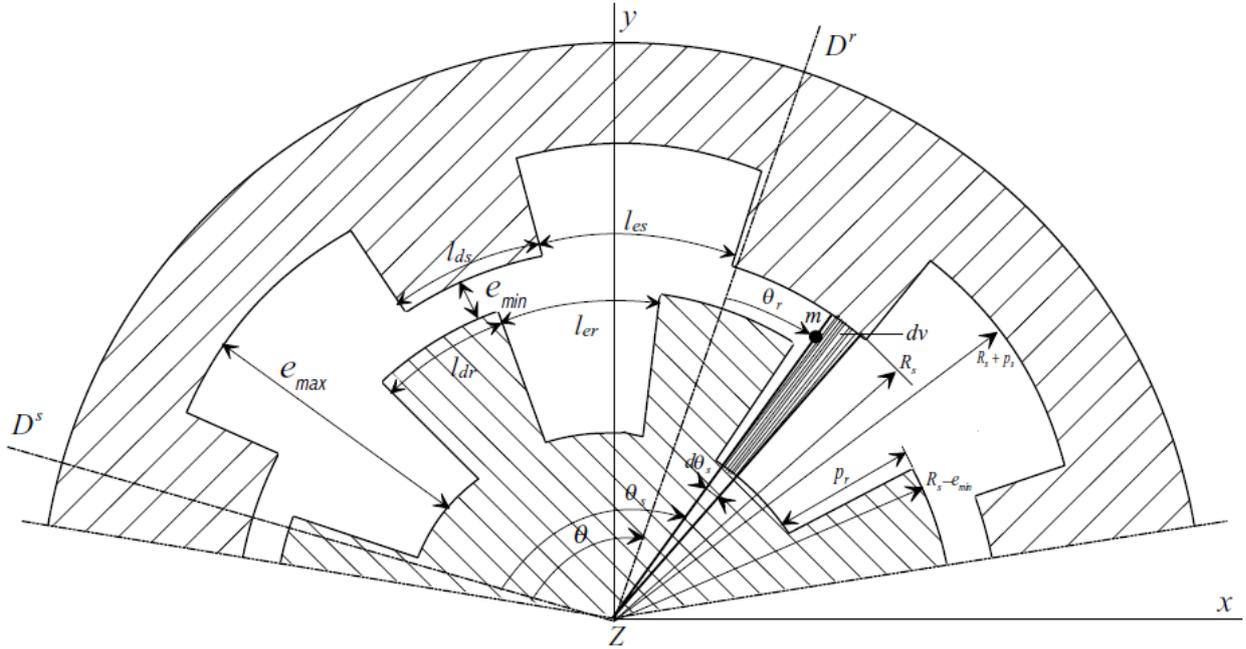


Figure 2.3 – Machine à réluctance variable à double denture [63]

Dans ce cas, l'expression de la perméance d'entrefer est donnée par :

$$\begin{aligned} \wp(\theta_s, \theta) = & \wp_0 + \sum_j [\wp_s \cdot \cos(j \cdot Ns \cdot \theta_s)] + \sum_m [\wp_r \cdot \cos(m \cdot Nr \cdot (\theta_s - \theta))] + \\ & \sum_j \sum_m \left[ \wp_{sr} \cdot \left[ \frac{\cos((j \cdot Ns + m \cdot Nr) \cdot \theta_s - m \cdot Nr \cdot \theta)}{2} + \frac{\cos((j \cdot Ns - m \cdot Nr) \cdot \theta_s + m \cdot Nr \cdot \theta)}{2} \right] \right], \end{aligned} \quad (2.53)$$

Où  $\wp_0$  correspond à la valeur moyenne de la densité de perméance (comme un entrefer lisse),  $\wp_r$  et  $\wp_s$  correspondent aux effets dus respectivement aux encoches rotoriques et statoriques et  $\wp_{sr}$  est l'effet d'interaction entre les encoches du rotor et du stator.  $Ns$  et  $Nr$  représentent respectivement les nombres d'encoches au stator et au rotor.

$$\wp_0 = \mu_0 E_0 \quad (2.54)$$

$$\wp_s = \mu_0 E_s e_j \quad (2.55)$$

$$\wp_r = \mu_0 E_r e_m \quad (2.56)$$

$$\wp_{sr} = \mu_0 E_{s-r} e_j e_m \quad (2.57)$$

Les différents termes  $E_0$ ,  $E_s$ ,  $E_r$ ,  $E_{s-r}$ ,  $e_j$  et  $e_m$ , dépendent de la géométrie de la machine, Figure 2.3 et s'expriment par :

$$E_0 = \frac{1}{e_{\min} + p_r + p_s} \left[ 1 + \frac{p_s}{e_{\min} + p_r} r_{ds} + \frac{p_r}{e_{\min} + p_s} r_{dr} + \frac{p_r p_s (p_s + p_r + 2e_{\min})}{(e_{\min} + p_s)(e_{\min} + p_r)e_{\min}} r_{ds} r_{dr} \right] \quad (2.58)$$

$$E_s = \frac{2p_s}{(e_{\min} + p_r + p_s)(e_{\min} + p_r)\pi} \left[ \frac{p_r (p_s + p_r + 2e_{\min})}{(e_{\min} + p_s)e_{\min}} r_{dr} \right] \quad (2.59)$$

$$E_r = \frac{2p_r}{(e_{\min} + p_r + p_s)(e_{\min} + p_s)\pi} \left[ \frac{p_s (p_s + p_r + 2e_{\min})}{(e_{\min} + p_r)e_{\min}} r_{ds} \right] \quad (2.60)$$

$$E_{s-r} = \frac{4p_r p_s (p_s + p_r + 2e_{\min})}{(e_{\min} + p_r + p_s)(e_{\min} + p_s)(e_{\min} + p_r)e_{\min} \pi^2} \quad (2.61)$$

$$e_j = \frac{1}{j} \sin(j r_{ds} \pi) \quad (2.62)$$

$$e_m = \frac{1}{m} \sin(m r_{dr} \pi) \quad (2.63)$$

$r_{ds}$  et  $r_{dr}$  sont donnés, quant à eux, par :

$$r_{ds} = \frac{l_{ds}}{l_{ds} + l_{es}} \quad (2.64)$$

$$r_{dr} = \frac{l_{dr}}{l_{dr} + l_{er}}. \quad (2.65)$$

Il a été montré [63] que dans le cas d'une très forte perméabilité du fer, la profondeur des encoches n'a plus d'effet sur la perméance de l'entrefer à partir d'une certaine valeur. Dans le cas de la structure étudiée, la profondeur des encoches rotoriques,  $p_r$ , est variable, voir Figure 1.20. Toutefois, la profondeur minimale est suffisante pour se placer dans le cas de figure traitée dans [63]. Par conséquent, les encoches rotoriques seront considérées identiques et suffisamment profondes.

Les figures suivantes montrent la  $fmm$  et la densité de perméance d'entrefer de la maquette. Les courbes ont été tracées pour une position quelconque fixe dans l'entrefer lorsque la machine est à vide avec un courant d'excitation de 10A.

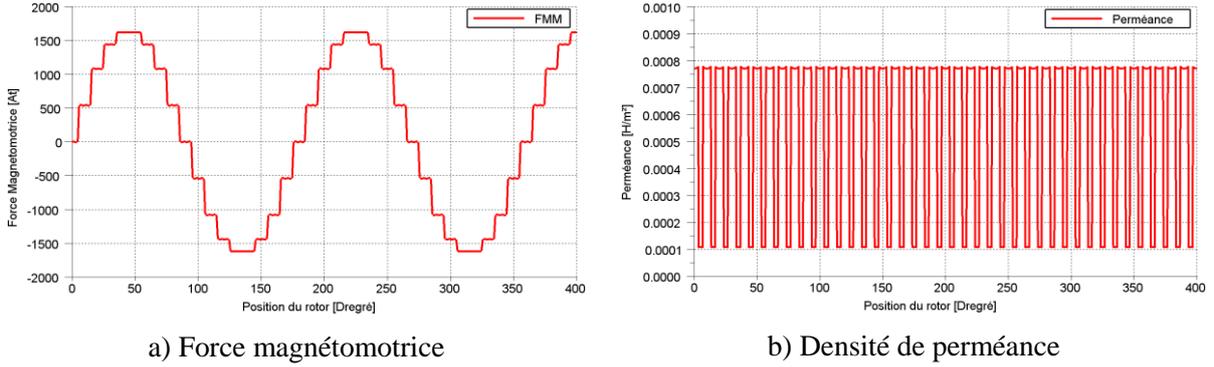


Figure 2.4 – Courbes obtenues à travers de calculs analytiques.

Pour aboutir à l'induction dans l'entrefer dans le cas d'une machine saine, nous remplaçons, dans l'équation (2.49), la  $fmm$  et la densité de perméance de l'entrefer respectivement par les expressions (2.51) et (2.53). La Figure 2.5 montre l'induction résultante de la multiplication de la densité de perméance par la  $fmm$ .

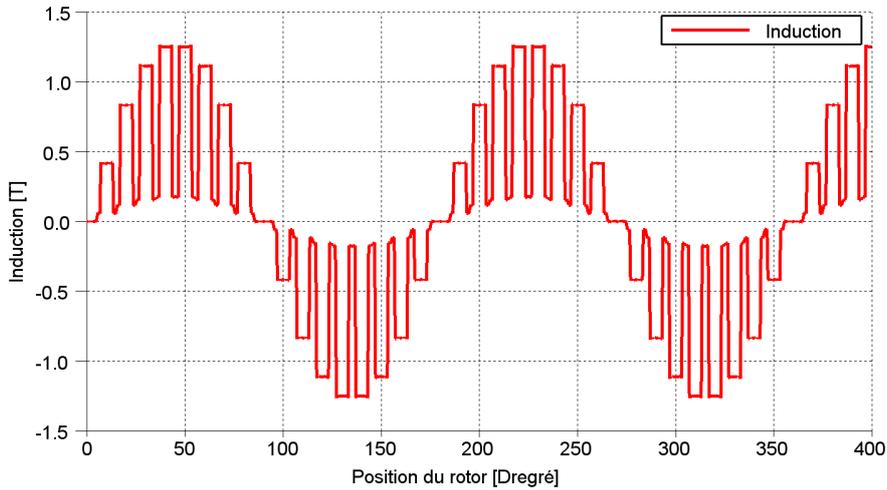


Figure 2.5 – Induction radiale dans le cas de la maquette saine

## 2.2.2 Induction d'entrefer dans les cas de défauts

### 2.2.2.1 Excentricités

Dans les cas de présence d'excentricités, seule la densité de perméance de l'entrefer est affectée. Ainsi, pour prendre en compte les effets des excentricités, nous multiplions la densité de perméance de la machine saine par une fonction de  $\theta_s$  et  $\theta$  donnée par :

$$\wp_{exc}(\theta_s, \theta) = \wp(\theta_s, \theta) \cdot (1 - K_{sta} \cdot \cos(\theta_s)) \cdot (1 - K_{dyn} \cdot \cos(\theta_s - \theta)) \quad (2.66)$$

où  $K_{sta}$  est la constante statique et  $K_{dyn}$  est la constante dynamique. Dans le cas d'une excentricité dynamique  $K_{sta}$  est nulle alors que pour le cas d'une excentricité statique  $K_{dyn}$  est nulle. Ces constantes ont pour expressions :

$$K_{sta} = \frac{2 \cdot E_{sta}}{Gap_{min} + Gap_{max}}, \quad (2.67)$$

$$K_{dyn} = \frac{2 \cdot E_{dyn}}{Gap_{min} + Gap_{max}}, \quad (2.68)$$

où  $E_{sta}$  est l'amplitude de l'excentricité statique,  $E_{dyn}$  est l'amplitude de l'excentricité dynamique,  $Gap_{min}$  et  $Gap_{max}$  sont respectivement les valeurs minimale et maximale de l'entrefer.

La Figure 2.6 montre les densités de perméance obtenues à partir d'un calcul analytique de la machine avec excentricité. Dans le premier cas, la machine a une excentricité statique de 0,3 mm et, dans le deuxième, elle a une excentricité dynamique de 0,3 mm. Il est possible de voir, dans le cas de l'excentricité statique, que la densité de perméance moyenne  $\varphi_0$  est plus faible que dans le cas de la machine saine. Cela est dû au fait que le rotor s'éloigne du point où la perméance a été calculée. Dans le deuxième cas, il est évident que la taille de l'entrefer change en fonction de la position du rotor, une caractéristique de l'excentricité dynamique.

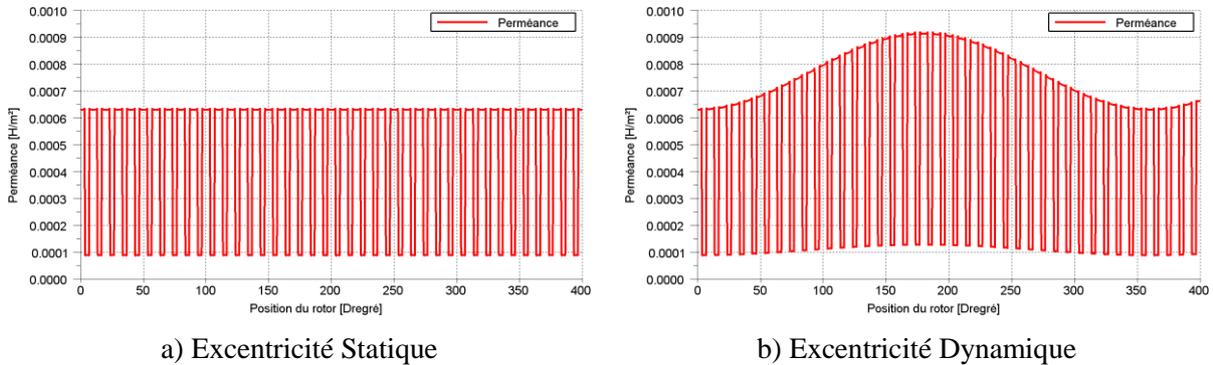


Figure 2.6 –Calculs analytiques de la densité de perméance dans le cas d'excentricité

### 2.2.2.2 Court-circuit

Dans le cas d'un défaut du type court-circuit des enroulements d'excitation du rotor, seule la force magnétomotrice est affectée. Dans ce cas, nous ajoutons, à l'équation (2.51) de la force magnétomotrice, une fonction supplémentaire dont l'expression est :

$$fmm_{cc}(\theta_s, \theta) = fmm(\theta_s, \theta) \pm \left| \sum_n \left( A_{cc} \cdot \cos \left( (2n+1) \cdot \frac{(\theta_s - \theta - \nu)}{2} \right) \right) \right|, \quad (2.69)$$

où  $n$  est un entier qui varie de 0 à  $\infty$ ,  $v$  est la position de l'axe du pôle dont l'enroulement est en défaut et  $A_{cc}$  est l'amplitude de l'harmonique de l'enroulement défectueux. Sa valeur est donnée par :

$$A_{cc} = (4/\pi).(N_{cc}.I/(2n+1)).\sin((2n+1).(\alpha/4)). \quad (2.70)$$

où  $N_{cc}$  est le nombre de spires en court-circuit de l'enroulement avec défaut,  $I$  est le courant d'excitation,  $\alpha$  est la taille de l'ouverture de la spire en court-circuit.

La Figure 2.7 montre la courbe de la force magnétomotrice dans le cas d'un court-circuit de 30 spires dans le deuxième pôle au deuxième enroulement pour un courant d'excitation de 10A.

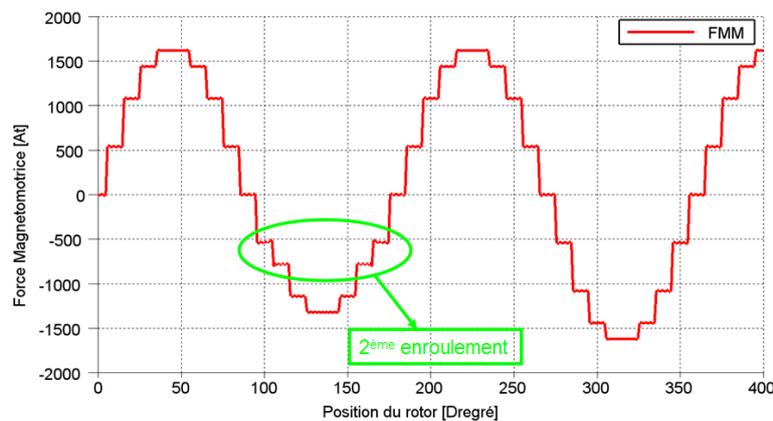


Figure 2.7 – Force magnétomotrice analytique dans les cas d'un court-circuit.

On voit bien que la contribution, en ampères-tours de la force magnétomotrice pour le deuxième pôle, angle entre  $90^\circ$  et  $180^\circ$ , est moins élevée dans le deuxième enroulement (encoche 2) par rapport aux mêmes encoches des autres pôles (724 At au lieu de 1024 At).

### 2.2.3 Signal de tension induite au capteur de flux

Dans les sections précédentes, nous avons développé la fonction analytique de l'induction dans l'entrefer de la machine pour les cas de la machine saine et avec défauts. Par contre, la fonction développée est valable pour un point dans l'entrefer de la machine, et donc il n'est pas possible de comparer le signal avec les mesures expérimentales. Toutefois, nous avons utilisé la fonction de l'induction en un point de l'entrefer pour développer la fonction du signal de tension induite dans une bobine de flux radiale courte, Figure 1.27.

La bobine radiale est localisée autour d'une dent du stator et entre deux événements. Comme la composante radiale de l'induction est conservée et que le matériau magnétique est supposé fortement perméable, nous pouvons admettre que l'induction dans l'entrefer est

identique à celle dans la dent. Donc pour calculer le flux enlacé par la bobine, il suffit de calculer le flux qui traverse la dent enlacée par la bobine. Ce dernier s'obtient par l'expression suivante :

$$\Phi(\theta_s, t) = \frac{L}{N_p} \cdot \int_{\theta_s - \frac{l_{ds}}{2}}^{\theta_s + \frac{l_{ds}}{2}} R_s \cdot B_r(\theta_s, t) \partial\theta \quad (2.71)$$

où  $\theta_s$  est la position de l'axe de la bobine,  $l_{ds}$  est l'angle d'ouverture de la dent statorique,  $L$  est la longueur active de la machine,  $N_p$  est le nombre de paquets de tôles et  $R_s$  est le rayon d'alésage du stator. L'induction radiale a été présentée en fonction du temps et non de la position du rotor,  $\theta$ . Ce changement est facile à mettre en œuvre au travers de la relation (2.50) et il est plus judicieux car tous les résultats des mesures et simulations vont être présentés en fonction du temps.

Ensuite, pour avoir la tension induite dans les spires de la bobine, il suffit de dériver le flux magnétique en fonction du temps :

$$V(\theta_s, t) = -N_{sp} \frac{\partial}{\partial t} \Phi(\theta_s, t) \quad (2.72)$$

où  $N_{sp}$  est le nombre de spires de la bobine radiale.

Les figures suivantes montrent les courbes des résultats obtenus pour un cas test de la machine saine avec un courant d'excitation de 10A. La Figure 2.8 présente le flux dans le cas de la bobine radiale et la Figure 2.9 montre la tension qui en est déduite.

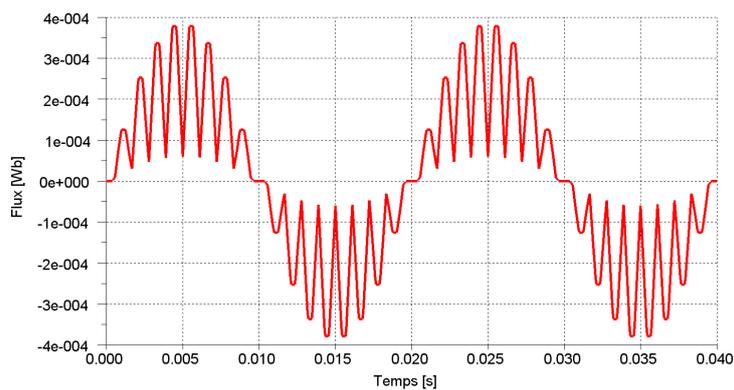


Figure 2.8 – Flux magnétique analytique d'une bobine radiale courte

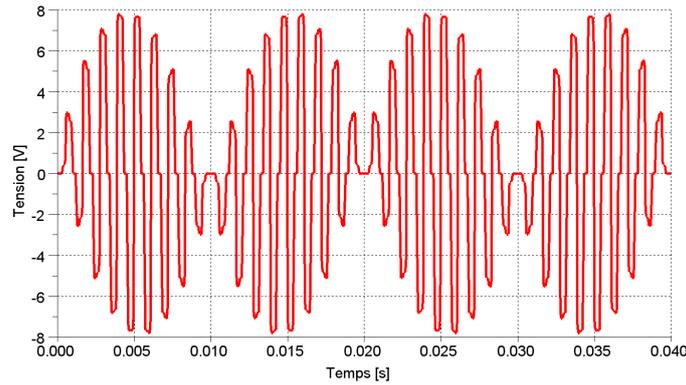


Figure 2.9 – Tension induite analytique dans une bobine radiale courte

## 2.3 Conclusion

Ce chapitre a été dédié à la présentation des outils de modélisation qui seront mis en œuvre pour étudier les fonctionnements de la machine en régime sain comme en régimes de fonctionnements défectueux. Nous avons introduit les équations de Maxwell en régimes quasi stationnaires et avons explicité les différents développements qui aboutissent à leur résolution par la méthode des éléments finis. Nous avons également donné les différentes spécificités de *code\_Carmel* qui sera utilisé pour les études par modélisation numérique. Même si elle nécessite des temps de calculs conséquents, et parfois prohibitifs, l'approche numérique par éléments finis demeure la référence en matière de modélisation des dispositifs électromagnétique et constituera, dans le cas de nos travaux, l'outil qui sera privilégié pour déterminer les signaux des capteurs de flux dans l'entrefer de la machine dans les cas sains et en défauts d'excentricités et de courts-circuits.

A côté de ce modèle de référence, il est possible de développer d'autres approches, moins précises, mais qui nécessitent beaucoup moins de moyens de calculs. Dans ce contexte, nous avons développé un modèle analytique, basé sur l'expression de la perméance d'entrefer et de la force magnétomotrice d'excitation. Ce modèle est inspiré de celui des machines à réluctance à double denture de par le caractère ouvert des encoches rotoriques de la machine d'essai. A l'aide de deux expressions spécifiques, sur la perméance d'entrefer et sur la force magnétomotrice d'excitation, il est possible de simuler, avec ce modèle, les défauts qui nous intéressent et aboutir aux tensions induites aux bornes d'un capteur de flux dans l'entrefer. Certes, les résultats, de par les hypothèses qui ont été adoptées pour la construction de ce modèle, ne seront pas de la même précision que ceux issus du modèle numérique. Néanmoins, cette approche permettra d'accéder, rapidement, à des ordres de grandeurs tout à fait exploitables.



## 3. Simulation de la maquette

---

Les modèles développés dans le chapitre précédent ont pour vocation de constituer des outils de simulation pour détecter des défauts d'excentricités et/ou de courts-circuits au travers de la détermination de l'induction d'entrefer à des positions données. La simulation par éléments finis d'un turbo alternateur, tout en tenant compte de la non linéarité des matériaux, du mouvement et des détails géométriques, dans l'optique de déterminer des signatures de défauts nécessite certaines validations préliminaires. En effet, il serait vain de mener ces simulations sans s'assurer d'abord de la validité des résultats dans le cas de fonctionnements sains de la machine. Dans ce chapitre, nous allons décrire les différentes étapes de validation qui ont été menées dans ce sens. Dans un premier temps, nous étudierons le fonctionnement de la machine, en considérant des matériaux magnétiques à caractéristique linéaire. Le calcul de l'énergie globale lors de ces premiers calculs permettra de choisir le maillage qui présente un bon rapport taille /qualité de la solution. Par la suite, nous introduirons la non linéarité des matériaux et étudierons également l'influence de paramètres, généralement négligés dans les études des machines, à savoir les trous de ventilation, les événements, le foisonnement ... etc

Les calculs porteront sur la caractéristique à vide de la machine ainsi que sur quelques points de fonctionnement en charge. Même si les grandeurs calculées représentent des variables globales, il est très important que les résultats de simulations de la maquette en fonctionnements sains soient les plus proches possibles des mesures. En effet, c'est au travers du modèle numérique, validé, que seront menées les investigations sur les « signatures » de défauts.

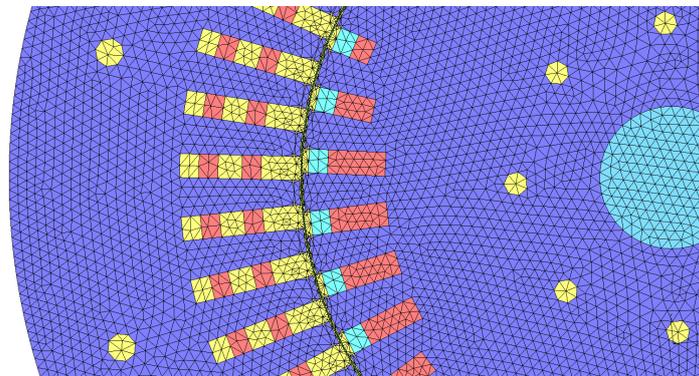
### 3.1 Le maillage de la maquette

La méthode des éléments finis s'appuie sur un maillage qui discrétise l'espace. Or, la qualité de ce maillage a une influence sur la précision de la solution. Les versions actuelles de *code\_Carmel* ne possèdent pas d'estimateur d'erreurs qui pourrait donner des indications sur la qualité du maillage et pouvoir éventuellement l'adapter dans les zones adéquates pour améliorer la précision. Dans l'absolu, en raffinant le maillage dans l'ensemble du domaine d'étude, la solution des calculs tend vers la solution numérique exacte. Malheureusement, comme les temps de calculs augmentent avec le carré du nombre d'inconnues, les temps

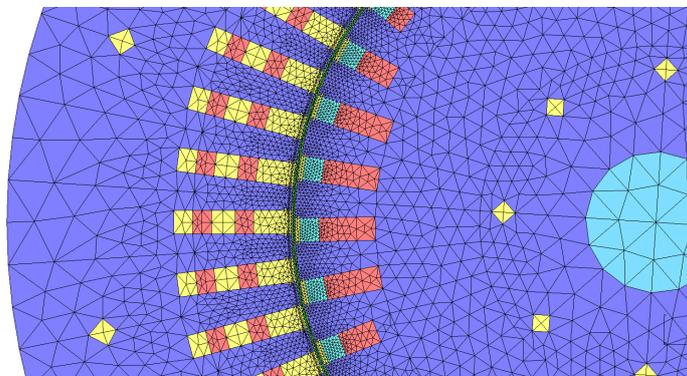
deviennent rapidement prohibitifs. Par conséquent, il faut pouvoir aboutir à un maillage qui présente un bon compromis nombres d'inconnues/qualité de la solution.

Trois maillages ont été testés :

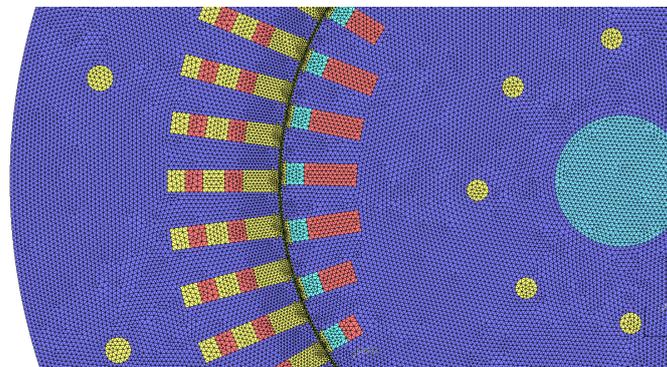
- Un maillage régulier M1 (Figure 3.1 – a) constitué de 35 780 nœuds et 35 344 éléments.
- Un maillage non régulier M2 (Figure 3.1 – b) avec 38 614 nœuds et 38 516 éléments.
- Un maillage régulier mais très fin M3 (Figure 3.1 – c) qui comprend 155 154 nœuds et 154 285 éléments.



a) Maillage régulier M1



b) Maillage non régulier M2



c) Maillage régulier très fin M3

Figure 3.1 - Maillages

Dans notre problème, nous avons utilisé le logiciel NX-IDEAS de Siemens pour dessiner et mailler la géométrie. Le maillage est constitué de prismes construits à partir d'un maillage 2D extrudé. La seule contrainte consiste à mailler l'entrefer avec une couche d'éléments réguliers. Cette couche constitue la surface de glissement qui permet de simuler le mouvement

Nous avons effectué les calculs à l'aide des deux formulations en magnétostatique A et  $\Omega$ . Le fonctionnement de la machine a été simulé à rotor bloqué avec un courant d'excitation de 10 A. Il a été démontré que la solution exacte d'un problème magnétostatique est encadrée par les solutions issues des formulations A et  $\Omega$ . Cette propriété peut donner une indication sur la qualité du maillage. En effet, plus l'écart entre les deux solutions est faible, meilleur est le maillage.

La Figure 3.2 montre les valeurs de l'énergie du système calculée par chacune des deux formulations en utilisant les 3 maillages. Les résultats en rouge sont ceux obtenus avec la formulation  $\Omega$  et en bleu ceux avec la formulation A. Les maillages M1 et M2 ont pratiquement le même nombre d'inconnues. Pourtant, les écarts entre les valeurs d'énergie obtenues par les deux formulations sont plus élevés avec le maillage M1. D'un autre côté, malgré le nombre d'inconnues limité par rapport à M3, les résultats obtenus avec M2 sont proches de ceux issus de ce dernier qui comporte 4 fois plus d'éléments. Nous pouvons donc considérer que le maillage M2 présente un bon rapport temps de calcul / qualité de la solution.

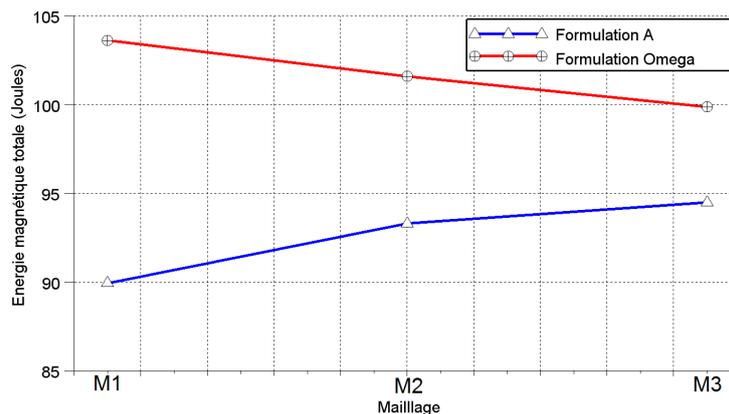


Figure 3.2 – Comparaison de l'énergie des simulations

Les résultats de cette étude qualitative étaient en partie prévisibles. En effet, même si le maillage M1, régulier, comporte à peu près le même nombre d'éléments que M2, le fait que les éléments aient la même taille partout ne permet pas de calculer le champ d'une manière précise dans les endroits où il est le plus intense (dans les dents par exemple). D'un autre côté,

le raffinement extrême du maillage dans toutes les zones, comme c'est le cas pour M3, n'apporte pas une grande amélioration de la précision. Par conséquent, nous adopterons le maillage M2, dans toutes les études qui seront effectuées dans les travaux de cette thèse. Par ailleurs, les effets géométriques (trous et événements de ventilation) seront quantifiés uniquement avec la formulation en  $\Omega$ . Les éventuels écarts seraient les mêmes en utilisant la formulation en A.

## 3.2 Caractéristique des matériaux

La caractéristique magnétique des matériaux influe évidemment sur la précision des simulations électromagnétiques. Dans la majorité des codes de calculs par éléments finis, cette caractéristique est représentée uniquement par la perméabilité magnétique ( $\mu$ ) qui constitue la pente, variable, entre le champ d'induction magnétique B et le champ magnétique H. Plusieurs approches existent pour obtenir une approximation de la non linéarité introduite par la courbe B (H). Dans *code\_Carmel*, la courbe B(H) moyenne est modélisée par une fonction de type Marrocco, qui a pour expression :

$$H = \frac{B}{\mu_0} \left[ \frac{B^{2\alpha}}{B^{2\alpha} + \tau} (c - \varepsilon) + \varepsilon \right] \quad (3.1)$$

où  $\beta$ ,  $c$ ,  $\alpha$  et  $\tau$  sont des coefficients calculés à partir de la caractéristique magnétique du matériau utilisé.

Dans le rapport de fabrication de la maquette [60], il est indiqué que le stator et le rotor sont fabriqués avec le même matériau FEV270-35A du fabricant UGINE. Pour obtenir la courbe de la caractéristique magnétique B(H) du matériau, une tôle du stator de la maquette a été utilisée. Un échantillon carré de 50X50 mm y a été découpé. Il a ensuite été caractérisé sur un outil de caractérisation de matériaux magnétiques doux, Metis HyMac, de l'entreprise Metis & Equipement NV. Nous avons fait 10 essais dans une direction arbitraire d'aimantation et 10 autres essais à 90° par rapport à cette direction arbitraire, tous avec un champ à 50Hz. A la fin de chaque essai, le matériau a été démagnétisé.

Chaque essai a abouti à un cycle d'hystérésis dont nous avons extrait la courbe moyenne. Ensuite, les moyennes, relatives aux 10 essais pour chaque sens d'aimantation, ont été utilisées pour obtenir une courbe moyenne Figure 3.3. Enfin, les deux moyennes issues des deux sens d'aimantation (Courbes en bleu et rouge) ont servi à déterminer la nouvelle

courbe B(H), courbe en vert, à partir de la moyenne des deux. Cette courbe B(H) sera utilisée pour toutes les simulations en non linéaire.

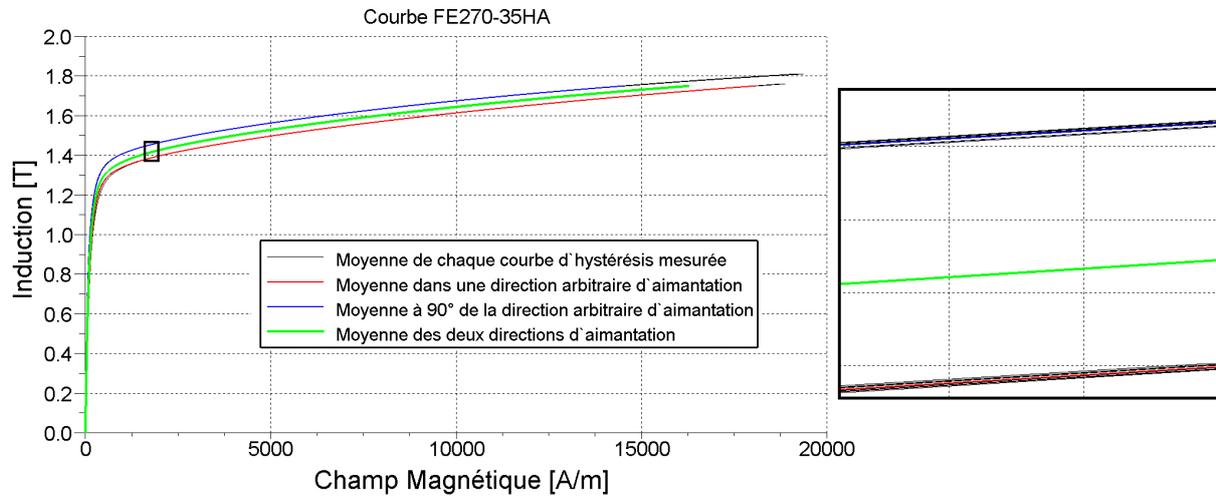


Figure 3.3 – Obtention de la courbe B(H)

### 3.3 Les trous de ventilation

Les trous de ventilation dans les machines électriques sont généralement omis dans la modélisation numérique car leur effet peut, *a priori*, être négligé. Toutefois, afin de s'en assurer, nous étudions, dans ce paragraphe, leur éventuelle influence dans le cas de la structure d'essais. Dans cette dernière, les trous de ventilation sont localisés dans le rotor et dans le stator, comme nous pouvons le voir sur la Figure 3.4.

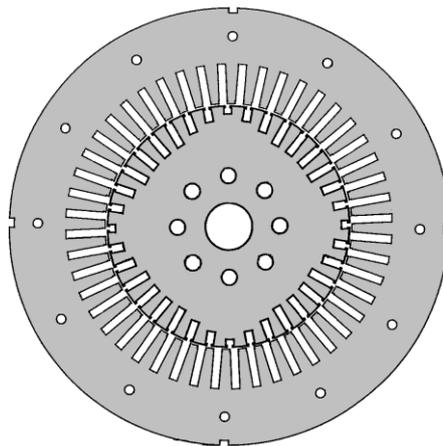


Figure 3.4 – Tôles du stator et du rotor

Des calculs, en fonctionnement à vide et pour différentes valeurs du courant d'excitation (5, 10, 15, 20, 25 et 30 A), ont été effectués avec la structure modélisée avec et sans trous de ventilation. Les résultats, obtenus avec la formulation magnétostatique en  $\Omega$  en

prenant en compte les effets de la non linéarité des matériaux et pour une période électrique de la machine, ont été comparés pour pouvoir quantifier leurs effets.

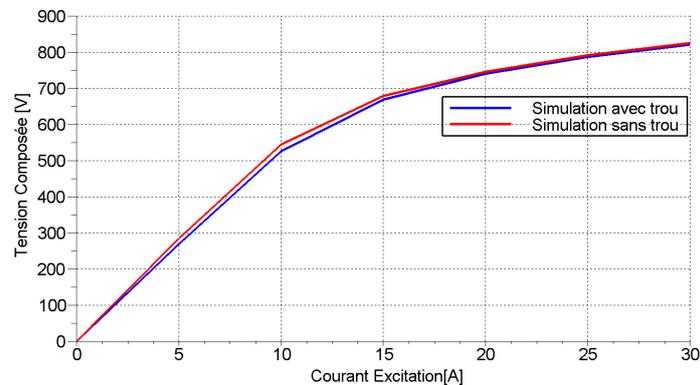


Figure 3.5 – Comparaison des caractéristiques à vide avec et sans les trous de ventilation

Sur la Figure 3.5, nous avons tracé les caractéristiques à vide de la machine étudiée dans les deux cas de figure. Nous pouvons remarquer que les trous de ventilation ont très peu d'effets sur les résultats globaux. Comme leur prise en compte n'induit pas d'augmentation de temps de calculs, nous les prendrons en compte dans tous les calculs suivants afin d'être le plus proche possible de la géométrie réelle de la machine.

### 3.4 Les événements et le coefficient de foisonnement

Les événements sont des espacements d'air transversaux entre deux paquets de tôles, suivant l'axe de rotation, qui permettent d'améliorer la ventilation et donc le refroidissement de la machine. Dans le cas de la maquette étudiée, nous trouvons, suivant l'axe z, 11 paquets de tôles de 30 mm chacun alternant avec 10 événements de 5 mm chacun (Figure 3.6).

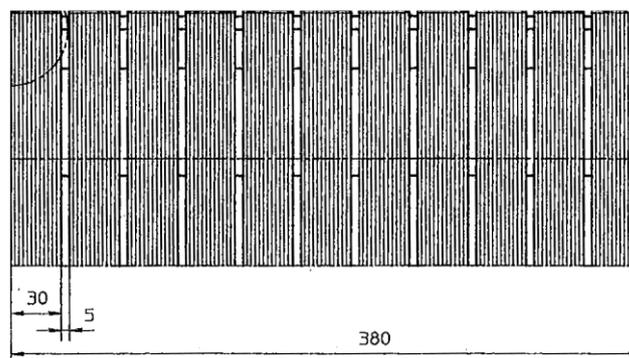


Figure 3.6 – Coupe longitudinal des tôles

Comme dans le cas de l'étude des effets des trous de ventilation, nous avons effectué des simulations à vide pour une période électrique de la machine, en formulation magnétostatique  $\Omega$  tout en tenant compte de la non linéarité des matériaux et des trous de

ventilation. La figure suivante montre le maillage suivant l'axe z avec les paquets de tôles en bleu et l'évent en jaune. Afin de limiter le nombre d'inconnues et sachant que seul le fonctionnement sain est simulé, seul un quart de la machine a été modélisé, avec 77 984 nœuds et 144 360 éléments.

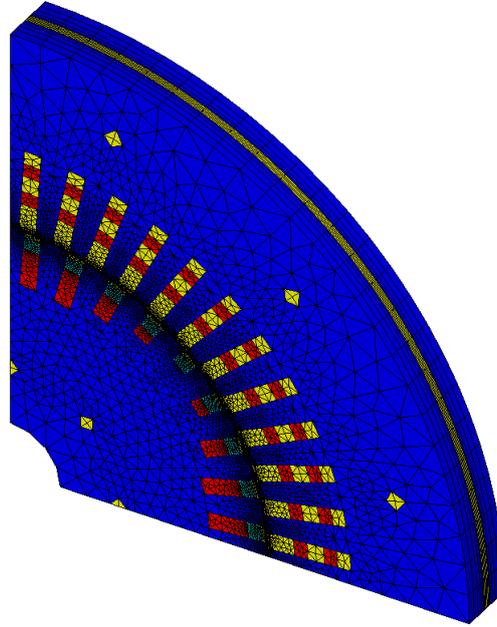


Figure 3.7 – Maillage d'un quart de la machine avec un évent (en jaune)

Le maillage initial en deux dimensions, avec et sans prises des événements, est identique. La différence entre les deux cas réside dans l'extrusion de ce maillage pour en constituer un tridimensionnel en prismes. Dans un cas, seule une couche de fer de 30 mm a été extrudée (Figure 3.8 – a). Dans le second cas, 15 couches ont été extrudées : 5 pour les 15 mm de fer, 5 autres pour les 5mm d'air et 5 dernières pour les 15mm de fer (Figure 3.8 – b). En comparant les résultats issus de ces deux maillages, nous pouvons alors évaluer l'influence des événements.

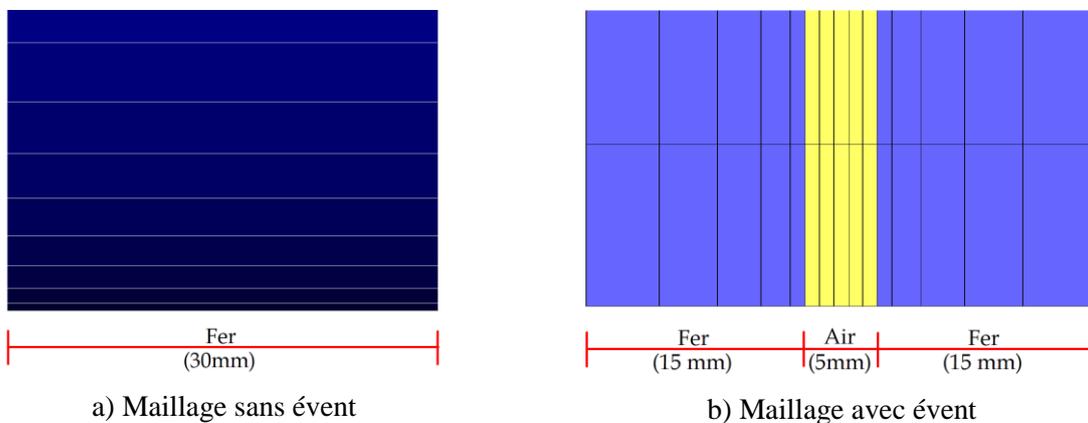


Figure 3.8 – Coupe longitudinal des maillages

La Figure 3.9 montre la comparaison des caractéristiques à vide entre les deux simulations ; en vert la simulation avec événements et en bleu la simulation sans événements. Nous pouvons voir qu'il y a une légère différence entre les deux courbes. L'amplitude de la tension obtenue avec la prise en compte des événements est plus élevée que celle négligeant ces derniers. Ce résultat peut paraître surprenant car la présence d'événements induit des flux de fuite. Néanmoins, ces résultats sont logiques et s'expliquent par le fait que l'augmentation de la surface du bobinage compense largement les flux de fuites et permet même d'embrasser plus de flux magnétique.

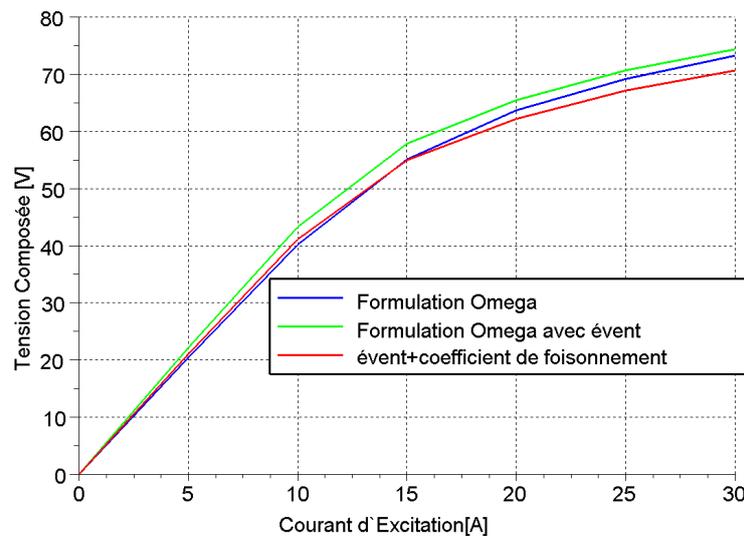


Figure 3.9 – Comparaison des caractéristiques de la machine avec e sans événement

Par ailleurs, une autre courbe en rouge, avec la prise en compte des événements mais aussi de l'effet du foisonnement des tôles, est également présentée. Ce coefficient correspond au pourcentage de matériau ferromagnétique actif par rapport à la longueur totale des tôles empilées, isolation comprise. Dans les simulations, il est très difficile, et onéreux en temps de calculs, de simuler ces discontinuités du matériau actif. Pour prendre le coefficient en compte, il suffit de multiplier la taille du paquet de tôles par le coefficient de foisonnement. Dans le cas de la structure étudiée, la valeur de ce coefficient est de 0,95 [67].

D'après cette étude, l'effet des événements n'est pas négligeable dans la simulation de la machine mais la prise en compte de ces derniers induit une nette augmentation des temps de calculs. Un coefficient d'ajustement serait intéressant mais très complexe à mettre en œuvre étant donné qu'il serait sensible à l'état de charge et donc de saturation de la machine.

D'un autre côté, l'effet du coefficient de foisonnement compense, en partie, la caractéristique de la maquette à vide modifiée par les événements. Nous voyons, dans la Figure 3.9, que quand nous prenons en compte l'influence des événements et du coefficient de foisonnement

en même temps, la courbe résultante, dans la partie linéaire, est très proche du cas où aucun de ces deux effets n'est pris en compte.

Par conséquent, les différentes simulations ultérieures seront effectuées sans la prise en compte des événements et du coefficient de foisonnement. Ces hypothèses sont plausibles car le point de fonctionnement nominal de la machine se situe aux alentours d'un courant d'excitation de 12A.

### 3.5 Les amortisseurs – Magnétodynamique

Un autre phénomène à prendre en compte dans la modélisation précise de la machine est celui des courants induits dans les barres amortisseur au rotor. En effet, chaque encoche rotorique contient une barre amortisseur qui est court-circuitée avec les autres barres par le biais des anneaux de court-circuit localisés aux extrémités de la machine. Généralement, les courants dans les barres sont négligés à la vitesse de synchronisme. Le flux traversant le rotor est supposé constant ce qui laisse présager une absence de courants induits. Or, de par le nombre de barres qui est différent de celui des encoches statoriques et comme ces mêmes barres ne sont pas inclinées, elles voient une variation de la réluctance d'entrefer lors de la rotation et ce, même au synchronisme. Par conséquent, des courants y seront induits. Il est donc pertinent de vérifier si ces courants influencent les résultats.

Pour prendre en considération les courants induits, des calculs en magnétodynamique sont nécessaires. La modélisation peut alors s'effectuer de deux manières ; soit en utilisant une approche en 2D extrudé ce qui revient à négliger l'effet des courants dans les anneaux de court-circuit et supposer que les courants induits se referment à l'infini ; soit en adoptant une approche en pseudo 3D qui, par rapport au 2D extrudé, modélise également les anneaux de court-circuit mais sans prendre en compte les têtes de bobines statoriques. La première approche nécessite bien évidemment nettement moins de temps de calculs que la seconde. Nous allons, par la suite, aborder les deux cas afin de juger de la validité de la première approche. Pour pouvoir comparer les deux cas avec un maillage, identique en 2D, sans augmenter démesurément les temps de calcul, nous avons effectué un nouveau plus allégé, Figure 3.10. En fait, la première approche ne pose pas de problème de nombre d'inconnues étant donné que le maillage peut être constitué d'une seule couche suivant l'axe z. En revanche, pour simuler la machine avec les anneaux de court-circuit, d'une manière relativement précise, plusieurs couches d'éléments sont nécessaires pour bien prendre en

compte les courants induits dans les anneaux. Cela implique alors un grand nombre d'inconnues.

Dans le cas de la modélisation en magnétodynamique, nous avons choisi d'utiliser la formulation en  $A-\varphi$ . En effet, cette formulation nécessite des temps de calculs relativement limités dans le cas du maillage en prismes adopté. Par ailleurs, comme indiqué au chapitre 2, elle est plus facile, par rapport à la formulation en  $T-\Omega$ , à mettre en œuvre dans le cas de la modélisation d'un système mettant en jeu plusieurs barres d'amortisseur court-circuitées par un anneau.

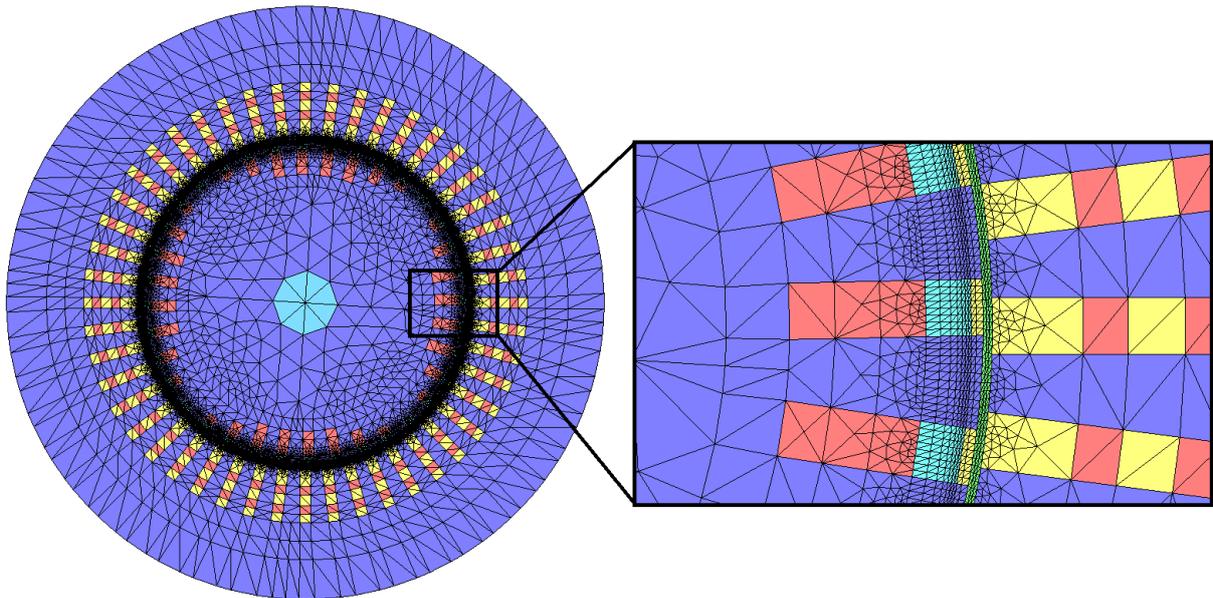


Figure 3.10 – Maillage de la machine avec les amortisseurs en bleu

Une grande difficulté de la modélisation est due au transitoire numérique. Ce dernier est dû au fait qu'à  $t=0$ , toutes les grandeurs étant initialisées à des valeurs nulles, la machine est soumise à un 'échelon' d'excitation. Ce dernier induit alors de forts courants dans les amortisseurs, Figure 3.11.



Figure 3.11 – Courants induits dans les amortisseurs de la machine au premier pas de calcul

Le régime transitoire est relativement long et nécessite un fort temps de calcul avant d'aboutir au régime permanent de fonctionnement de la machine. La figure suivante montre une courbe de l'évolution, en fonction du temps, de l'énergie magnétique totale dans la machine lors d'une simulation à vide avec des matériaux magnétiques à caractéristique linéaire. L'énergie arrive à un niveau proche de celui du régime permanent à environ 3 secondes, soit 54000 pas de calcul et donc un temps d'exécution trop élevé, d'environ 307166 secondes (85,3 heures) pour les 6 secondes simulées.

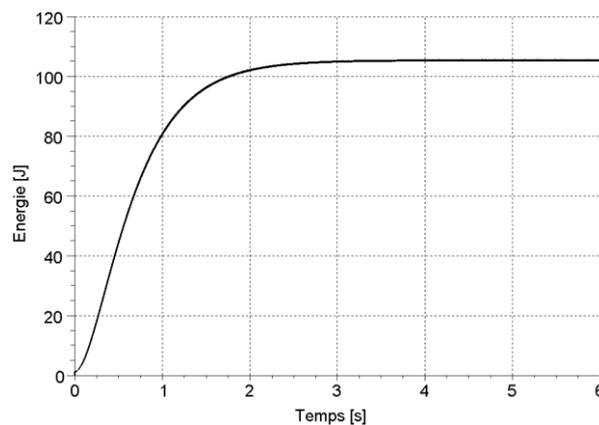


Figure 3.12 – Evolution de l'énergie magnétique totale de la simulation en magnétodynamique

Pour éviter ce transitoire dont l'information n'est pas pertinente, plusieurs stratégies ont été testées pour atténuer le temps de simulation du régime transitoire. La solution retenue en fin de compte consiste à adopter un premier pas de calcul très élevé avec la machine à l'arrêt afin de simuler une très longue rampe de vitesse. Ensuite, à partir du second pas de

calcul, nous mettons en œuvre le bon pas de temps avec le mouvement adéquat. Sur la Figure 3.13, nous montrons un agrandissement de la figure précédente (courbe noire) de l'énergie magnétique de la machine en régime permanent. La courbe en rouge montre la même grandeur obtenue avec une simulation utilisant la méthode décrite ci-dessus. L'échelle des temps étant celle, réelle, de l'évolution de l'énergie avec la procédure adoptée. Nous constatons que cette dernière aboutit à des solutions, en terme d'énergie en régime permanent, très proches de celles obtenues lors de calculs classiques faisant intervenir la globalité du régime transitoire numérique.

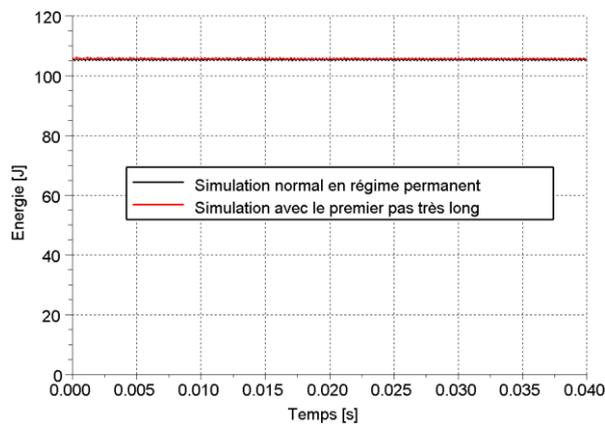


Figure 3.13 – Comparaison entre l'énergie en régime permanent pour une simulation normale et une simulation utilisant un pas de calcul initial élevé

La Figure 3.14 montre les courants induits dans les barres amortisseur, en régime permanent à vide avec un courant d'excitation de 10 A.

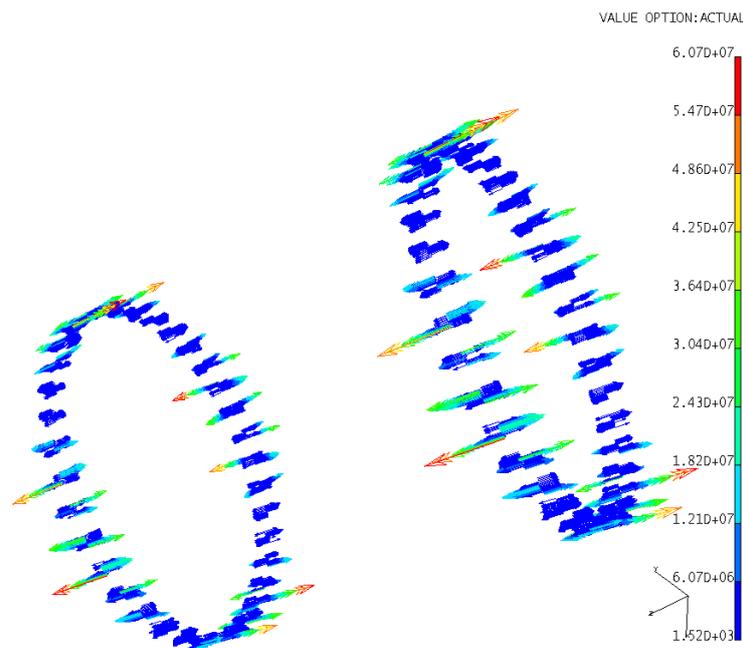


Figure 3.14 – Courant induit dans les amortisseurs de la machine en régime permanent à vide

Deux constatations peuvent être effectuées. Tout d’abord, la densité de courant dans les barres amortisseur atteint, à des endroits spécifiques, des valeurs plus élevées que dans le cas du premier pas de calcul mais avec des ordres de grandeurs relativement cohérents. En fait, la faible valeur de la densité de courant au premier pas de calcul est due au fait que le champ magnétique n’est pas encore totalement établi dans la machine.

On constate également que, contrairement à ce qu’on aurait pu supposer et qui est visible sur les courants induits au premier pas de calcul, en régime permanent, dans quelques barres, il y a des courants qui circulent dans les deux sens. Dans le cas du premier pas, l’effet qui est à l’origine des courants induits est celui de l’établissement du champ polaire statorique. Par conséquent, les courants induits tendent à créer un champ qui s’oppose à ce dernier. En régime permanent, l’effet qui génère les courants induits dans les barres est dû à la variation de la réluctance d’entrefer, et donc au passage des barres au devant des encoches statoriques. Ceci explique les courants circulant dans les deux sens dans une même barre.

La Figure 3.15 montre les fems triphasées à vide, pour un courant d’excitation de 10A obtenues par des calculs en magnétostatique par la formulation en  $\mathbf{A}$  et en magnétodynamique par la formulation  $\mathbf{A}-\varphi$ .

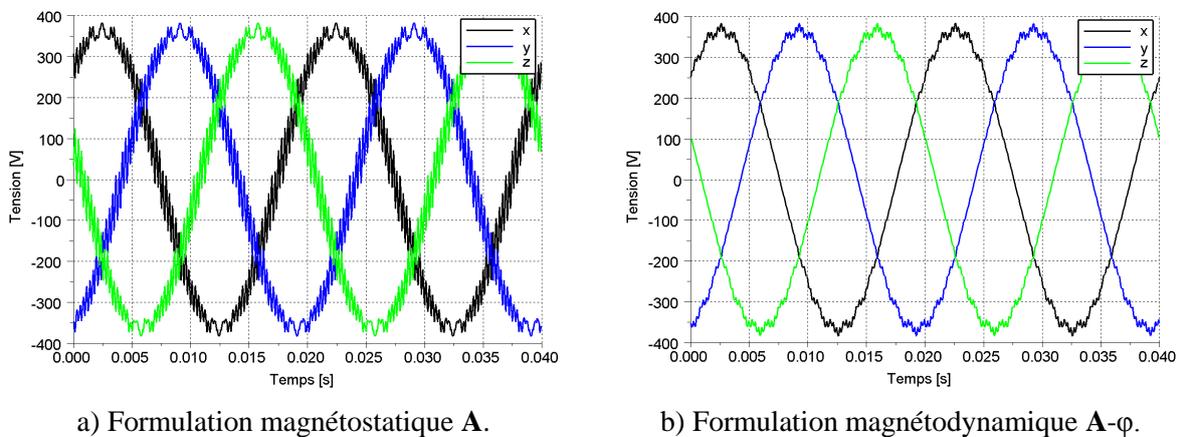


Figure 3.15 – fems triphasées pour la machine à vide avec un courant d’excitation de 10 A

Les calculs en magnétodynamique montrent que les courants induits dans les barres amortisseur ne sont pas nuls et ont une influence directe sur le contenu harmonique des fems à vide. Nous pouvons aisément voir leur effet qui tend à lisser les évolutions temporelles des fems. Par contre, les valeurs efficaces, pour les différentes amplitudes du courant d’excitation, ne sont pratiquement pas affectées.

Comme spécifié précédemment, les différents calculs ont été effectués en négligeant l’effet 3D dû aux anneaux de courts-circuits (courants se refermant à l’infini). Afin de justifier cette hypothèse, nous avons également utilisé l’approche en pseudo 3D. Dans ce cas, les

anneaux de courts-circuits ont été modélisés. En revanche, la modélisation des têtes de bobines statoriques étant fort délicate, et n'apportant pas de réel intérêt dans la problématique magnétodynamique, les conducteurs statoriques et rotoriques d'excitation ont été prolongés, d'une manière droite, au delà de la longueur active de la machine.

La Figure 3.16 montre la partie frontale modélisée de la machine. Ce maillage a été effectué à partir de celui initial sans anneaux (Figure 3.10). Au lieu d'utiliser une seule couche d'éléments (dans le sens de la longueur de la machine) nous avons réalisé un maillage à 16 couches avec 435 840 éléments prismatiques et 232 407 nœuds. La partie en gris correspond au fer. La partie amagnétique dans laquelle nous retrouvons, outre l'air, une partie des têtes de bobine rotorique et statorique et les anneaux qui referment les amortisseurs n'est pas représentée dans la figure.

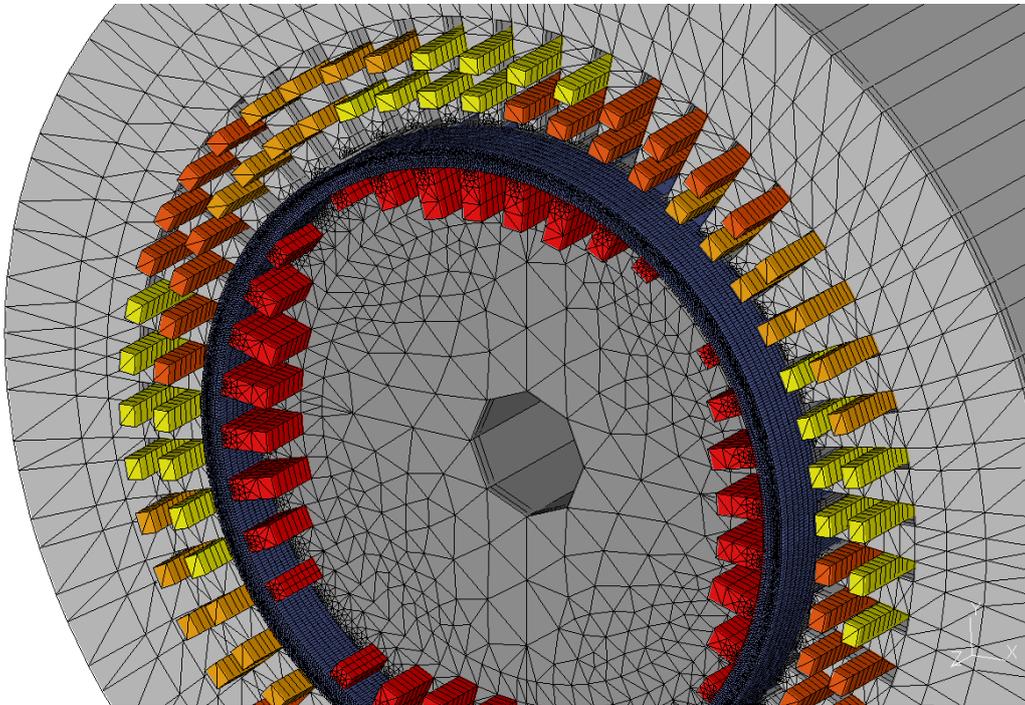


Figure 3.16 – Maillage avec les anneaux qui referment les barres amortisseur (en bleu foncée), en gris le fer du stator et du rotor

La Figure 3.17 montre en détail le maillage des barres amortisseur ainsi que les anneaux qui les referment. Nous pouvons voir que le maillage se concentre sur les extrémités de la machine pour bien représenter les courants induits et leur distribution sachant que ces derniers ont une direction unique au milieu des barres.



Figure 3.17 – Le maillage des barres amortisseur en bleu clair avec les anneaux qui les referment en bleu foncé

Pour comparer les courants induits dans les deux cas de simulations, avec et sans anneaux, nous avons effectué des calculs à vide avec un courant d'excitation de 10A. La Figure 3.18 montre les courants induits au milieu des barres amortisseur lors de la modélisation de la cage complète. Nous constatons que la prise en compte des anneaux de fermeture des barres amortisseur n'a d'incidence ni sur la distribution, ni sur les valeurs des courants induits.

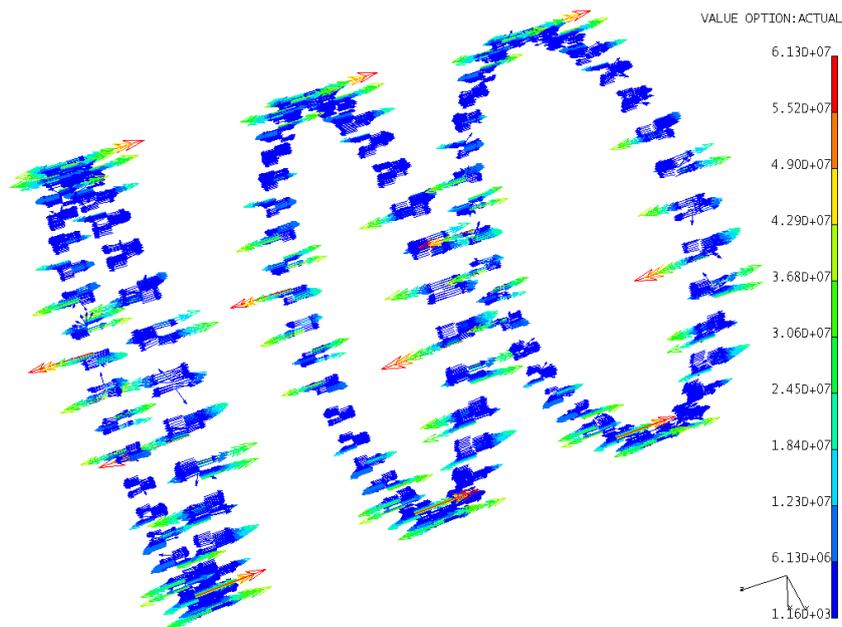


Figure 3.18 – Courants induits dans les amortisseurs de la machine en régime permanent à vide

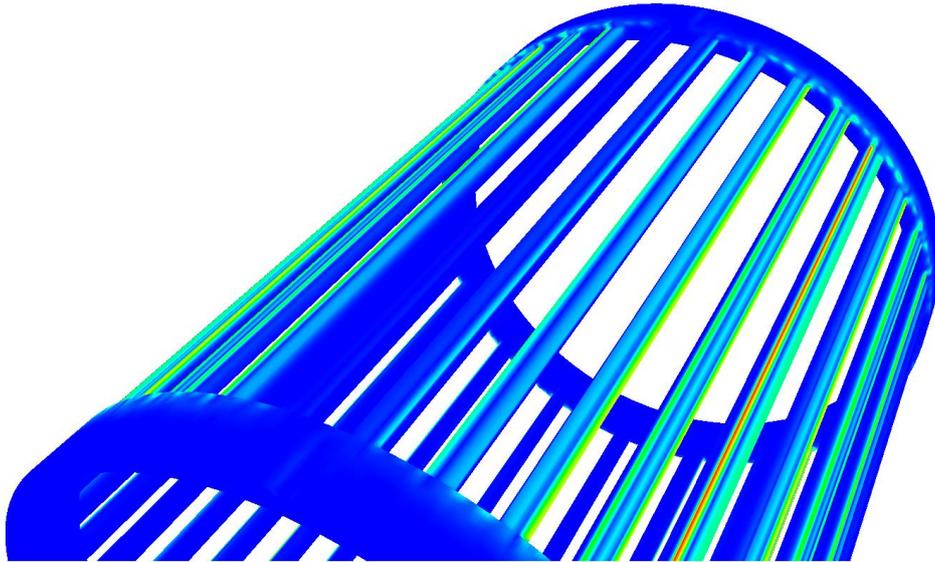


Figure 3.19 – Courants induits dans les amortisseurs + les anneaux de la machine en régime permanent à vide

La figure suivante montre une comparaison des tensions composées à vide obtenues par les calculs en magnétodynamique avec et sans anneaux de courts-circuits et en magnétostatique. Nous constatons que les résultats en magnétostatique sont entachés d'harmoniques non représentatifs de la réalité et, qu'en magnétodynamique, la prise en compte des anneaux de courts-circuits n'apporte pas de différence significative par rapport au cas négligeant ces derniers. Par conséquent, dans les différents calculs ultérieurs, seules les barres amortisseur seront prises en compte.

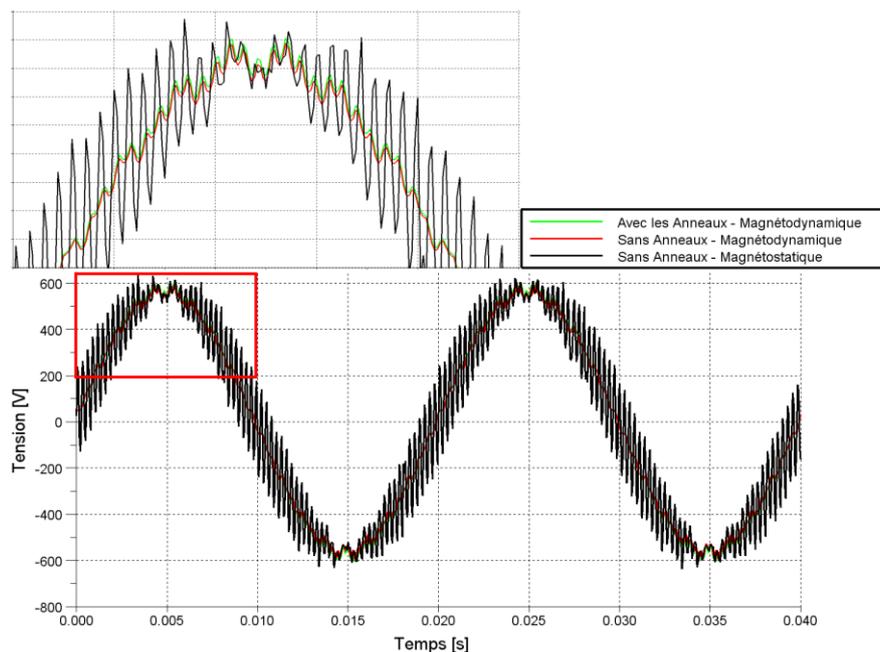


Figure 3.20 – Comparaison de la fem d'une phase pour la machine à vide avec un courant d'excitation de 10 A

### 3.6 Etude de la taille de l'entrefer

Le plan de découpe des tôles statoriques et rotoriques fourni par le constructeur de la maquette indique une tolérance générale de l'usinage de la catégorie JS13, annexe 2. Relativement à cette norme et des diamètres compris entre 250 et 315 mm, la variation maximale du diamètre externe du rotor et interne du stator est de  $\pm 405 \mu\text{m}$ . Par conséquent, l'entrefer de 1,5 mm suivant les spécifications du cahier des charges, peut avoir une épaisseur réelle variant entre 0,69 mm et 2,31 mm.

Afin de quantifier l'effet de cette tolérance, des simulations ont été effectuées avec 5 valeurs différentes d'entrefer : 1,5; 1,7 ; 1,9; 2,1 et 2,3 mm. Pour chaque valeur d'entrefer, un quart de la machine a été modélisé et les calculs ont été effectués, en formulation **A** et en formulation  $\Omega$  pour déterminer la caractéristique à vide de la machine de test. La figure suivante montre les résultats obtenus pour les différentes valeurs d'entrefer pour la formulation **A**.

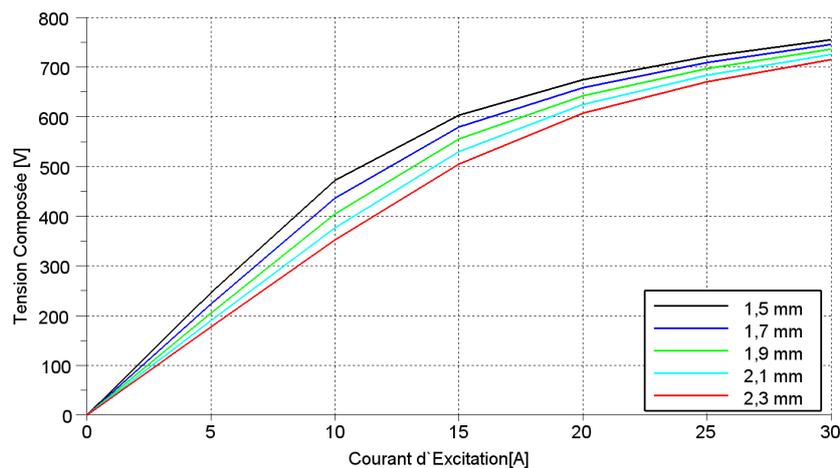


Figure 3.21 – Comparaison des résultats pour différentes tailles d'entrefer

Comme nous pouvons l'escompter, cette étude confirme que la taille de l'entrefer a beaucoup d'influence sur les résultats avec des écarts qui peuvent atteindre la centaine de Volts entre les entrefers minimal et maximal (exemple à  $I_f=10\text{A}$ ).

Suite à ces résultats il a été demandé à la société Electronavale, une mesure précise de l'entrefer. Les valeurs relevées se situent entre un minimum de 1,60 mm et un maximum de 1,67mm. Par conséquent, et au vu de l'effet très significatif de cette grandeur sur les résultats, nous avons utilisé une taille d'entrefer de 1,64 mm pour toutes les simulations suivantes.

### 3.7 Calage de la maquette

Après la mise en œuvre du mouvement, le choix du bon maillage, l'introduction de la non linéarité des matériaux et de toutes les hypothèses sur la structure de la maquette, nous comparons quelques résultats de simulation à des mesures effectuées sur la maquette. Ces dernières concernent les essais à vide et la caractéristique interne de la machine. Le rotor de la structure est entraîné à la vitesse de synchronisme (1500tr/mn) et le circuit d'excitation est alimenté par différentes valeurs du courant  $I_f$ . La tension composée induite dans les bobinages statoriques est alors mesurée afin de tracer la fem en fonction des valeurs du courant d'excitation.

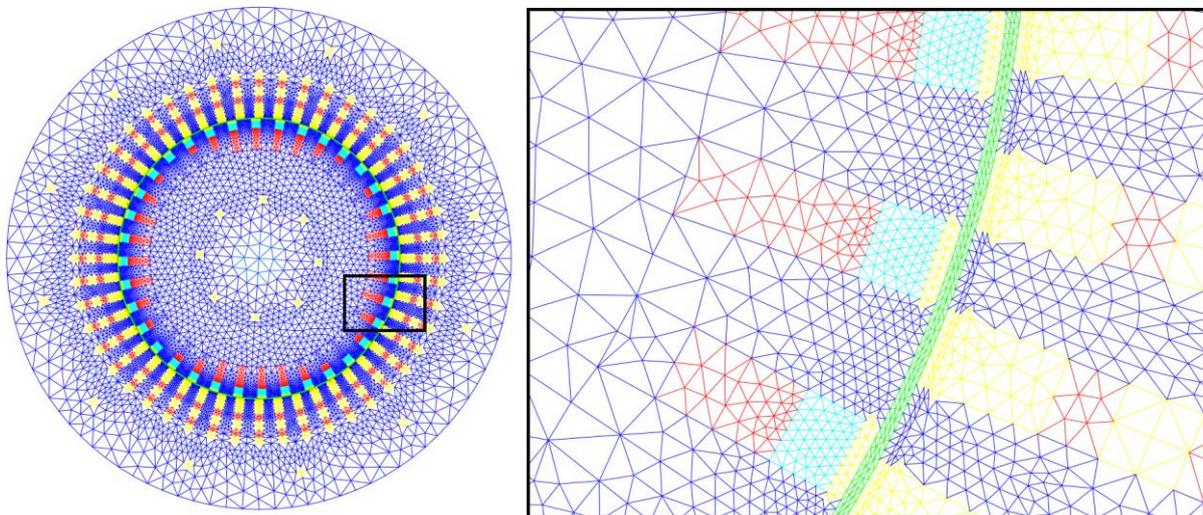


Figure 3.22 – Maillage de la maquette

Les mêmes points de fonctionnement ont été simulés avec le maillage M2 introduit au paragraphe 1 de ce chapitre (maillage 2D extrudé constitué de 38 516 éléments en prismes et 38 614 nœuds Figure 3.22). Les calculs ont été effectués, pour une période électrique de la machine, avec la formulation magnétostatique  $\Omega$ , magnétostatique A et magnétodynamique A- $\phi$  en tenant compte de la non linéarité des matériaux. Pour chaque courbe, 6 simulations ont été réalisées avec les valeurs suivantes du courant d'excitation: 5, 10, 15, 20, 25 et 30 A.

Nous présentons d'abord la comparaison des évolutions temporelles de la tension composée, en fonctionnement à vide, obtenue pour un courant d'excitation de 15 A. On peut remarquer que les résultats en magnétostatique font apparaître des harmoniques additionnelles. Ces dernières sont d'ailleurs nettement plus marquées en utilisant la formulation  $\Omega$ . Ceci pourrait s'expliquer par un maillage plus adapté à la formulation en A.

En revanche, l'évolution temporelle obtenue en magnétodynamique, où les courants induits dans les barres amortisseur sont pris en compte, est très proche de l'allure expérimentale.

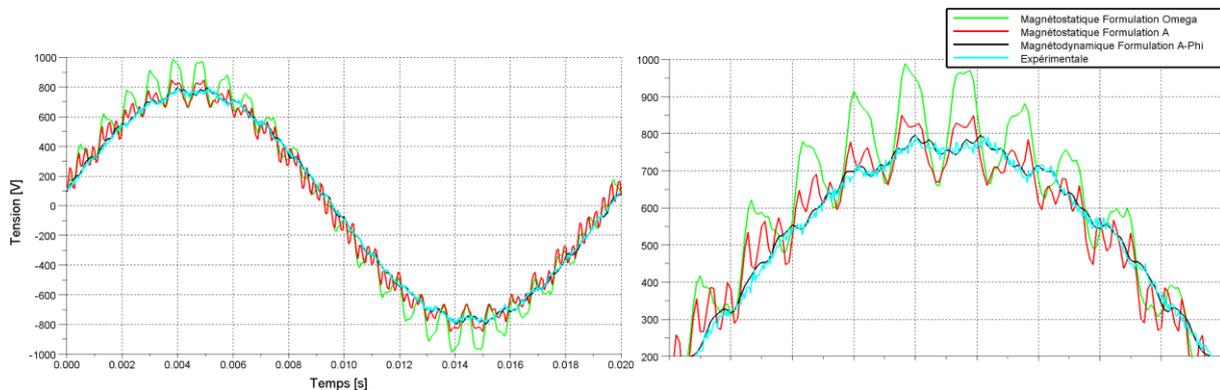


Figure 3.23 – Comparaison des tensions composées en fonction du temps en  $\Omega$ , A et A- $\phi$  et mesure

Sur la Figure 3.24, les courbes obtenues par la formulation en potentiel vecteur qui retracent les valeurs efficaces des tensions composées sont très proches des résultats expérimentaux, et ce en magnéto-statique comme en magnéto-dynamique même si les allures temporelles sont sensiblement différentes. Par contre, les valeurs obtenues par la formulation en potentiel scalaire sont légèrement surestimées.

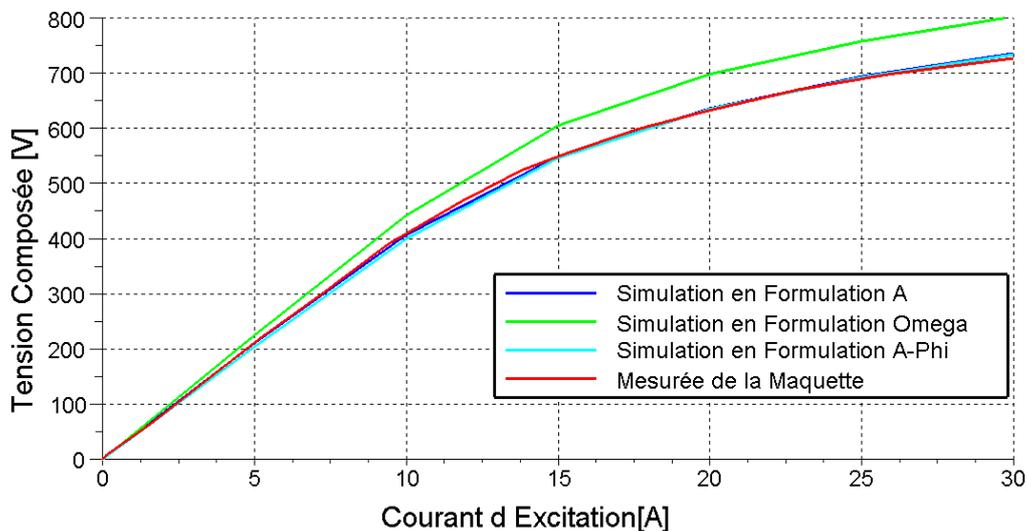


Figure 3.24 - Comparaison des caractéristiques de la machine issues de la simulation et des mesures

### 3.8 Simulation avec EFCAD – Code 2D du GRUCAD (Brésil)

Dans un souci de comparaison des résultats entre deux codes de calcul différents, des simulations du fonctionnement à vide de la structure ont également été effectuées en utilisant

le code d'éléments finis EFCAD du Laboratoire Grucad basé sur la résolution des équation de Maxwell en 2 dimensions par la formulation A. Pour effectuer les études, seul le quart de la machine a été maillé avec 4796 nœuds et 7310 éléments comme montré à la figure 3.24 ci-dessous.

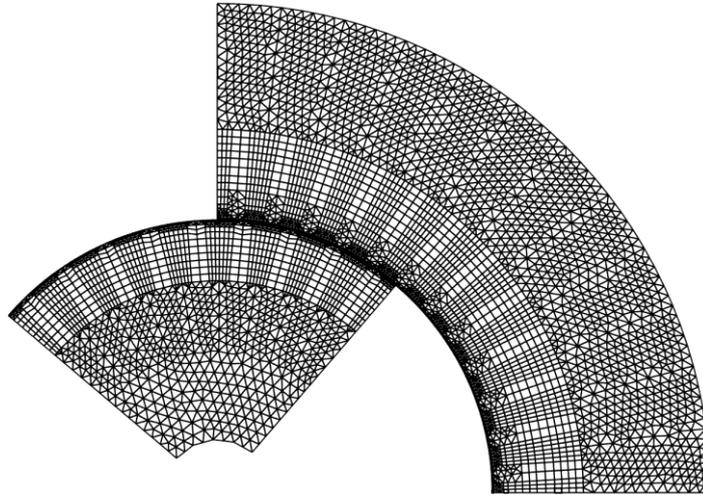


Figure 3.25 – Maillage en 2 dimensions

Les simulations sont effectuées avec le rotor qui est entraîné à la vitesse de synchronisme prise en compte au travers de la méthode de la bande de mouvement [31]. La fem entre deux phases est déterminée pour différentes valeurs du courant d'excitation en tenant compte de la non linéarité des matériaux magnétiques avec la méthode de Newton-Raphson. Les figures suivantes montrent la carte des lignes de champ et celle de l'induction magnétique, à un instant donné de la simulation, pour un courant d'excitation de 10 A.

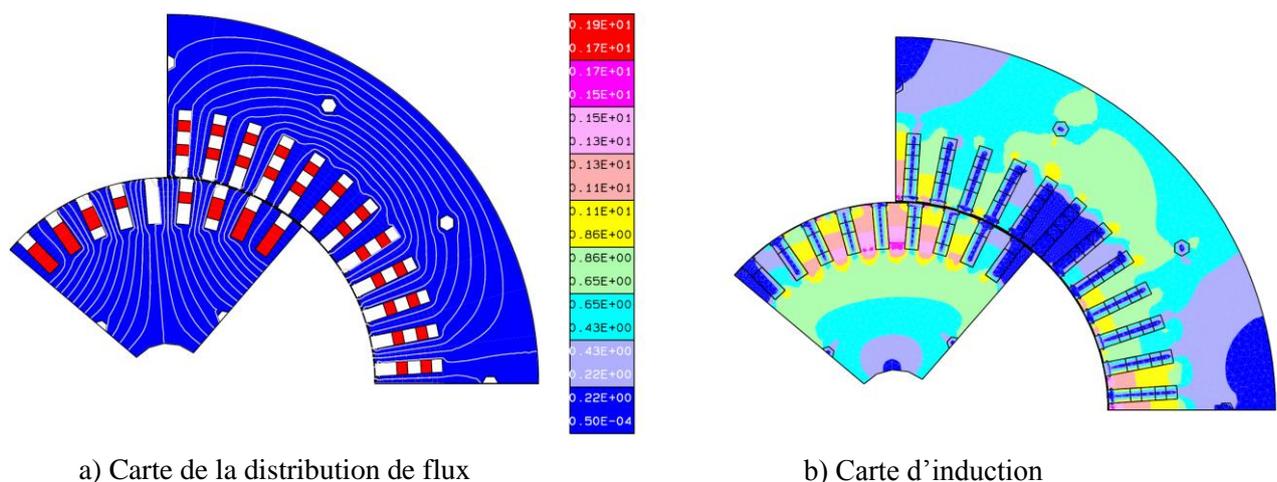


Figure 3.26 – Cartes des réponses de la simulation avec EFCAD

La figure suivante montre la comparaison entre les courbes pour les différentes formulations de *code\_Carmel* et EFCAD. Comme nous pouvons le voir, le résultat obtenu

avec EFCAD est relativement proche du résultat issu de *code\_Carmel* en utilisant la formulation A. Ce comportement est tout à fait normal et s'explique en partie par la qualité du maillage utilisé avec EFCAD qui est plus grossier que celui utilisé dans *code\_Carmel* ainsi que par la façon de prendre en compte la caractéristique non linéaire des matériaux magnétiques qui est différente entre les deux codes.

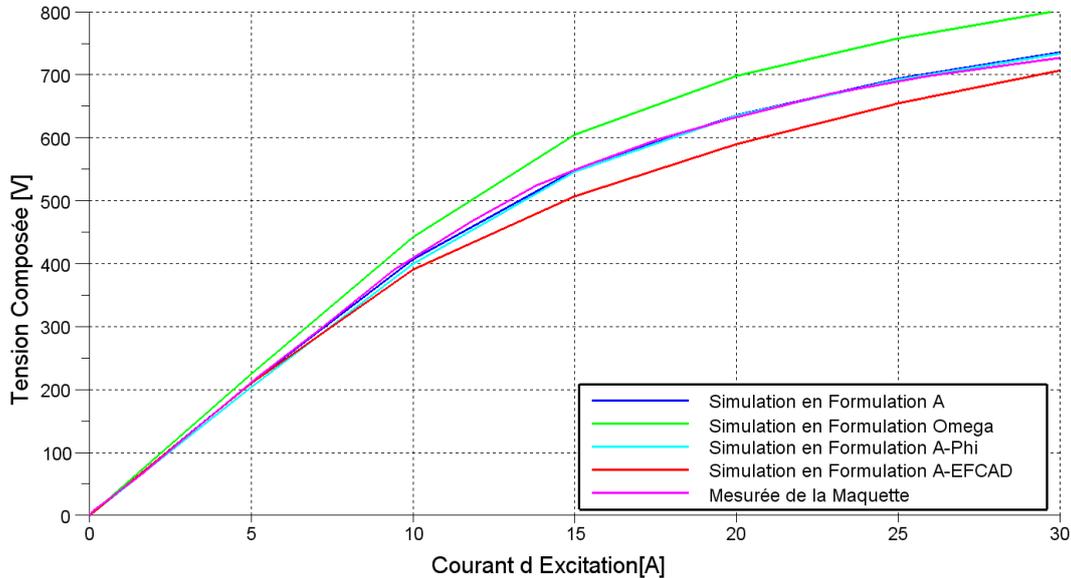


Figure 3.27 – Courbes avec *code\_Carmel* et avec l'EFCAD

### 3.9 Simulation de la charge

La machine de test a été étudiée en fonctionnement générateur débitant sur différentes charges. Pour simuler ces points de fonctionnement, l'approche la plus rigoureuse est celle basée sur un couplage circuit entre les équations magnétiques et électriques [31]. Malheureusement, cette approche nécessite des temps de calcul prohibitifs dus essentiellement aux régimes transitoires. Une autre approche consiste à imposer directement les courants dans les bobinages du stator. Cette approche évite les temps de calculs dus aux régimes transitoires mais elle nécessite la connaissance précise de l'angle de déphasage entre les courants et les fems. Ce dernier varie en fonction de la charge et du niveau de saturation de la machine qui est non linéaire. Un programme a été élaboré sous Scilab permettant de calculer, au travers des paramètres de la machine et de son état de fonctionnement, l'angle de déphasage du courant par rapport aux fems à vide ainsi que la valeur équivalente du courant d'excitation.

Le circuit équivalent simplifié, par phase, d'un générateur synchrone avec des pôles lisses est représenté à la figure suivante :

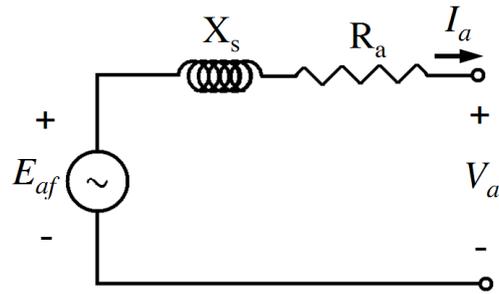


Figure 3.28 – Circuit équivalent par phase d'un générateur synchrone

où  $V_a$  représente la tension simple au stator,  $R_a$  la résistance des enroulements d'une phase du stator,  $E_{af}$  la fem interne,  $X_s$  la réactance synchrone et  $I_a$  le courant au stator. Ces grandeurs sont liées par :

$$E_{af} = V_a + R_a \cdot I_a + j \cdot X_s \cdot I_a. \quad (3.2)$$

Ce qui permet de tracer le diagramme vectoriel suivant :

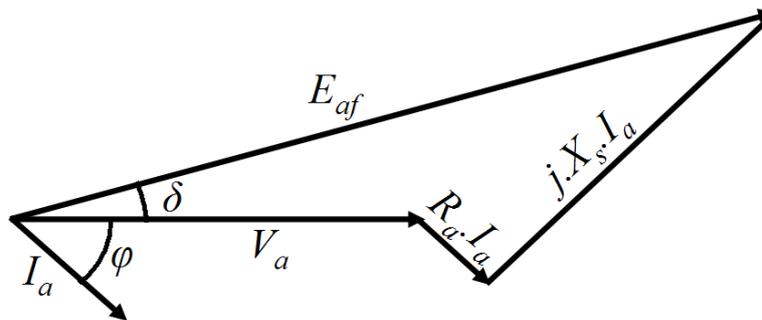


Figure 3.29 – Diagramme de Potier

où nous pouvons distinguer deux angles :  $\varphi$  (déphasage entre la tension simple et le courant) et  $\delta$  (angle de charge). L'angle de charge est une inconnue dont nous avons besoin pour simuler la charge. L'autre inconnue est le courant d'excitation de la machine donné par  $I_{ef}$ .

Pour faire le calcul de la charge, nous disposons des données suivantes :

- La tension au stator ;
- La résistance des enroulements du stator ;
- La puissance active de la machine,  $P$  ;
- Le facteur de puissance,  $\cos(\varphi)$  ;
- La vitesse de rotation de la machine,  $\omega$ .

Tout d'abord, il faut calculer la valeur de l'angle initial de la fem simple au stator donné par  $\theta$ . Cet angle peut être calculé à partir de la tension obtenue lors de la simulation de la machine à vide. La figure suivante montre la procédure permettant de déterminer cet angle.

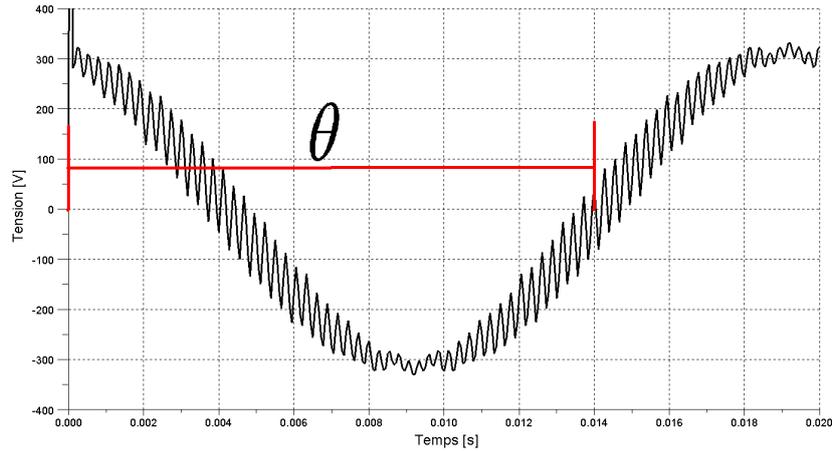


Figure 3.30 – Tension simple à vide en magnétostatique

Le module du courant  $I_a$ , est donné par :

$$I_a = \frac{P}{3 \cdot V_a \cdot \cos(\varphi)} \quad (3.3)$$

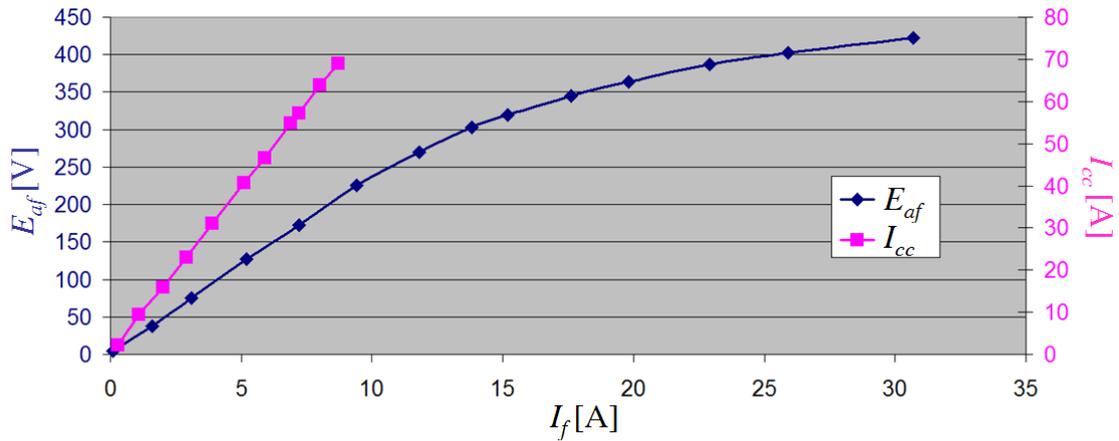
Pour calculer  $X_s$ , nous utilisons les caractéristiques interne de la machine,  $E_{af}$ , et de court-circuit,  $I_{cc}$ , Figure 3.31.  $X_s$ , donnée par :

$$X_s(I_f) = \frac{E_{af}}{I_{cc}} \quad (3.4)$$

dépend de la valeur du courant d'excitation lequel constitue une inconnue. Un calcul itératif est donc nécessaire. Dans la boucle de calcul, le courant d'excitation est initialisé à une valeur quelconque, ce qui permet de calculer la valeur de  $X_s$ . Cette dernière, au travers de la relation (3.5), aboutit à la valeur de l'angle  $\delta$  (voir diagramme de la Figure 3.29) :

$$\tan(\delta) = \frac{X_s \cdot I_a \cdot \cos(\varphi) - R_a \cdot I_a \cdot \sin(\varphi)}{V_a + R_a \cdot I_a \cdot \cos(\varphi) + X_s \cdot I_a \cdot \sin(\varphi)} \quad (3.5)$$

Enfin, nous calculons la valeur de  $E_{af}$  et nous vérifions sur la caractéristique interne (Figure 3.31) si cette valeur de  $E_{af}$  correspond à la valeur initiale du courant d'excitation. Si c'est le cas, la boucle de calcul est arrêtée. Sinon, la valeur du courant d'excitation est modifiée et le calcul est exécuté de nouveau.

Figure 3.31 – Calcul de  $X_s$ 

Comme cette procédure est basée sur quelques hypothèses simplificatrices et notamment le fait que seul le flux rotorique est supposé induire l'effet de saturation de la structure, le résultat de calcul admet une petite erreur. Donc, après un premier calcul par éléments finis, il est nécessaire d'affiner le logiciel pour pouvoir simuler la charge désirée. Si nécessaire, il faut répéter l'opération pour atteindre la précision requise. L'organigramme suivant montre la façon de calculer l'angle de charge avec toutes les étapes :

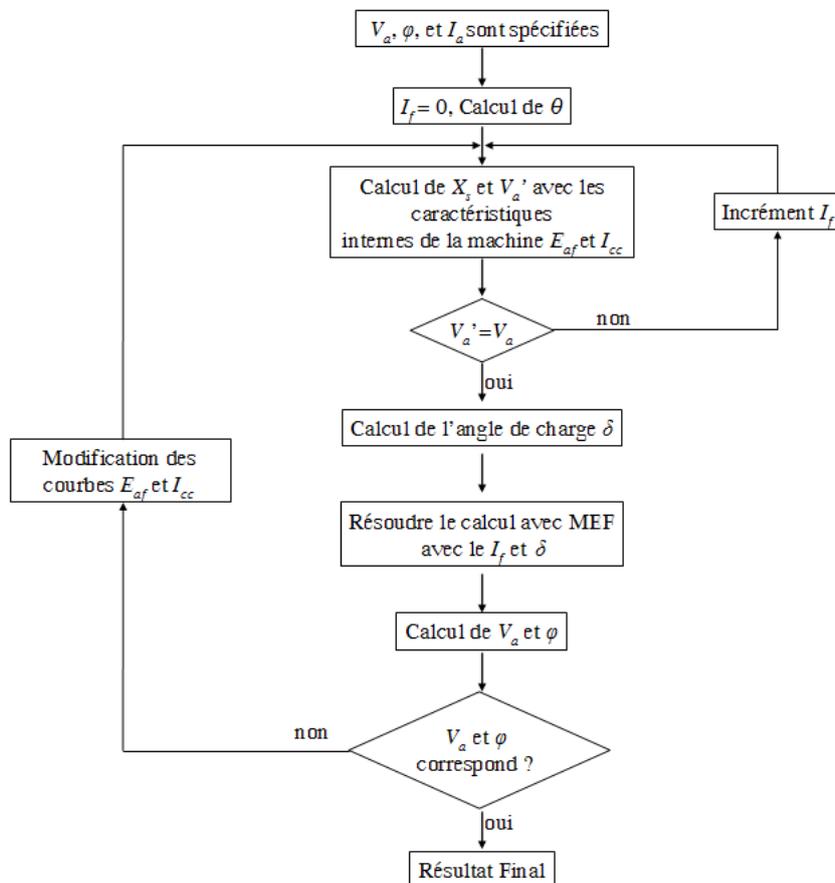


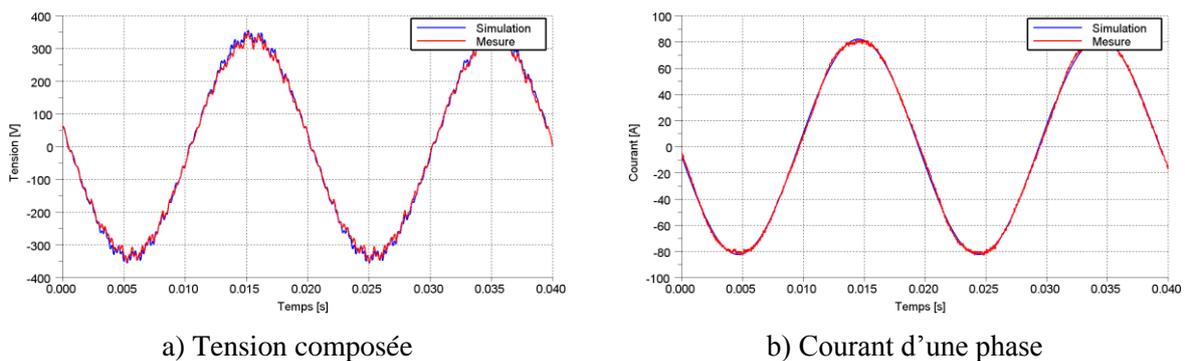
Figure 3.32 – Organigramme du calcul de l'angle de charge et du courant d'excitation

Pour comparer les résultats de modélisation à des mesures expérimentales, des simulations, en formulation magnétodynamique  $A-\varphi$ , ont été effectuées. Le tableau ci-dessous résume les résultats globaux relatifs aux mesures et aux simulations pour quatre types de charge ; résistive pures et inductives avec un facteur de puissance d'environ 0,8. Nous pouvons constater que les résultats de simulation sont proches des mesures.

	Puissance (VA)		Facteur de Puissance		Tension Simple (V)		Courant (A)	
	Mesure	Simulation	Mesure	Simulation	Mesure	Simulation	Mesure	Simulation
Charge RL 10,0 kVA	11806	11941	0,721	0,721	133,7	135,2	29,40	29,40
Charge R 12,5 kVA	13345	14103	0,983	0,960	133,6	141,2	33,28	33,28
Charge RL 20,0 kVA	23409	24072	0,703	0,702	134,3	138,1	58,10	58,10
Charge R 25,0 kVA	28689	29491	0,995	0,996	135,4	138,5	70,98	70,98

Tableau 3.1 – Résultats globaux des mesures et simulation

La figure 3.32 montre les courants et tensions composées simulés et mesurés dans le cas de la machine avec la charge RL de 20 KVA. Les évolutions temporelles sont très similaires.



a) Tension composée

b) Courant d'une phase

Figure 3.33- Comparaison entre la tension et le courant d'une phase simulés et mesurés pour une charge inductive de 20 kVA

### 3.10 Simulation des capteurs de flux (Bobines radiales)

Comme spécifié au chapitre 1, la machine d'étude a été dotée de différents capteurs de flux. Pour simuler les bobines radiales, il est possible d'utiliser la méthode des spires exploratrices [66]. Cette dernière est implantée dans *code\_Carmel* et a été validée en formulations  $A$  et  $A-\varphi$ . Elle s'approche du cas des capteurs réels mais elle nécessite, pour sa mise en œuvre, au moins 3 nœuds par arête de la spire. Par conséquent, il faut au moins 2 couches d'éléments en prismes, ce qui fait augmenter significativement les temps de calculs.

Une autre approche consiste à remplacer les spires exploratrices par des éléments pour créer des inducteurs. Ces derniers n'ont pas besoin de plus d'une couche d'éléments en prismes, ce qui allège bien évidemment le nombre d'inconnues. Pour vérifier la validité de

cette solution, nous avons comparé les résultats issus de l'approche avec la spire exploratrice à ceux obtenus par la seconde approche. Les calculs ont été effectués avec le maillage d'un quart de la machine élaboré dans le cas de l'étude des effets des événements Figure 3.7.

La figure suivante montre un agrandissement du maillage sur lequel il est possible de distinguer l'entrefer en vert et au dessous de l'entrefer nous pouvons voir deux couches d'éléments très réguliers. Cette couche d'éléments a été faite pour permettre de choisir le même emplacement des capteurs expérimentaux. Les éléments en jaune sont des éléments d'air et ceux en bleu représentent le fer. Les cercles visualisent les nœuds pris pour les spires exploratrices. Enfin, les deux carrés en rouge forment l'inducteur qui s'étend sur toute la profondeur de la machine. La Figure 3.35, montre les positions des nœuds des deux spires exploratrices correspondant à des bobines radiales courte et longue.

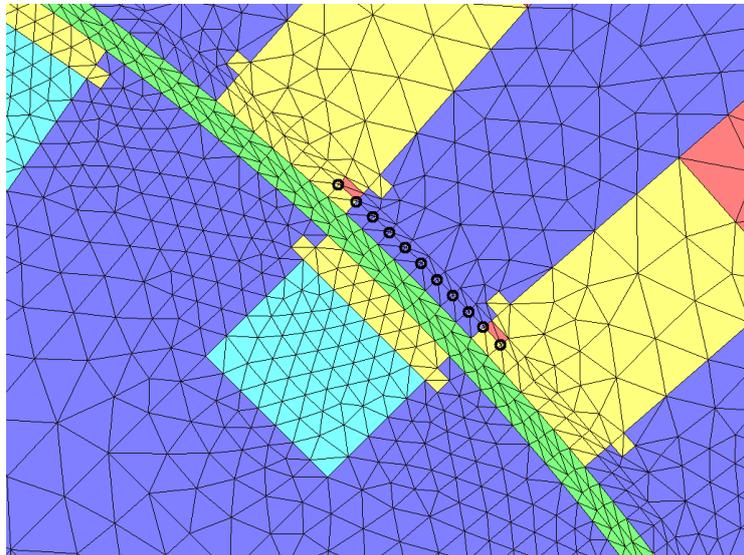
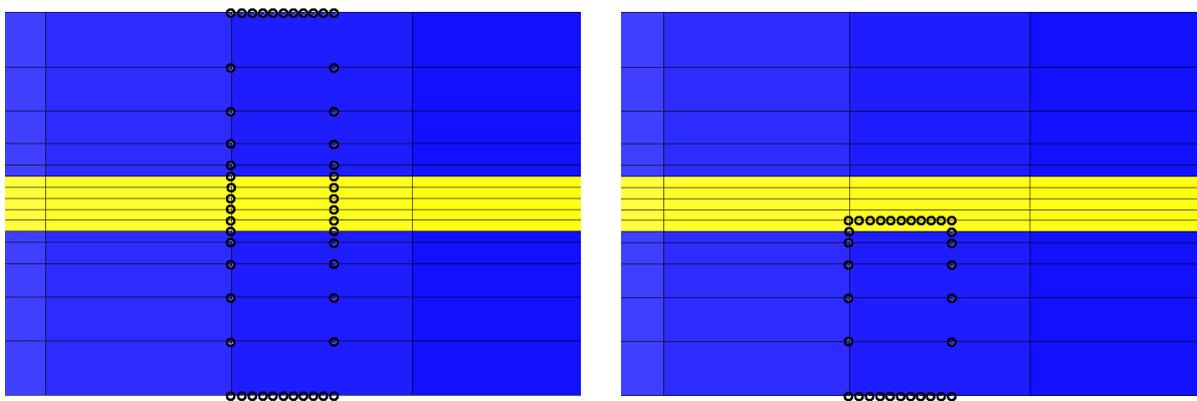


Figure 3.34 – Zoom de l'entrefer du maillage



a) Bobine radiale longue

b) Bobine radiale courte

Figure 3.35 – Position des nœuds de la spire exploratrice (vue de côté)

La comparaison est effectuée sur le signal de tension induite aux bornes du capteur lorsque la machine fonctionne à vide avec un courant d'excitation de 10A. La figure suivante montre les résultats obtenus par les calculs utilisant un inducteur, une spire exploratrice simulant une bobine radiale longue et une spire exploratrice simulant une bobine radiale courte. Dans ce dernier cas, le signal résultant est multiplié par deux.

On constate que les signaux sont pratiquement superposés. Par conséquent, l'approche avec un inducteur remplace bien la spire exploratrice. D'autre part, la spire longue ne voit pas de flux supplémentaire dû à la présence d'un événement puisque le flux de la bobine longue est le double de celui de la bobine courte. Par conséquent, l'utilisation d'un maillage à plusieurs couches n'est pas nécessaire tout comme l'utilisation d'une spire longue.

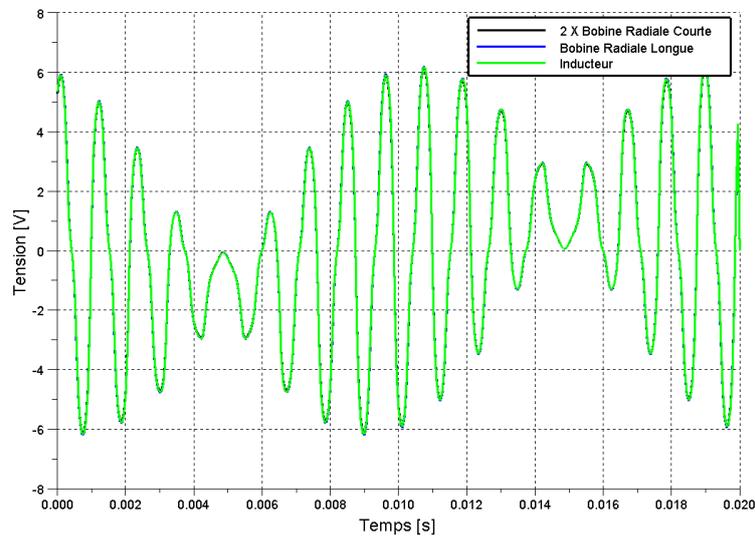
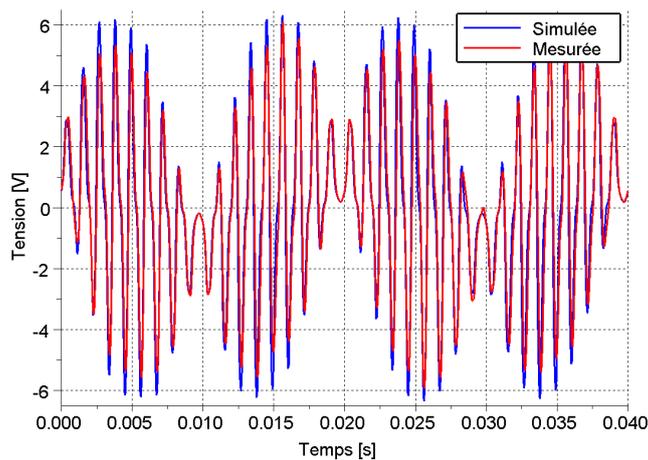
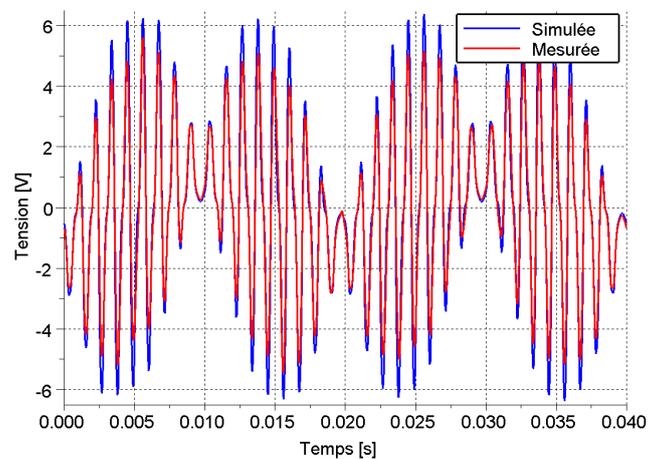


Figure 3.36 – Simulation des capteurs de flux

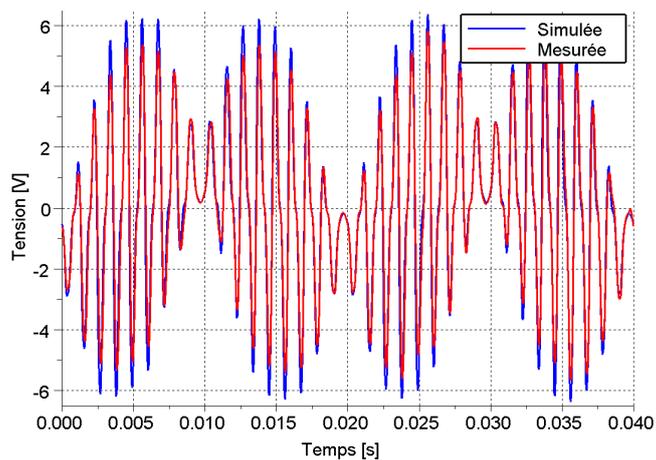
Ensuite, nous comparons quelques signaux de tension simulés et mesurés aux bornes de bobines courtes. Les résultats présentés sont ceux issus des capteurs localisés à trois positions différentes, autour des dents 5, 17 et 41 et le paquet de tôles 5. Ces dents sont situées exactement à  $90^\circ$  les unes des autres. Les simulations ont été effectuées, à vide avec un courant d'excitation de 10A, avec la formulation en magnétodynamique  $\mathbf{A}-\phi$ . Comme la caractéristique interne de la machine est dans la zone linéaire pour ce point de fonctionnement, les calculs ont été réalisés en linéaire.



a) Tension induite dans la bobine longue de la dent 5



b) Tension induite dans la bobine longue de la dent 17



c) Tension induite dans la bobine longue de la dent 41

Figure 3.37 – Comparaison entre les signaux des capteurs simulés et mesurés

Dans les trois cas, les allures des courbées mesurées et simulées sont pratiquement identiques. Seules les amplitudes sont légèrement surestimées dans les cas de simulation.

### 3.11 Conclusion

Ce troisième chapitre a été consacré à la validation du modèle numérique par éléments finis en comparant les résultats de simulation aux essais expérimentaux. Différents aspects ont d'abord été investigués afin de se rapprocher le plus possible des conditions réelles de la machine que ce soit au niveau géométrique ou topologique ou caractéristique des matériaux. Les études ont d'abord concerné le fonctionnement à vide de la machine. Nous avons ainsi pris en compte, un par un, les effets géométriques (trous de ventilations, événements, coefficient de foisonnement et largeur de l'entrefer) puis l'effet des courants induits dans les barres amortisseur. Les variables les plus influentes sont évidemment la largeur d'entrefer et l'effet magnétodynamique. Dans ce contexte, les différentes études ultérieures se feront en considérant l'entrefer mesuré ainsi que les effets des courants induits par le biais de la formulation magnétodynamique  $\mathbf{A}\text{-}\varphi$  qui est relativement aisée à mettre en œuvre dans le cas de la modélisation de la machine d'étude.

Les courants induits dans les barres amortisseur sont à l'origine de régimes transitoires numériques qui sont non seulement peu intéressants du point de vue fonctionnement de la machine mais, en plus, très coûteux en temps de calcul. Plusieurs procédures ont été testées pour atténuer ce régime transitoire. Nous en avons retenu une qui permet d'aboutir rapidement au régime permanent sans pertes d'informations.

Dans un même registre de temps de calculs élevés, les simulations relatives au fonctionnement en charge de la machine nécessitent un couplage circuit entre les équations magnétiques et électriques. Là aussi, les temps de calcul peuvent être élevés de par la constante électrique physique. Une autre approche pour limiter ces temps consiste à imposer le courant approprié, en fréquence, amplitude et déphasage par rapport aux fems à vide, dans les bobinages statoriques. Nous avons élaboré une procédure permettant de déterminer cet angle ainsi que le courant d'excitation adéquat, à partir de valeurs de tension simple, puissance active et facteur de puissance.



## 4. Excentricités

---

Les deux approches analytique et numérique pour l'étude de la machine synchrone à rotor bobiné dans le cas de défaut ont été introduites au chapitre 2. Comme il a été évoqué, le modèle analytique a pour vocation de constituer une première approche de quantification des effets des défauts sans recherche de précision élevée. Par ailleurs, élaboré sous des hypothèses simplificatrices fortes, sa validation et la quantification de son degré de précision par rapport aux mesures n'ont pas effectuées. A l'inverse, l'approche numérique a pour but de constituer un réel outil de recherche et de prototypage virtuel de la machine avec défauts afin de déterminer les signatures de ces derniers sans avoir recours à les 'simuler' expérimentalement. Ceci est d'autant plus crucial qu'il est parfois impossible de 'simuler' certains défauts. Par conséquent, le modèle numérique doit être capable de reproduire les résultats expérimentaux quels que soient les points de fonctionnement. L'approche numérique a été validée au chapitre précédent en étudiant différents cas de fonctionnements sains de la machine.

Dans ce chapitre, nous allons utiliser les outils de modélisation, analytique et numérique, pour étudier les excentricités de la machine. Nous rappelons que l'objectif est de pouvoir détecter la présence de tels défauts au travers de la mesure de l'induction magnétique dans l'entrefer de la machine.

Dans un premier temps, nous expliciterons la procédure proposée pour la détection des excentricités ainsi que son adaptation à la machine d'étude.

L'approche analytique est ensuite utilisée pour étudier les signatures de ces défauts à vide. Nous montrerons qu'elle aboutit à des résultats préliminaires exploitables. Ces derniers sont corroborés par les simulations effectuées par le modèle numérique également à vide puis pour différents points de fonctionnements en charge. Les résultats de simulation utilisant les deux modèles présentés sont enfin comparés aux mesures expérimentales dans le cas d'excentricités statiques. La procédure de détection proposée s'avère relativement efficace pour détecter les excentricités statiques et/ou dynamiques et différencier entre elles.

Une seconde procédure est également proposée pour détecter et aussi diagnostiquer, *a posteriori*, l'intensité des défauts d'excentricité statique. Enfin, une étude qualitative est menée en fin de chapitre pour montrer que la première procédure proposée peut être également être appliquée pour les cas où l'excentricité est différente aux deux extrémités de la machine.

## 4.1 Approche de détection des excentricités

### 4.1.1 Méthode générale

Comme développé dans le chapitre 1, plusieurs méthodes existent pour détecter les excentricités statiques et/ou dynamiques. Elles ont chacune leurs avantages et inconvénients. Dans le cadre de nos travaux, nous avons privilégié une méthode similaire à celle de Stoll [57]. Cette méthode, basée sur la mesure de l'induction dans l'entrefer, a été développée pour la détection et la localisation de courts-circuits dans les enroulements du rotor. Les études ont été effectuées, à vide, au travers d'un modèle analytique. Des mesures expérimentales ont eu lieu pour la machine à vide et en charge. Dans ce cadre, l'influence des excentricités sur les signatures de courts-circuits a été quantifiée et les premiers résultats ont permis de conclure qu'une excentricité statique induisait, sur les signaux mesurés, des harmoniques aux fréquences de 50 Hz alors qu'une excentricité dynamique aboutissait à des fréquences de 25 et 75 Hz. Cette étude n'a pas été poursuivie et les conclusions en termes de détection d'excentricités sont restées au niveau de résultats 'secondaires'. Dans le cadre de notre travail, nous nous inspirons de cette méthode et la développons pour aboutir à une procédure de détection et de discrimination de défauts d'excentricités.

Le choix de cette approche est conséquent sur deux aspects. D'une part, cette méthode, comme nous allons montrer par la suite, est relativement précise et permet, dans la version proposée, une détection des diverses excentricités ainsi que leur différenciation. D'autre part, la majeure partie des alternateurs des centrales d'EDF est munie de sonde de flux d'entrefer. La méthode proposée pourrait alors être appliquée, avec peu de changements, à la détection des défauts d'excentricités de ces machines.

Le principe général de la méthode est relativement simple. Il est basé sur la mesure de l'induction en deux points de l'entrefer distant d'un pas polaire ( $180^\circ$  dans le cas d'une machine bipolaire,  $90^\circ$  dans le cas d'une machine à 4 pôles ...etc). Les signaux mesurés sont alors instantanément sommés, soit en mettant les deux bobines de détection en série soit en sommant numériquement les signaux issus de chacun des capteurs. Dans le cas d'un fonctionnement sain de la machine, les deux signaux sont en opposition de phase et le signal résultant est, en principe, identiquement nul. Lors de l'occurrence d'une excentricité, statique, dynamique ou combinée, le signal résultant est un signal modulé.

La seconde étape consiste à traiter ce signal pour en tirer des informations. Différentes possibilités peuvent être utilisées : étude harmonique, corrélation, convolution, etc. Après

avoir testé les différentes possibilités, nous avons opté, dans notre étude, pour une analyse harmonique en utilisant le principe de la transformation de Fourier rapide (FFT). L'analyse des différentes raies d'harmoniques permet alors de détecter un éventuel défaut d'excentricité de la machine étudiée.

#### 4.1.2 Application à la machine d'étude

Dans le cas spécifique de la machine étudiée, à 4 pôles, des capteurs d'induction magnétique radiale, décalés de  $90^\circ$  l'un de l'autre, sont disposés dans l'entrefer Figure 4.1. Les deux signaux, obtenus sont alors sommés afin d'obtenir le signal résultant dont le contenu harmonique est ensuite étudié.

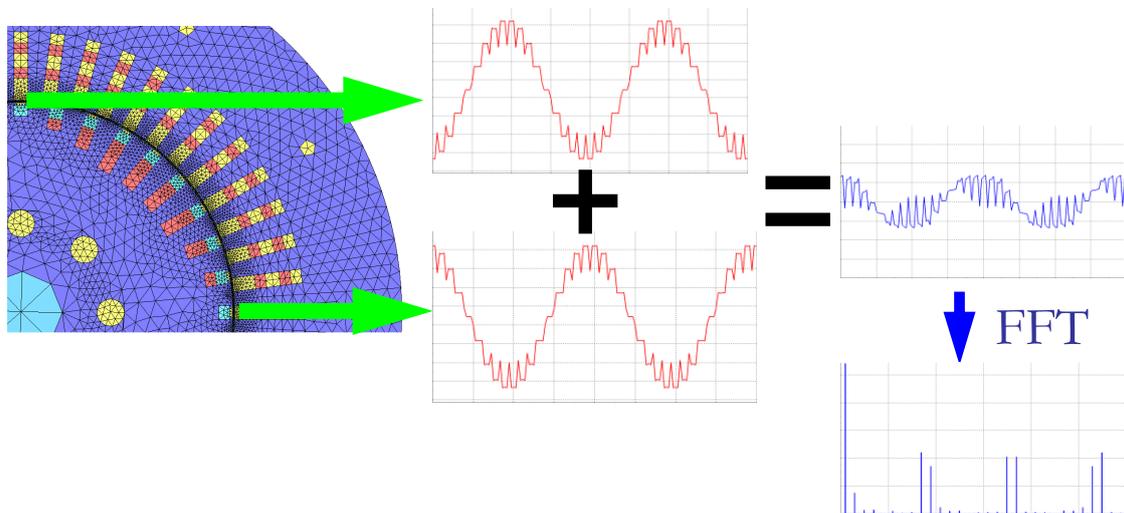


Figure 4.1 – Méthode de détection des excentricités dans le cas de la machine d'étude.

Afin de pouvoir comparer les résultats de simulation à ceux issus des mesures, nous allons étudier, avec les différents modèles développés, l'induction magnétique d'entrefer en trois points spécifiques de la machine. Ils correspondent aux capteurs de flux radial aux positions 5, 17 et 41 comme spécifié sur la Figure 1.29.

Par ailleurs, dans le cas des excentricités statiques, nous allons, dans un premier temps, en tenir compte dans la direction de l'un des trois capteurs, en l'occurrence le capteur 17 ( $\alpha=0$  dans la Figure 4.2). Nous analyserons plus tard le cas où  $\alpha \neq 0$ . La détection de cette excentricité peut différer suivant les deux cas. En revanche, la direction de l'excentricité dynamique ne pose pas de problème identique. En effet, la réluctance est variable en tout point de l'entrefer.

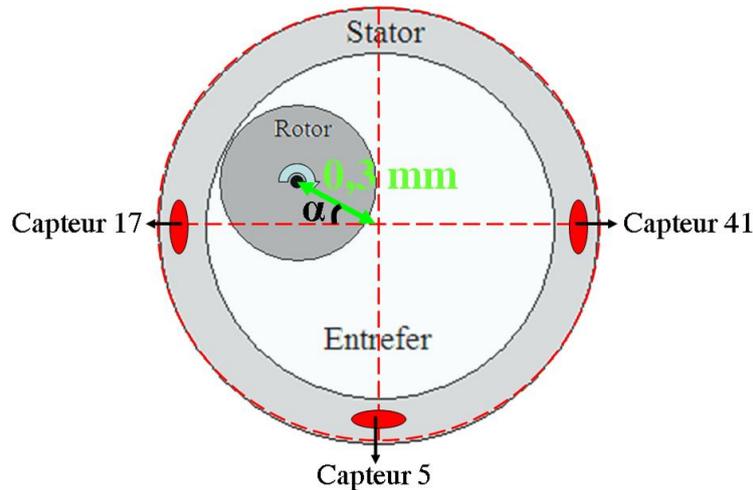


Figure 4.2 – Schème de la variation de la direction de l'excentricité statique

## 4.2 Etude des excentricités par l'approche analytique

Le modèle analytique développé au chapitre 2 permet de déterminer la tension induite dans une bobine radiale courte lorsque la machine fonctionne à vide. Ce modèle a été établi sous différentes hypothèses simplificatrices, les résultats seront donc relativement peu précis. Néanmoins ce modèle nécessite des temps de calculs raisonnables et permet d'avoir une première quantification des harmoniques issues des défauts d'excentricité.

Nous avons alors étudié les différents cas d'excentricités, statique, dynamique et combinée. Dans la suite, nous présentons les résultats obtenus par ce modèle pour la machine saine et avec excentricités. Nous avons choisi une valeur arbitraire d'excentricités de 0,3mm, ce qui induit des valeurs de 0,3 pour les coefficients  $K_{sta}$  et  $K_{dyn}$ .

### 4.2.1 Traitements des données pour l'approche analytique

Le traitement des signaux pour l'analyse de la machine a été introduit précédemment. Pour expliciter les différentes étapes de la procédure de détection, nous avons choisi de détailler les calculs pour un cas de figure. Ce dernier est relatif à un fonctionnement à vide, avec un courant d'excitation de 10 A et une excentricité statique de 0,3 mm (sur 1,64 mm d'entrefer).

La Figure 4.3 montre les signaux de la tension induite aux bornes de chacune des trois bobines ainsi que l'évolution temporelle des inductions correspondantes. De par l'emplacement des capteurs (voir Figure 1.29), les flux à travers les bobines placés sur les dents 17 et 41 sont en phase alors que celui traversant la bobine de la dent 5 est en opposition de phase. Comme l'excentricité statique a été simulée en décalant le rotor de 0,3mm vers la

gauche (vers la bobine 17), la tension induite dans la bobine 17 est plus élevée que celles induites dans les autres bobines et plus particulièrement aux bornes de la bobine 41 qui est diamétralement opposée.

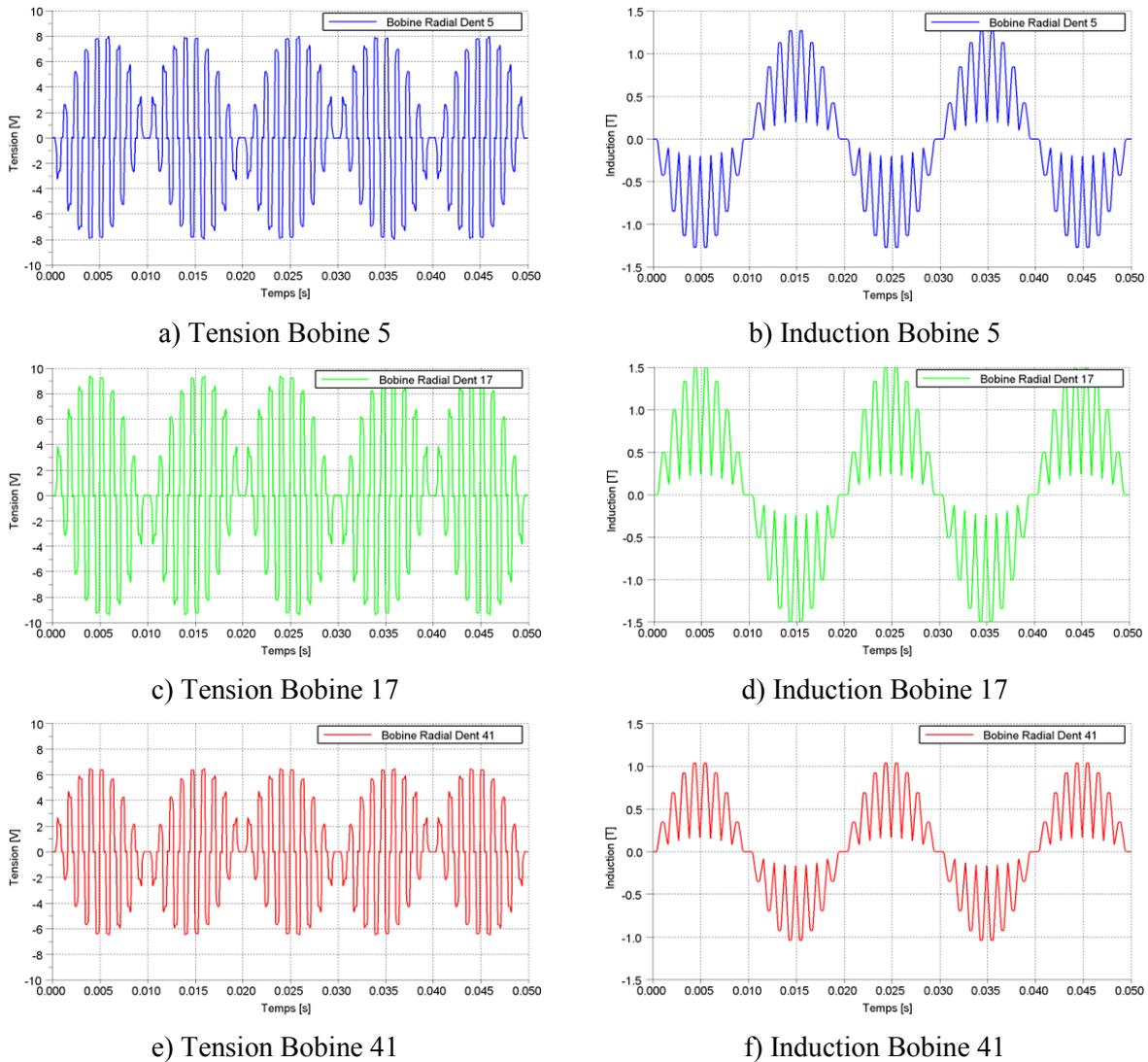


Figure 4.3 - Les tensions induites et les inductions radiales dans les bobines

Les évolutions temporelles des inductions sont ensuite sommées deux à deux dans le cas de bobines placées à  $90^\circ$  les unes aux autres (« bobine 41 + bobine 5 » et « bobine 5 + bobine 17 ») et soustraites l'une de l'autre dans le cas de bobines placées à  $180^\circ$  (« bobine 41 - bobine 17 »). Les trois signaux résultants sont enfin analysés au travers de la transformée de Fourier. Dans le cas d'une machine saine, idéale, les tensions induites, et les inductions, ayant toutes les mêmes amplitudes, les signaux résultants sont nuls. Cela n'est évidemment pas le cas pour des machines avec des excentricités.

Sur la Figure 4.4, nous avons groupé les trois signaux résultants ainsi que leurs contenus harmoniques. Comme escompté, l'amplitude du signal « bobine 41 - bobine 17 » est

la plus élevée étant donné que ces bobines se trouvent dans l'axe de l'excentricité statique simulée. Par ailleurs, nous trouvons une raie d'harmonique à 50Hz sur chacun des trois signaux résultants. Cela rejoint les conclusions avancées dans [60] dans le sens où cette harmonique constitue une signature d'une excentricité statique. Cet aspect sera plus explicité dans la section suivante.

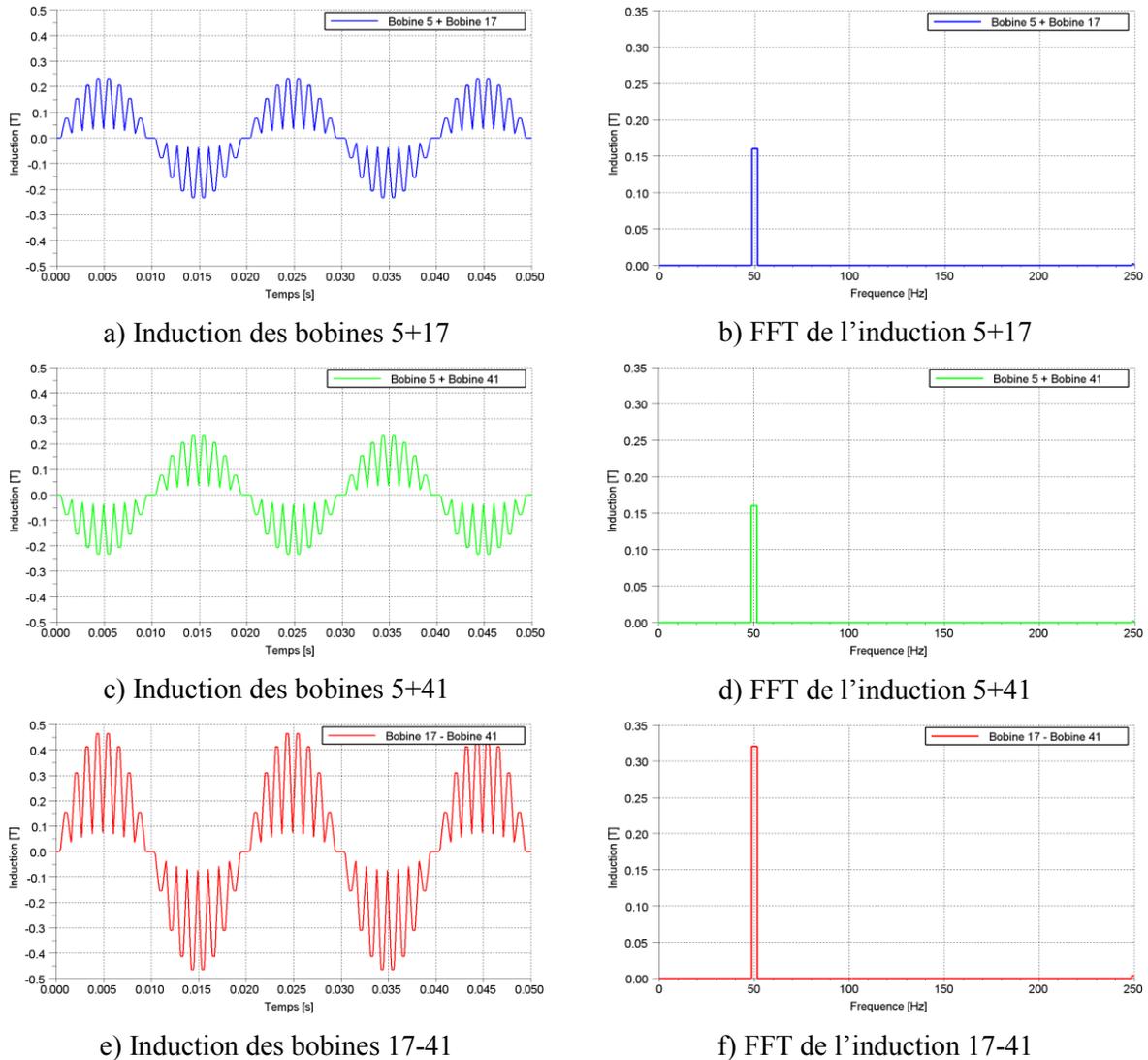


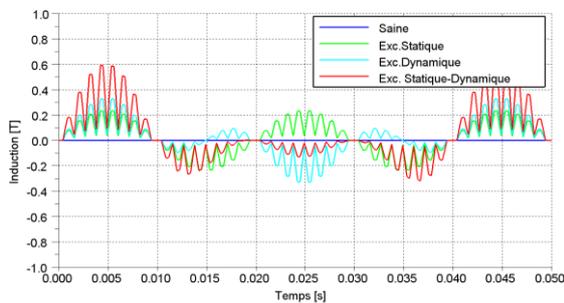
Figure 4.4 - Les résultants des sommes ou soustractions des inductions des bobines et leurs transformé de Fourier

#### 4.2.2 Détection des différentes excentricités

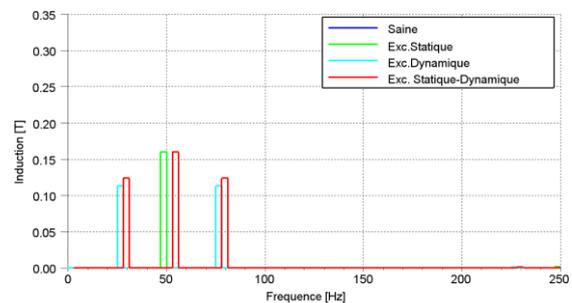
En utilisant la démarche introduite ci-dessus, couplée au modèle analytique, nous avons effectué plusieurs simulations avec différents cas d'excentricités de différentes amplitudes. Dans ce paragraphe, nous présentons la comparaison des résultats de simulation pour quatre cas de fonctionnement de la machine à vide avec un courant d'excitation de 10A :

machine en régime sain, machine avec une excentricité statique de 0,3mm, machine avec une excentricité dynamique de 0,3 mm et machine avec une excentricité combinée de 0,3 mm et 0,3 mm. Dans le cas des excentricités statiques, nous rappelons que ces dernières sont effectuées en direction d'un des trois capteurs (bobine 17). Nous montrerons, ultérieurement, le cas où l'excentricité statique est 'simulée' pour d'autres directions. Il est évident que cela ne concerne pas les excentricités dynamiques.

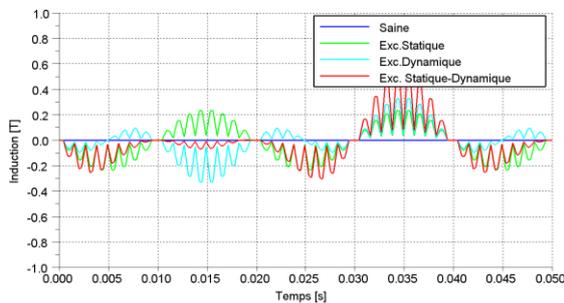
Afin de limiter et d'alléger les figures, seuls les signaux résultants avec les transformées de Fourier correspondantes seront produits. D'autre part, les signaux relatifs aux quatre cas étudiés seront tracés sur le même graphique dans le but d'une comparaison aisée des effets.



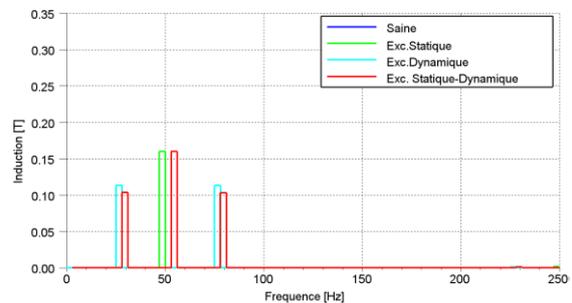
a) Induction des bobines 5+17



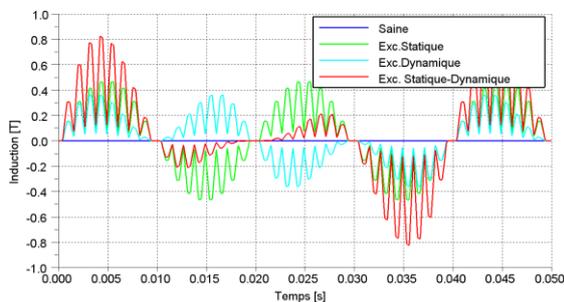
b) FFT de l'induction 5+17



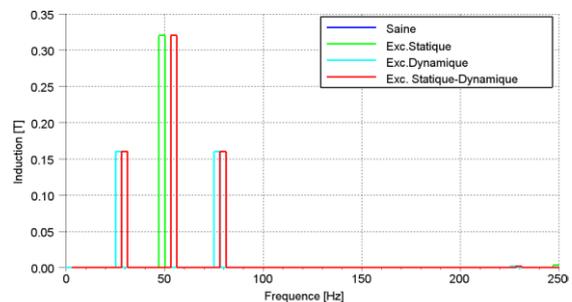
c) Induction des bobines 5+41



d) FFT de l'induction 5+41



e) Induction des bobines 17-41



f) FFT de l'induction 17-41

Figure 4.5 – Signaux résultants de l'addition des inductions radiales dans l'entrefer et les FFT correspondantes pour différents cas avec la machine à vide pour le calcul analytique

L'analyse de ces résultats permet de tirer plusieurs conclusions :

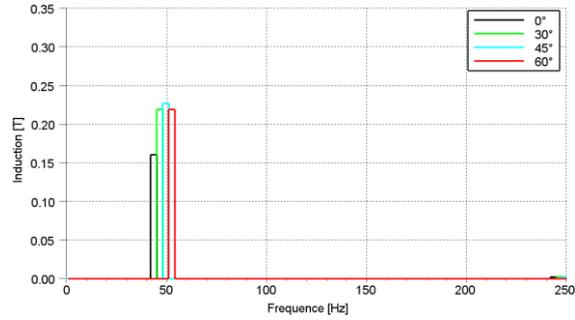
- Le modèle analytique étant basé sur l'hypothèse d'une machine idéale, les signaux résultants dans le cas d'un fonctionnement sans excentricités sont identiquement nuls.
- Quel que soit le signal résultant analysé, une excentricité statique induit une harmonique de fréquence 50Hz. Seule l'amplitude varie suivant si on somme des signaux en opposition de phase ou des signaux issus de capteurs placés dans l'axe de l'excentricité.
- Une excentricité dynamique induit, quant à elle, deux harmoniques de fréquences 25 et 75Hz. Comme dans le cas de l'excentricité statique, l'amplitude de ces harmoniques dépend du signal résultant considéré.
- Dans le cas d'une excentricité combinée, les 3 harmoniques sont présents. Par ailleurs, il y a très peu d'interaction entre les deux excentricités, c'est-à-dire que les amplitudes relatives à une excentricité donnée sont très peu affectées par l'occurrence de l'autre.

Ces différentes conclusions permettraient, a priori, de disposer de signatures permettant à la fois de détecter les excentricités mais également de les discriminer.

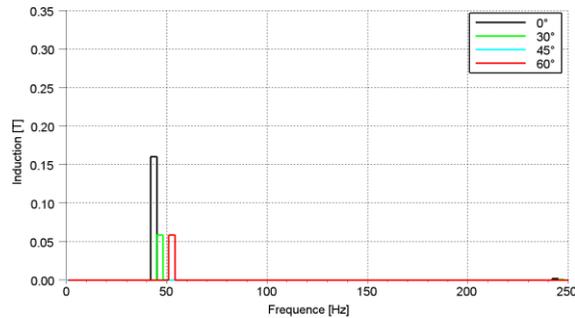
#### 4.2.3 Influence de la direction de l'excentricité statique

Comme indiqué précédemment, les excentricités statiques simulées l'ont été pour une direction unique ( $\alpha=0$ ) vers le capteur 17. Dans ce paragraphe, nous allons tester la validité de la procédure proposée dans le cas où cette excentricité est suivant une autre direction. Nous avons choisi une valeur identique de 0,3mm avec, en plus de ( $\alpha=0$ ), trois autres angles représentatifs des différentes possibilités ; à savoir  $\alpha = 30^\circ$ ,  $45^\circ$  et  $60^\circ$ .

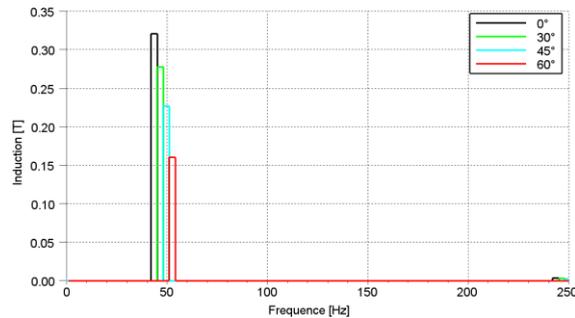
Seules les transformées de Fourier correspondant aux signaux résultants de l'addition/soustraction des inductions des capteurs seront présentées. Ils sont montrés sur un même graphique qui permet de comparer les différents cas traités.



a) FFT de l'induction 5+17



b) FFT de l'induction 5+41



c) FFT de l'induction 17-41

Figure 4.6 – Comparaison des résultats en fonction de la direction des excentricités statiques pour le calcul analytique

En analysant les résultats, nous voyons que même si l'intensité des excentricités statiques ne change pas (0,3mm dans tous les cas), l'amplitude des harmoniques à 50 Hz change en fonction de la direction des excentricités. De par la position des capteurs par rapport à la direction des excentricités, cela est tout à fait logique. Donc, la première conclusion que nous pouvons tirer est que cette procédure peut, hormis un cas particulier, détecter l'excentricité statique mais ne peut pas aboutir à quantifier son intensité puisque l'amplitude de l'harmonique à 50Hz est également fonction de la position des capteurs. Le cas particulier est relatif à l'angle  $\alpha=45^\circ$  avec les capteurs 5 et 41. Dans ce cas, ces deux capteurs voient la même réluctance, ce qui aboutit à une amplitude nulle de l'harmonique à 50Hz. Cela veut dire qu'il existe un angle de l'excentricité statique « aveugle » où les capteurs ne peuvent pas détecter les excentricités statiques.

### 4.2.4 Influence de l'intensité des excentricités

Le modèle analytique développé a également été utilisé pour étudier l'influence des intensités des excentricités sur les amplitudes des raies d'harmoniques. Des simulations ont alors été effectuées pour des valeurs d'excentricités (statique ; dynamique ; combinée) de 0,1 mm ; 0,2 mm ; 0,3 mm et 0,4 mm dans la direction de  $\alpha=0^\circ$ . Dans ce qui suit, nous allons uniquement présenter les résultats pour les cas d'excentricités statique et dynamique. En effet, utilisant un modèle linéaire, les résultats pour les excentricités combinées sont, comme nous l'avons montré dans le paragraphe précédent, constitués par la superposition des deux précédents.

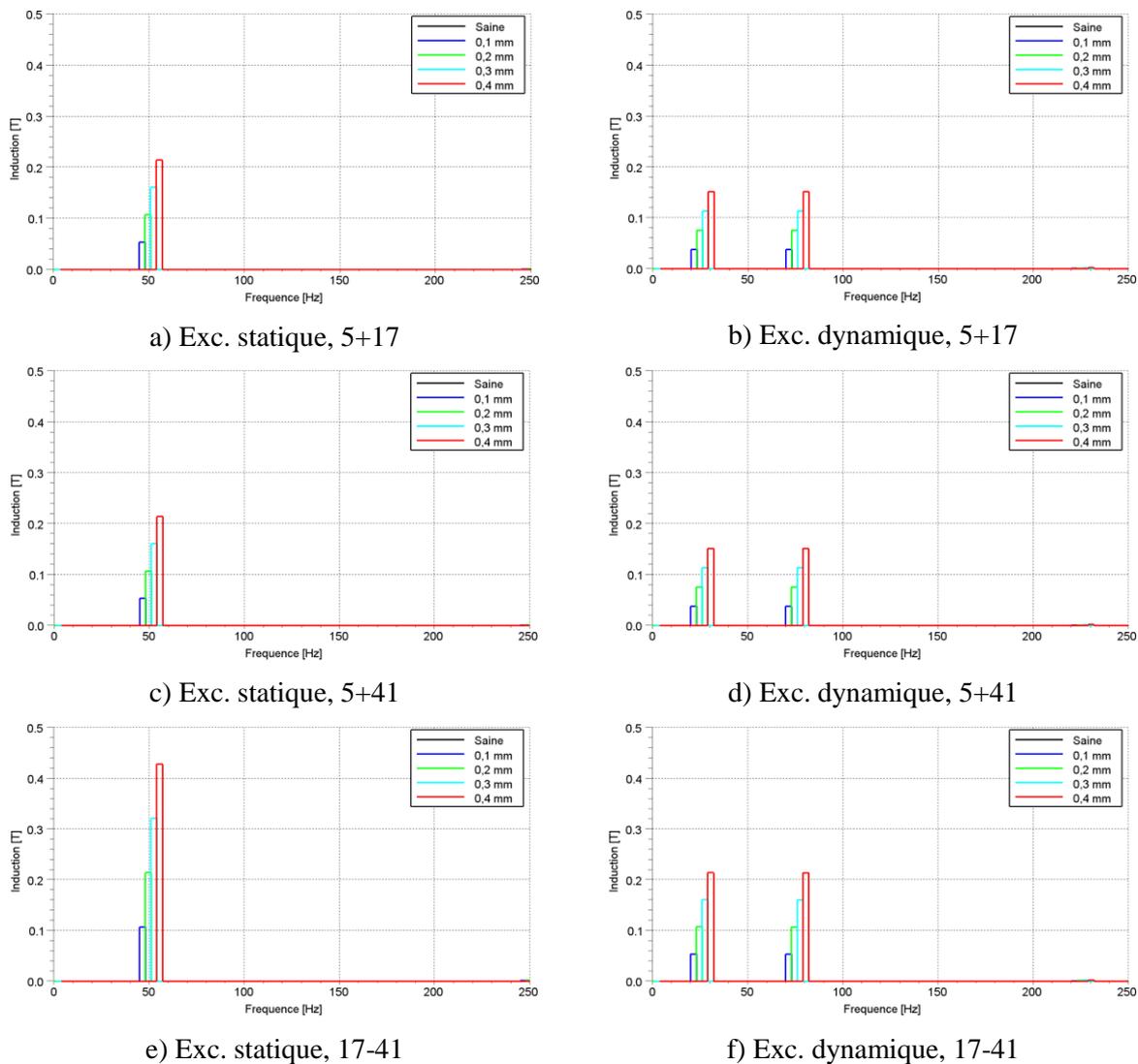


Figure 4.7 – Comparaison des résultats en fonction de l'intensité des excentricités pour le calcul analytique

Comme nous pouvons l'anticiper, plus la valeur de l'excentricité est élevée, plus l'amplitude de la raie d'harmonique correspondante est élevée. Par contre, il n'est pas aisé de trouver une relation directe entre la cause et la conséquence. Le modèle analytique peut donc aboutir à une indication sur les harmoniques induites par les différentes excentricités. Suite aux hypothèses simplificatrices, ces dernières sont bien dissociées entre excentricités statique et dynamique. Qu'en est-il si la géométrie réelle de la machine, les courants induits dans les barres amortisseur et la distribution réelle du bobinage sont pris en compte ? La réponse à cette question peut être apportée en utilisant un modèle analytique plus complexe tenant compte de ces différents aspects, mais dans ce cas, il perd toute sa simplicité et sa rapidité de calcul. Par ailleurs, il serait illusoire de pouvoir appréhender les différents phénomènes avec un modèle analytique. Par conséquent, nous allons, dans la suite, effectuer des études de ces mêmes excentricités en utilisant le modèle numérique basé sur la méthode des éléments finis développés au chapitre 2.

### 4.3 Etude des excentricités par l'approche numérique

Pour effectuer les simulations avec les éléments finis, nous avons utilisé le même maillage que celui déjà utilisé pour étudier la machine saine à vide, Figure 3.22. Les simulations ont été menées avec la formulation  $\mathbf{A}-\varphi$  qui permet de prendre en compte, d'une manière relativement aisée, les courants dans les barres amortisseurs. La non linéarité des matériaux n'a pas été considérée car elle complique beaucoup l'approche. En effet, dans le cas de calculs en magnétodynamique avec prise en compte de la non linéarité des matériaux, les temps de résolution sont excessifs. Il est possible, comme nous l'avons évoqué au chapitre 3, de limiter le transitoire numérique en adoptant une stratégie pour éviter ce dernier. Malheureusement, des calculs effectués en utilisant cette stratégie ont montré que cette approche influait les résultats en termes d'amplitude et de fréquence des harmoniques des signaux résultants.

Les calculs, par le modèle numérique, ont été effectués sur une rotation complète de la machine. En effet, lors d'excentricités rotoriques, les caractéristiques magnétiques de chaque pôle ne sont plus périodiques.

Différents cas d'excentricités ont été modélisés et étudiés par le modèle numérique. D'autre part, l'effet de différents points de fonctionnement a été quantifié pour tester la robustesse et la fiabilité des signatures de détection. Le tableau suivant résume tous les cas investigués pour lesquels nous présenterons des résultats.

	Machine saine				Excentricité Statique			
					0,1 mm	0,2 mm	0,3 mm	0,4 mm
Vide	10A				10A	10A	10A	10A
Charge Resistive Pure	12,5 et 25,0 kVA				-	-	12,5 et 25,0 kVA	-
Charge Inductive avec FP=0,8	10 et 20 kVA				20 kVA	20 kVA	10 et 20 kVA	20 kVA
	Excentricité Dynamique				Excentricité Statique-Dynamique			
	0,1 mm	0,2 mm	0,3 mm	0,4 mm	0,1 mm	0,2 mm	0,3 mm	0,4 mm
Vide	10A	10A	10A	10A	10A	10A	10A	10A
Charge Resistive Pure	-	-	12,5 et 25,0 kVA	-	-	-	12,5 et 25,0 kVA	-
Charge Inductive avec FP=0,8	20 kVA	20 kVA	10 et 20 kVA	20 kVA	20 kVA	20 kVA	10 et 20 kVA	20 kVA

Tableau 4.1 – Simulations pour l'étude d'excentricité

Dans la suite, nous commencerons d'abord par exposer la méthode utilisée pour tenir compte des excentricités avec un maillage unique avant de présenter les études dans les cas à vide puis en charge.

#### 4.3.1 Méthode pour tenir compte des excentricités

Pour étudier les effets des excentricités en utilisant un modèle par éléments finis, nous avons développé une procédure qui permet de garder le même maillage pour simuler tous les cas de figure de fonctionnement de la machine : saine, avec une excentricité statique, avec une excentricité dynamique ou encore avec une excentricité combinée (statique et dynamique à la fois). Cette approche permet d'éviter les erreurs numériques qui pourraient être introduites suite à des remaillages de qualités différentes.

Dans le cas d'une excentricité, les géométries du rotor et du stator ne sont pas modifiées. Seule l'épaisseur d'entrefer est affectée d'où, *a priori*, une déformation des éléments de ce dernier. Or, pour prendre le mouvement en compte, il faut disposer d'une surface de glissement dans l'entrefer, centrée sur l'origine géométrique de la structure et maillée d'une manière régulière. Ces contraintes sont dues à la procédure du 'pas bloqué' implémentée dans le code de calcul *code\_Carmel* pour tenir compte du mouvement. Par conséquent, il n'est pas possible de disposer d'une surface de glissement tout en déformant les éléments de l'entrefer.

La solution retenue consiste à diviser l'entrefer en, au moins, deux couches d'éléments. Les nœuds sur la frontière des deux couches forment la surface de glissement. Ils sont donc soumis à la contrainte de régularité et de positions centrées. La Figure 4.8-a montre un maillage hypothétique dans le cas où la machine fonctionne sans excentricité. L'entrefer, en bleu, est constitué de deux couches d'éléments dont les nœuds à la frontière entre les deux couches, en rouge, forment la surface de glissement. Celle-ci est bien régulière, la distance



bobines mais nous l'avons utilisé afin de pouvoir comparer exactement les mêmes résultats que ceux issus des mesures.

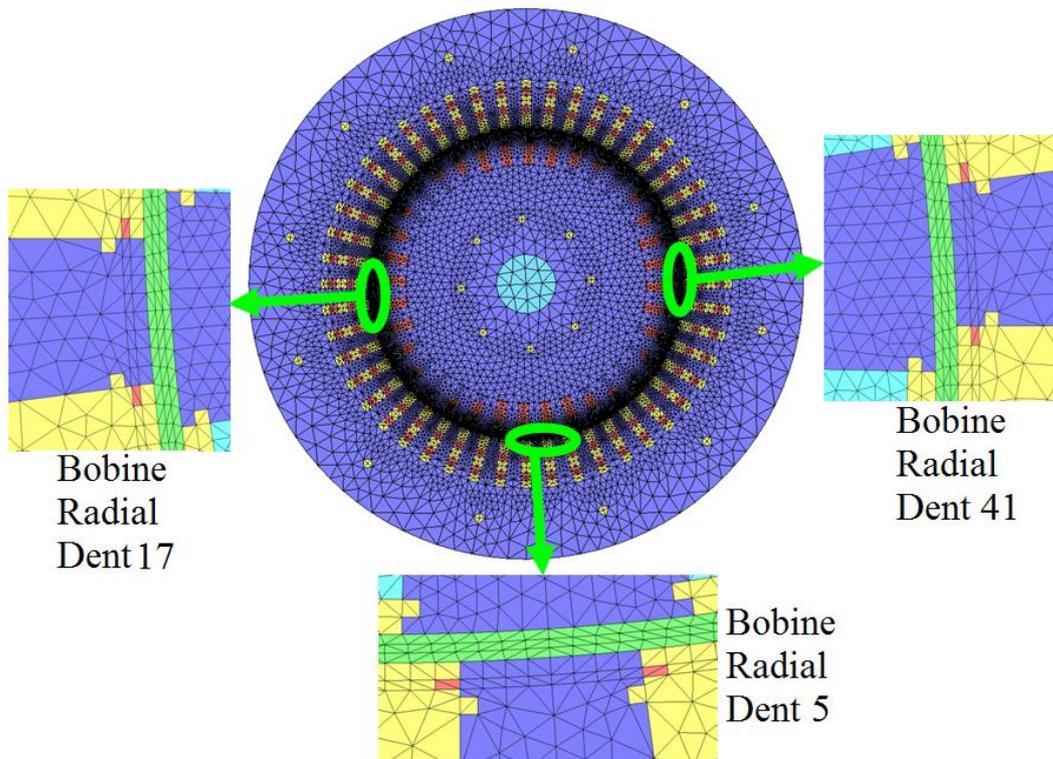


Figure 4.9 – Position des capteurs dans le maillage

### 4.3.3 Etude en fonctionnement à vide

Comme dans le cas de l'approche analytique, nous présentons, dans cette section, la comparaison des résultats de simulation pour quatre cas de fonctionnement de la machine à vide avec un courant d'excitation de 10A : machine en régime sain, avec une excentricité statique de 0,3mm vers la bobine 17, avec une excentricité dynamique de 0,3 mm et avec une excentricité combinée de 0,3mm et 0,3 mm.

#### 4.3.3.1 Cartes de champs

Avant de présenter les différents résultats, nous montrons d'abord la répartition du champ d'induction sur une coupe transversale de la machine. Il est à noter que les excentricités n'induisent pas beaucoup d'effets sur les distributions des champs magnétiques. Dans le cas de la machine saine, nous avons une carte de champs qui sont équilibrés suivant les quatre pôles alors que, dans le cas de la machine avec une excentricité statique, l'induction est plus forte du côté gauche car la largeur d'entrefer  $y$  est plus faible. Pour la même raison,

les inductions sont plus élevées en bas de la machine dans le cas de l'excentricité dynamique. Dans le cas d'une excentricité combinée les deux effets ci-dessus sont conjugués.

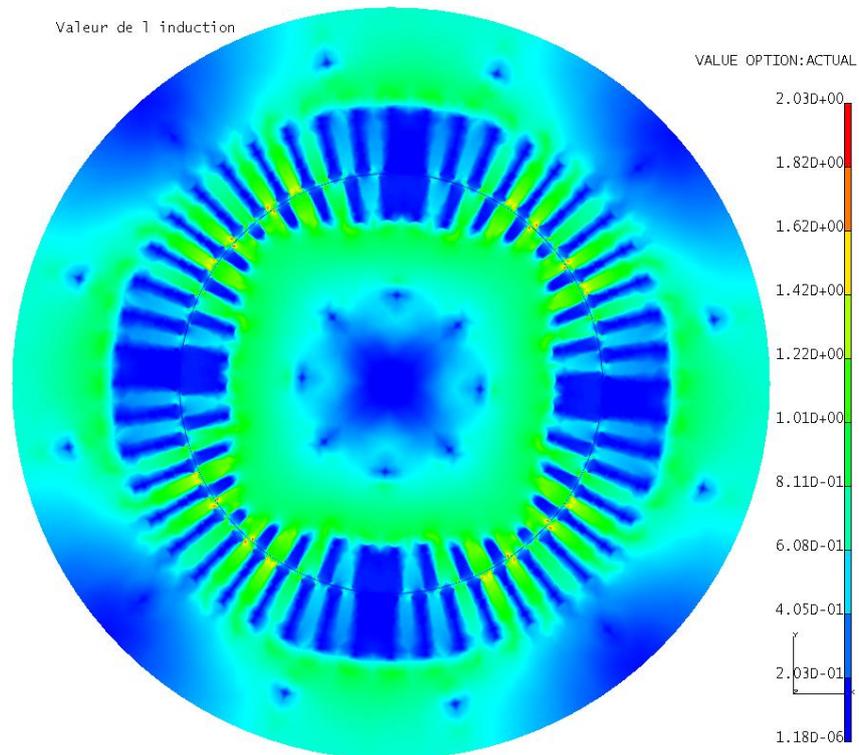


Figure 4.10 – Carte de champ pour la simulation de la machine saine

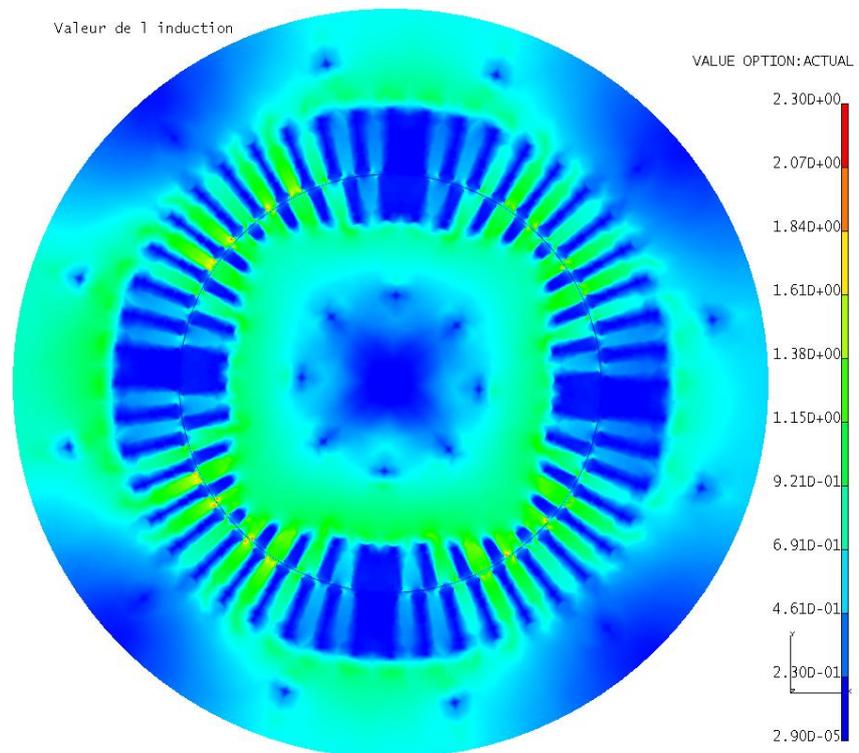


Figure 4.11 – Carte de champ pour la simulation de la machine avec une excentricité statique de 0,3 mm

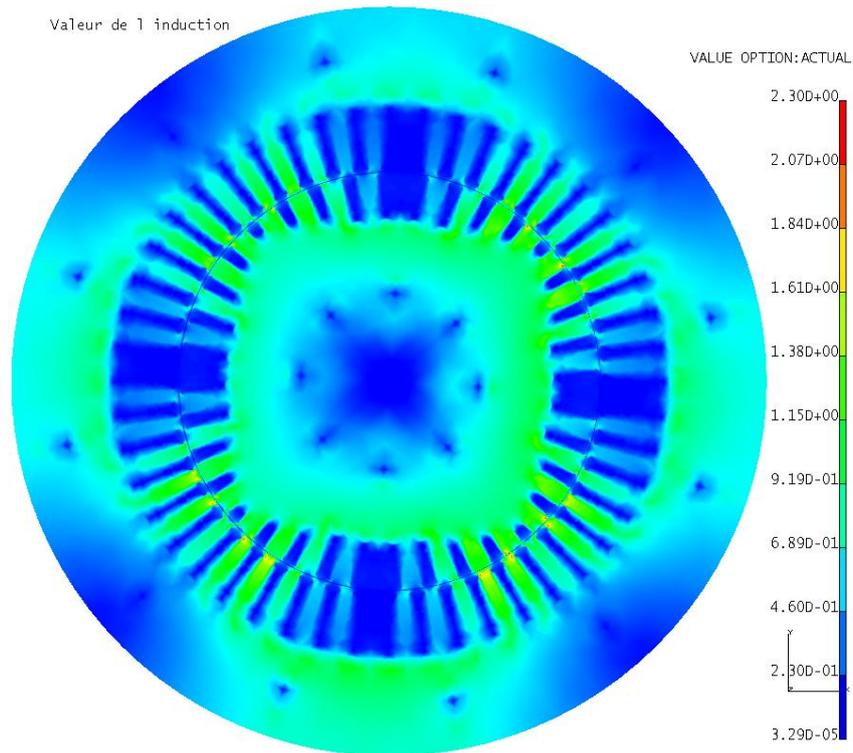


Figure 4.12 – Carte de champ pour la simulation de la machine avec une excentricité dynamique de 0,3 mm

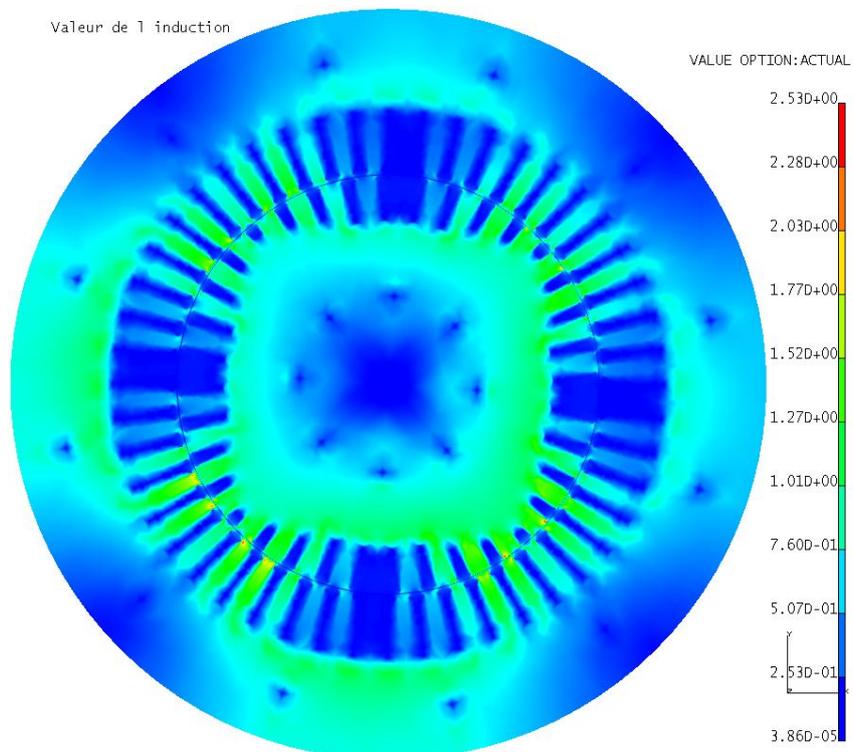
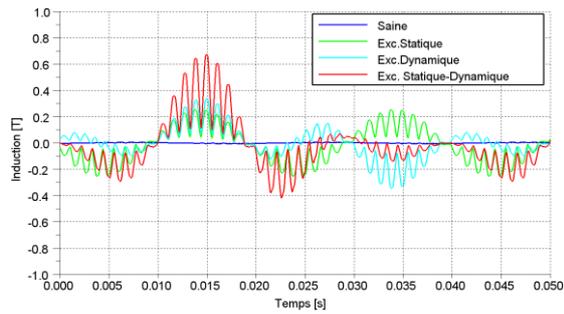


Figure 4.13 – Carte de champ pour la simulation de la machine avec une excentricité combinée (statique de 0,3 mm et dynamique de 0,3 mm)

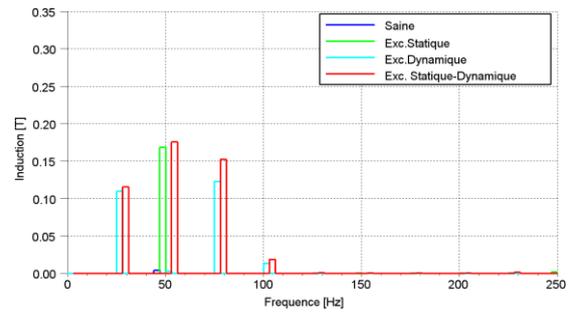
#### 4.3.3.2 Etude des harmoniques

Dans la suite, nous présentons les résultats issus du calcul avec la méthode des éléments finis pour la machine saine et avec excentricités. Nous avons utilisé la même procédure que précédemment pour les calculs analytiques. Deux signaux d'induction, décalés l'un de l'autre de  $90^\circ$  ou  $180^\circ$ , sont sommés ou additionnés et le signal résultant est analysé avec la transformée de Fourier. Pour ne pas alourdir la présentation des résultats, seuls les signaux résultants de l'addition/soustraction des deux signaux ainsi que leurs transformées sont exposés. En revanche, nous présenterons d'abord les résultats en magnétostatique obtenus avec la formulation  $\mathbf{A}$  puis ceux issus des calculs en magnétodynamique avec la formulation  $\mathbf{A}-\varphi$ . La comparaison des résultats permettra de quantifier et d'analyser l'effet des courants induits dans les barres amortisseur. D'autre part, comme dans le cas de l'approche analytique, les excentricités statiques étudiées dans ce paragraphe ont été simulées dans la direction du capteur 17.

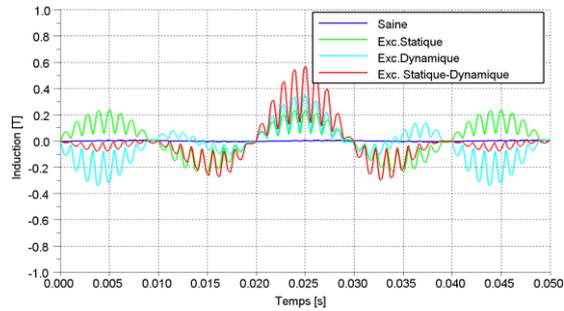
Nous attirons l'attention sur les échelles de la présentation des résultats qui ne sont pas les mêmes pour les résultats en magnétostatique et en magnétodynamique. Elles ont été adaptées pour plus de lisibilité.



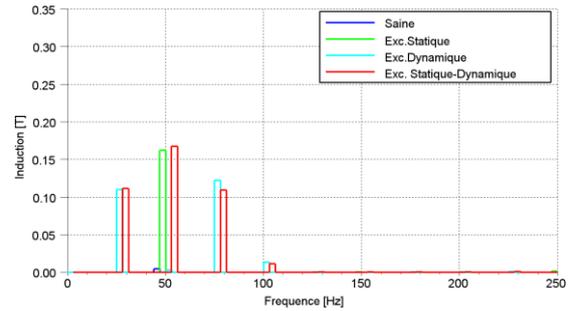
a) Induction des bobines 5+17



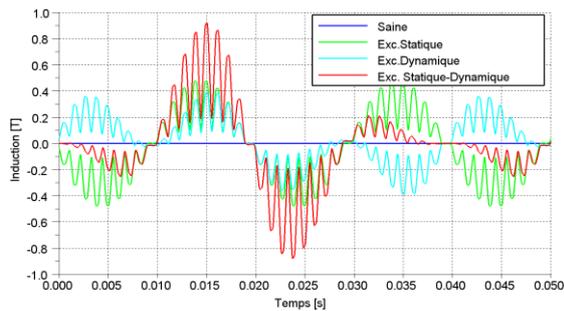
b) FFT de l'induction 5+17



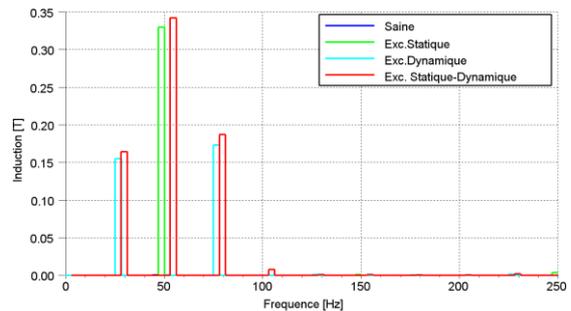
c) Induction des bobines 5+41



d) FFT de l'induction 5+41

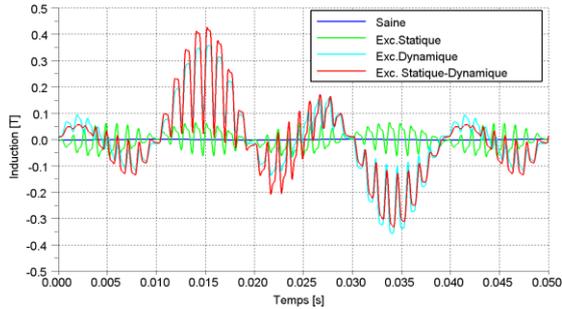


e) Induction des bobines 17-41

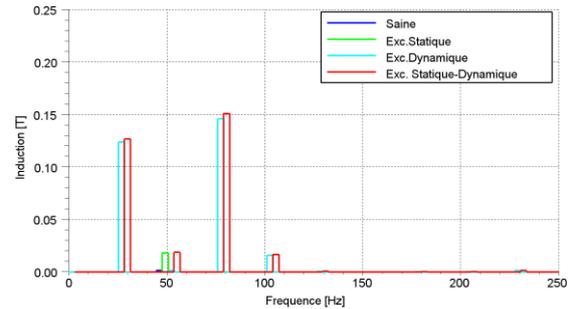


f) FFT de l'induction 17-41

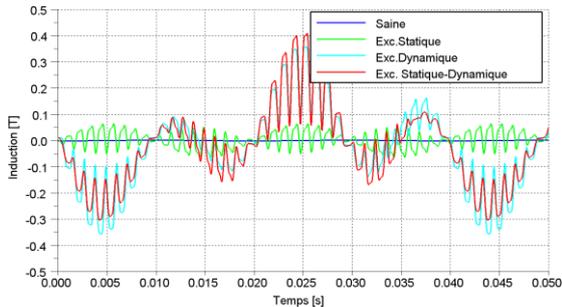
Figure 4.14 – Signaux résultants de l'addition des inductions radiales dans l'entrefer et les FFT correspondantes pour différents cas avec la machine à vide, calculs en magnétostatique **A**



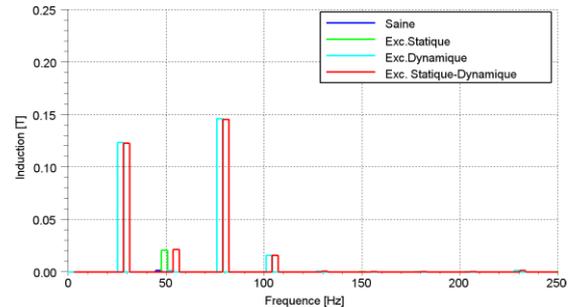
a) Induction des bobines 5+17



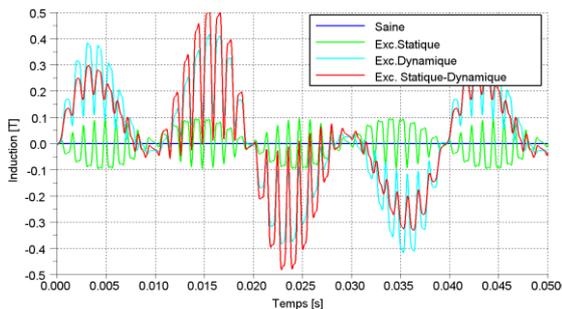
b) FFT de l'induction 5+17



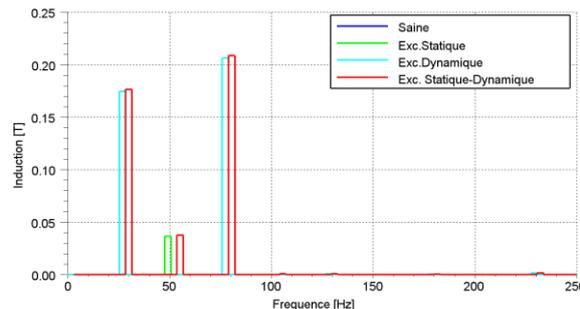
c) Induction des bobines 5+41



d) FFT de l'induction 5+41



e) Induction des bobines 17-41



f) FFT de l'induction 17-41

Figure 4.15 – Signaux résultants de l'addition des inductions radiales dans l'entrefer et les FFT correspondantes pour différents cas avec la machine à vide, magnétodynamique  $\mathbf{A}-\varphi$

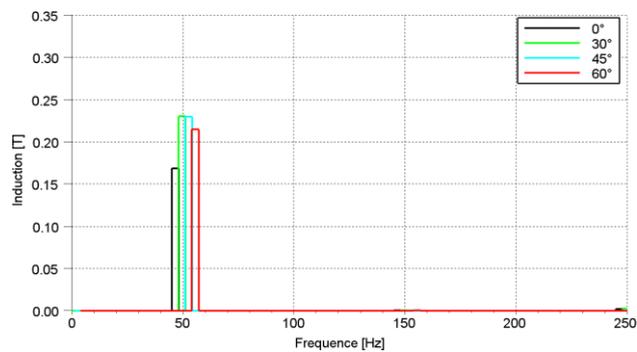
D'une manière qualitative, les mêmes conclusions obtenues avec l'approche analytique sont observées au travers des résultats issus du modèle éléments finis, à savoir une absence d'harmonique pour un fonctionnement sain, une harmonique à 50 Hz dans le cas d'une excentricité statique et des harmoniques à 25 et 75 Hz dans celui d'une excentricité dynamique. Une raie à 100 Hz s'est également rajoutée dans ce dernier cas. Elle constitue probablement un multiple de l'harmonique à 25Hz et son amplitude est relativement faible.

Toutefois, si les amplitudes de harmoniques à 25 et 75 Hz sont sensiblement les mêmes en utilisant l'une ou l'autre approche (magnétostatique ou magnétodynamique) et proches de celles obtenues par l'approche analytique, les harmoniques dus à l'excentricité statique, à 50Hz, présentent des amplitudes nettement plus atténuées dans le cas du modèle

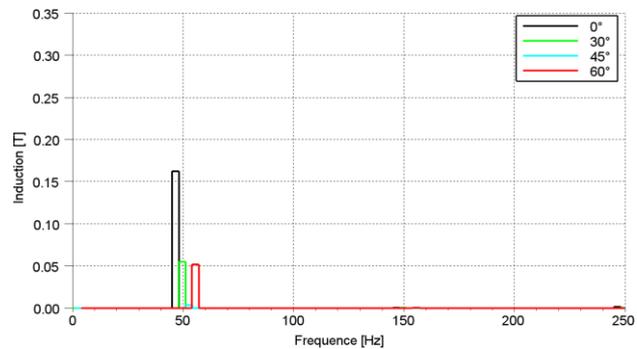
numérique en magnétodynamique. Cela s'explique par la présence des courants induits, dans les barres qui 'lissent' cette harmonique.

#### 4.3.3.3 Influence de la direction de l'excentricité statique

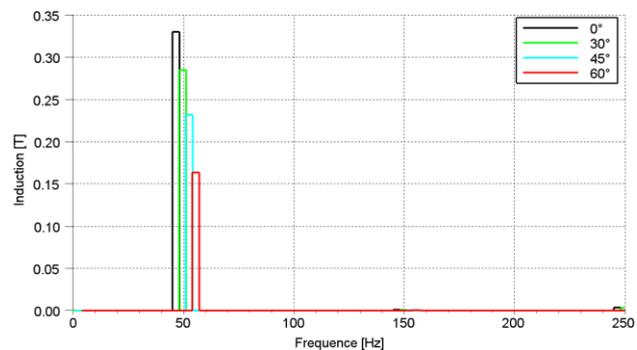
Les mêmes études de l'influence de la direction des excentricités statiques faites avec l'approche analytique sont traitées dans cette section en utilisant le modèle numérique. En plus de  $\alpha = 0^\circ$ , les angles considérés sont  $\alpha = 30^\circ$ ,  $45^\circ$  et  $60^\circ$ , toujours avec 0,3 mm de déplacement du centre du rotor par rapport au centre du stator. De plus, là encore nous allons présenter les résultats obtenus en magnétostatique puis en magnétodynamique pour pouvoir visualiser les effets des courants induits dans les barres amortisseurs.



a) FFT de l'induction 5+17



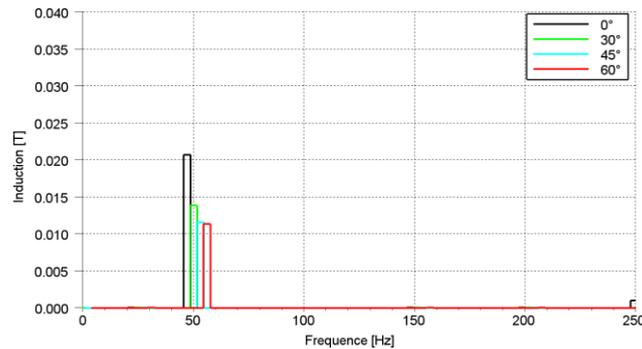
b) FFT de l'induction 5+41



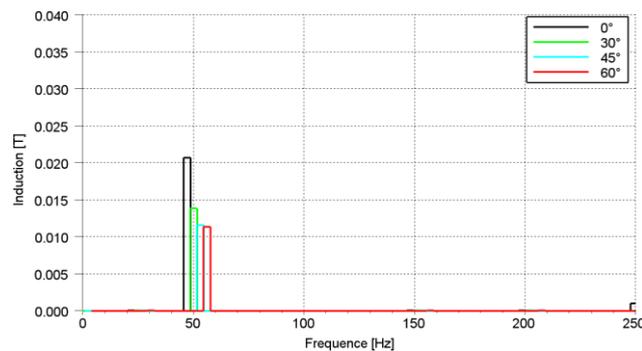
c) FFT de l'induction 17-41

Figure 4.16 – Comparaison des résultats en fonction de la direction des excentricités statiques pour la simulation en formulation magnétostatique A

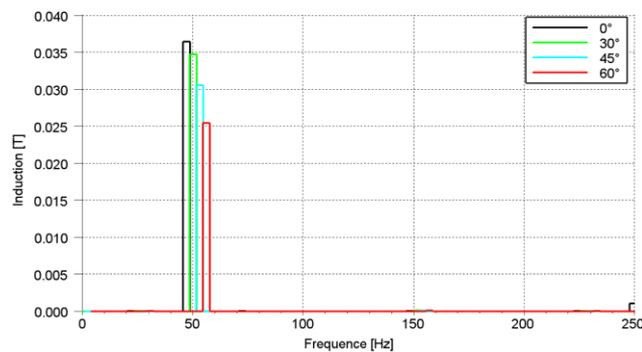
Dans le cas de la magnétostatique, l'analyse montre des résultats similaires à ceux obtenus par l'approche analytique. L'amplitude de l'harmonique à 50 Hz dépend de la position des capteurs de flux. De même, dans le cas d'une excentricité statique avec une direction de 45°, la somme des signaux des capteurs 5 et 41 est nulle. On retrouve donc l'angle de l'excentricité statique « aveugle » où les capteurs ne peuvent pas détecter les excentricités statiques. Nous présentons, ci-dessous, les mêmes cas simulés avec la prise en compte des courants induits. Les échelles sont adaptées pour plus de lisibilité des résultats.



a) FFT de l'induction 5+17



b) FFT de l'induction 5+41



c) FFT de l'induction 17-41

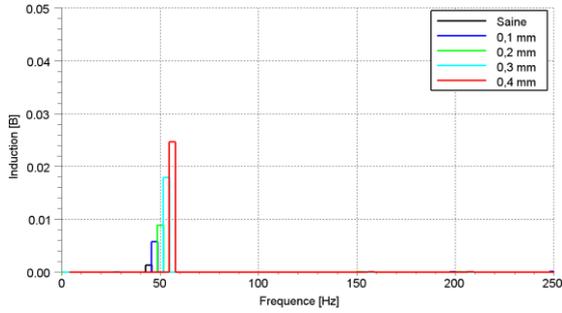
Figure 4.17 – Comparaison des résultats en fonction de la direction des excentricités statiques pour la simulation en formulation magnétodynamique  $\mathbf{A}\text{-}\varphi$

Comme dans le cas de l'angle  $\alpha=0^\circ$ , les courants induits qui apparaissent dans les barres lissent les harmoniques à 50 Hz. L'amplitude de ces derniers dépend donc de la

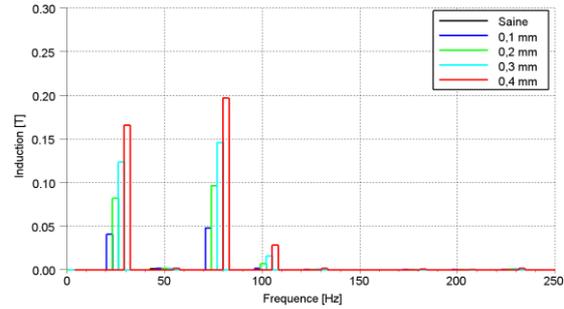
position des capteurs de flux ce qui ne permet pas de lier directement l'intensité de l'excentricité à l'amplitude de cette harmonique. Il est à noter que le fait de prendre en considération les courants induits dans les barres amortisseur induit une harmonique à 50 Hz même pour l'angle de  $45^\circ$ , angle 'aveugle' dans le cas des calculs en magnétostatique. Par conséquent, la méthode proposée permet, dans le cas proche de la réalité du fonctionnement de la machine, de détecter les excentricités statiques au travers des raies à 50 Hz et ce pour n'importe quelle direction.

#### **4.3.3.4 Influence de l'intensité des excentricités**

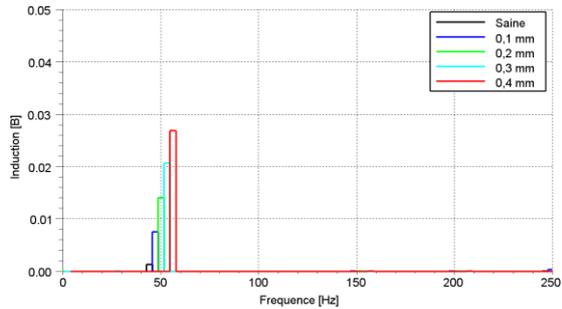
Comme dans le cas de l'approche analytique, nous avons également utilisé le modèle numérique pour étudier l'effet de l'intensité des excentricités sur les résultats en termes d'amplitude des harmoniques associées à chacun des défauts. Des simulations ont alors été effectuées, en magnétodynamique, pour les mêmes excentricités (statique à  $0^\circ$  ; dynamique et combinée) avec quatre valeurs différentes (0,1 mm ; 0,2 mm ; 0,3 mm et 0,4 mm). De par l'indépendance entre les excentricités nous présentons, là aussi, uniquement les résultats pour les cas des excentricités statique et dynamique.



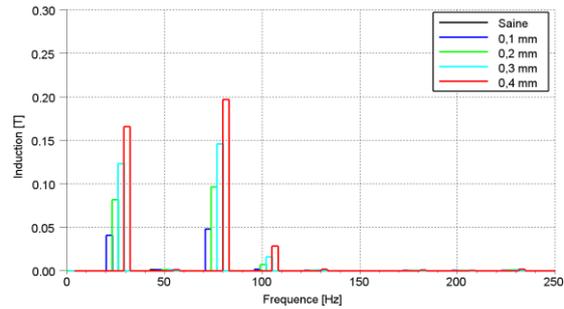
a) Exc. Statique, 5+17



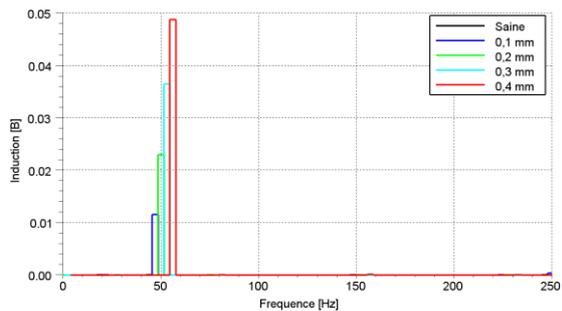
b) Exc. dynamique, 5+17



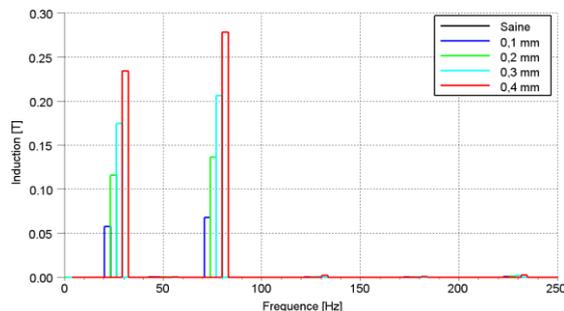
c) Exc. Statique, 5+41



d) Exc. dynamique, 5+41



e) Exc. Statique, 17-41



f) Exc. dynamique, 17-41

Figure 4.18 – Comparaison des résultats en fonction de l'intensité des excentricités

Hormis les amplitudes des harmoniques relatives à l'excentricité statique, atténuées par l'effet des courants induits, les mêmes conclusions que celles tirées de l'étude par le modèle analytique peuvent être avancées. Dans le cas des excentricités dynamiques, les amplitudes des harmoniques à 25 et 75 Hz sont sensiblement proportionnelles à l'importance des défauts. Les harmoniques à 100 Hz, propres aux signaux résultats de sommes dans le cas du modèle numérique, ont également le même comportement.

#### 4.3.4 Etude en fonctionnement en charge

Les résultats présentés précédemment ont été obtenus pour des fonctionnements à vide de la machine et montrent qu'il est possible, *a priori*, de détecter une excentricité donnée et distinguer sa nature. Afin de pouvoir vérifier que l'approche proposée puisse également être

valide en ligne, des études ont été effectuées combinant différents cas d'excentricités à des fonctionnement en charge de la machine. Plusieurs simulations ont été effectuées. Nous présentons, dans ce paragraphe les résultats concernant les cas étudiés suivants :

- machine à vide avec un courant d'excitation de 10 A,
- en charge purement résistive à 12,5 et 25 KVA,
- en charge inductive avec un facteur de puissance de 0,8 à 10 et 20 KVA.

Les valeurs des excentricités simulées sont identiques à celles de l'analyse antérieure. Pour mieux comparer les harmoniques pour les différents cas, nous avons opté pour une présentation des résultats relatifs uniquement aux excentricités statique de 0,3 mm à 0° et dynamique de 0,3 mm. Par ailleurs, un histogramme montrera les amplitudes des harmoniques correspondant à chacune des excentricités en fonction du point de fonctionnement étudié.

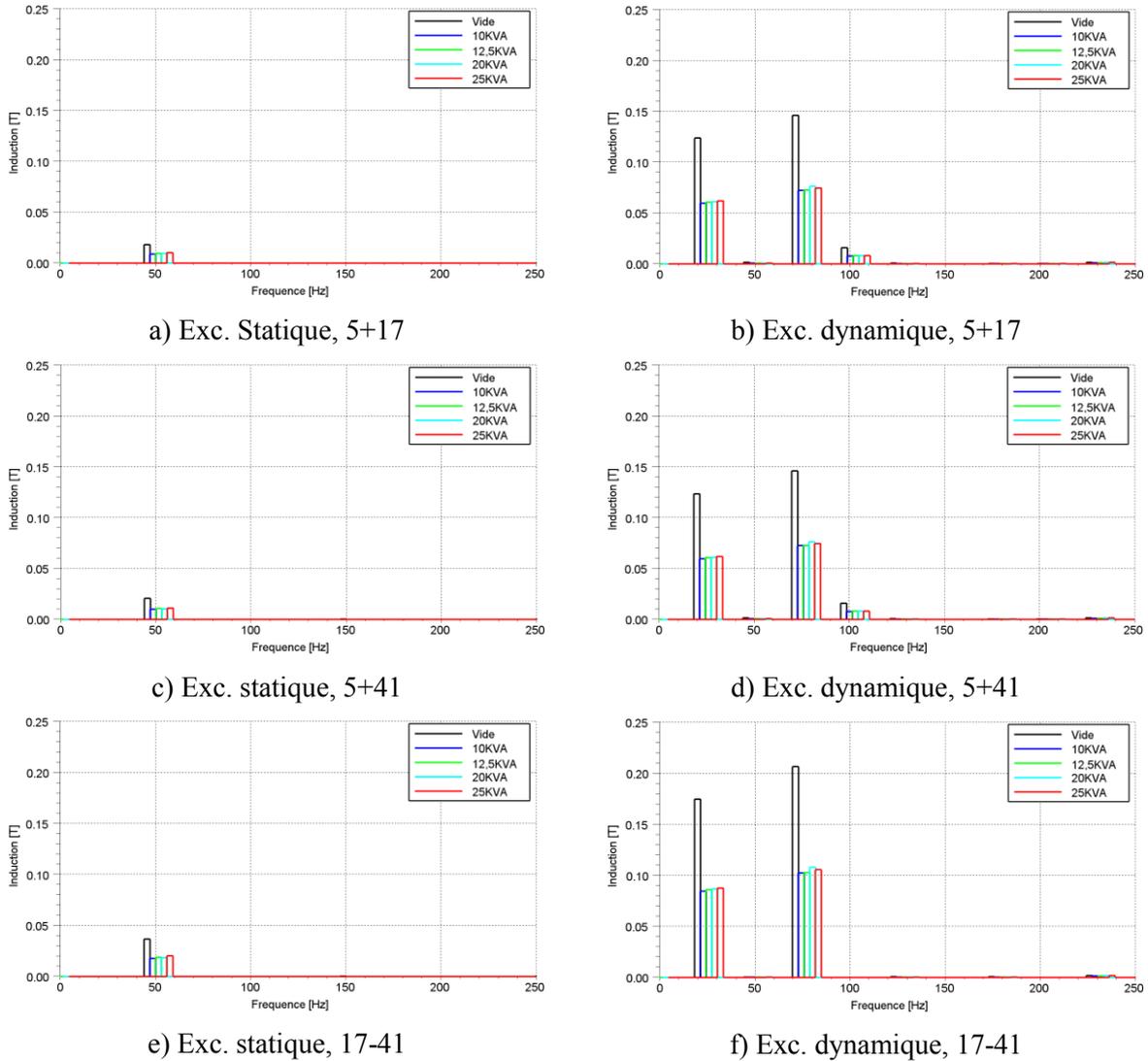


Figure 4.19 – Influence de différents points de fonctionnement de la machine sur les harmoniques pour les cas de la machine avec excentricité statique de 0,3 mm et la machine avec excentricité dynamique de 0,3 mm

A l'issue des résultats, nous constatons que quel que soit le point de fonctionnement parmi ceux étudiés, les harmoniques à 25 et 75 Hz, dues à l'excentricité dynamique et à 50 Hz, dues à l'excentricité statique, sont toujours visibles. L'effet des fonctionnements en charge se traduit uniquement par une diminution des amplitudes de ces harmoniques. Cette dernière est d'ailleurs pratiquement la même pour tous les cas de points de fonctionnements investigués.

Les résultats issus de l'approche analytique à vide et de l'approche numérique, à vide et en charge, montrent qu'il est possible, au travers de l'analyse adéquate des inductions d'entrefer à des positions judicieuses, de détecter des défauts d'excentricités statique et/ou dynamique. A des fins de limitation des temps de calculs, les différentes études ont été

effectuées en considérant une caractéristique linéaire des matériaux magnétiques. Ceci peut constituer une hypothèse relativement forte pouvant modifier les résultats obtenus. Afin de vérifier la fiabilité et la précision de ces derniers, nous allons, dans le paragraphe suivant, présenter les résultats issus des mesures expérimentales qui constitueront une base de comparaison.

## 4.4 Etude expérimentale des excentricités

La machine d'étude a été largement présentée au chapitre 1. Nous rappelons que cette structure a été adaptée afin de pouvoir simuler, expérimentalement, des excentricités statiques. En raison de difficultés de construction, les adaptations permettant d'effectuer des excentricités dynamiques n'ont pas été réalisées. Par conséquent, nous ne pourrions comparer les résultats de modélisation qu'aux essais avec des excentricités statiques. Plusieurs essais ont été effectués sur le dispositif expérimental. Ils sont résumés dans le tableau suivant avec les codes de la position du rotor, définis dans la Figure 1.24 du chapitre 1, et qui sont représentés par deux chiffres, par exemple « +1 +1 » :

	Machine saine	Excentricité Statique				
		+1 +1	+2 +2	+3 +3	+4 +4	+5 +5
Vide	10A	10A	10A	10A	10A	10A
Charge Resistive Pure	12,5 et 25,0 kVA	-	-	12,5 et 25,0 kVA	-	-
Charge Inductive avec FP=0,8	10 et 20 kVA	-	-	10 et 20 kVA	-	-
Excentricité Statique						
	-1 -1	-2 -2	-3 -3	-4 -4	-5 -5	
Vide	10A	10A	10A	10A	10A	
Charge Resistive Pure	12,5 et 25,0 kVA	-	12,5 et 25,0 kVA	-	-	
Charge Inductive avec FP=0,8	10 et 20 kVA	-	10 et 20 kVA	-	-	

Tableau 4.2 – Essais expérimentaux pour l'étude d'excentricité

Pour chaque essai, les tensions et courants des phases statoriques ont été enregistrés ainsi que les tensions induites aux bornes de tous les capteurs de flux. Afin de pouvoir mener des comparaisons avec les résultats de simulation, nous présenterons les signaux des capteurs courts de flux radiaux localisés au 5<sup>ème</sup> paquet de tôles (Voir section 1.3.7) aux trois positions suivantes: dent 5, dent 17 et dent 41.

### 4.4.1 Etude en fonctionnement à vide

#### 4.4.1.1 Etude de la machine saine

Une première campagne de mesure a été menée sur la machine saine. Les signaux obtenus aux bornes des trois capteurs de flux ont été traités. Une intégration est effectuée

pour accéder aux flux. Une fois ces derniers obtenus, les signaux sont divisés par la section des capteurs et le nombre de spires aboutissant à l'évolution de l'induction. Enfin, comme effectué dans les études de modélisation, les signaux des inductions sont sommés ou soustraits pour parvenir aux signaux résultants auxquels est appliquée une transformée de Fourier.

Sur la Figure 4.20, nous présentons les signaux résultants ainsi que les spectres d'harmoniques correspondants.

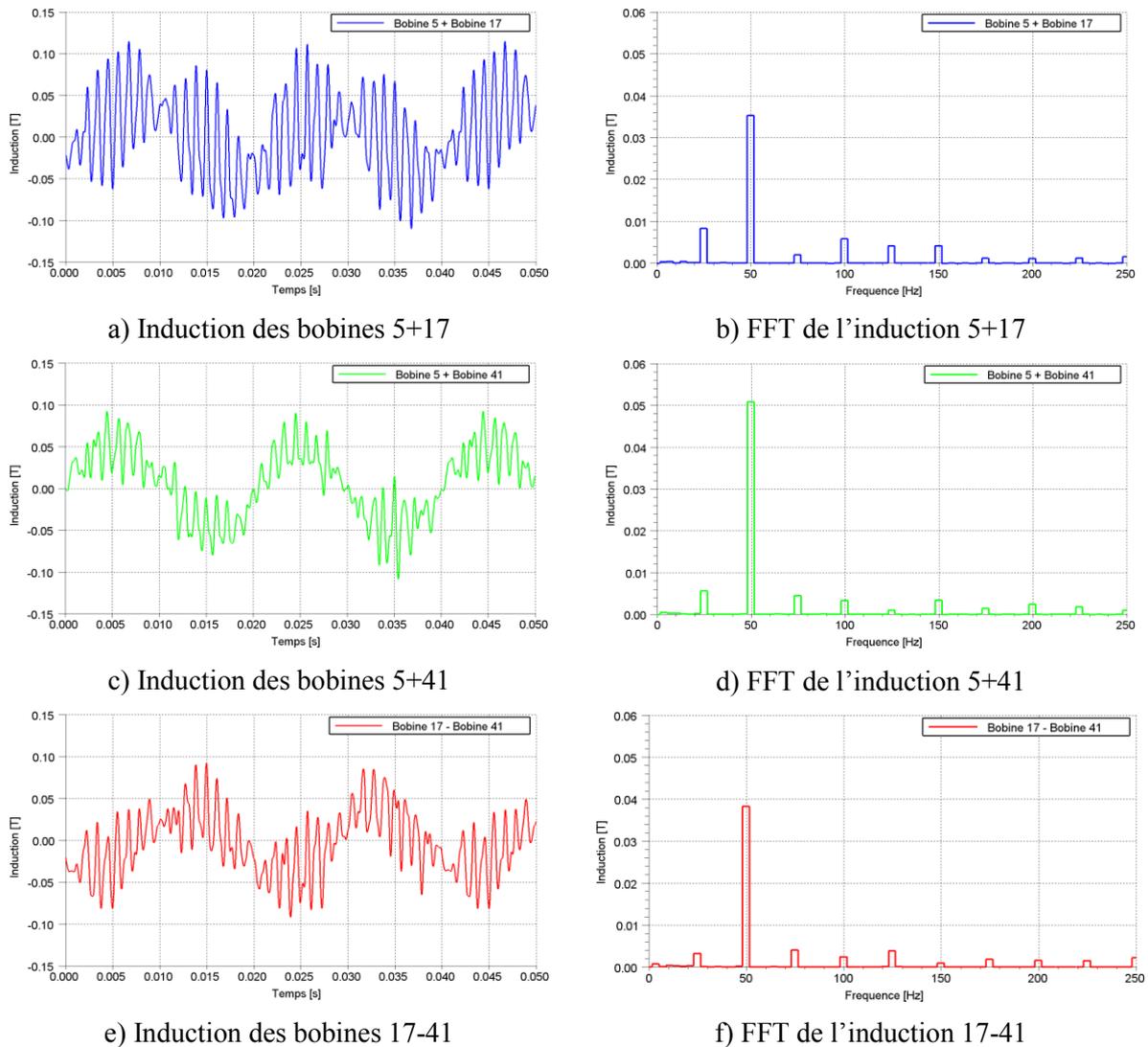


Figure 4.20 - Les résultants expérimentaux des sommes ou soustractions des inductions des bobines et leurs transformé de Fourier pour la machine saine

La construction de la machine n'étant pas parfaite, plusieurs harmoniques sont présentes. Néanmoins, nous constatons sans difficulté la prépondérance de celle à 50Hz avec une amplitude non négligeable ainsi que des raies à 25 et 75 Hz mais avec des amplitudes nettement plus amoindries. Au travers de ces résultats, l'hypothèse la plus plausible est que la

machine saine n'est pas bien centrée. Par ailleurs, les raies de 25 et 75 Hz laissent penser que le rotor n'est pas parfaitement cylindrique et qu'une légère ovalisation est présente.

#### 4.4.1.2 Etude des excentricités

Afin de confirmer ou infirmer les hypothèses de la section antérieure, nous avons déterminé les amplitudes des harmoniques à 50, 25 et 75Hz, présents dans les signaux résultants lorsque la machine est en fonctionnement à vide, et ce pour toutes les positions d'excentricités pouvant être simulées expérimentalement avec la machine d'étude. Les résultats de ces essais sont présentés dans les Figure 4.21 et Figure 4.22 ci-dessous.

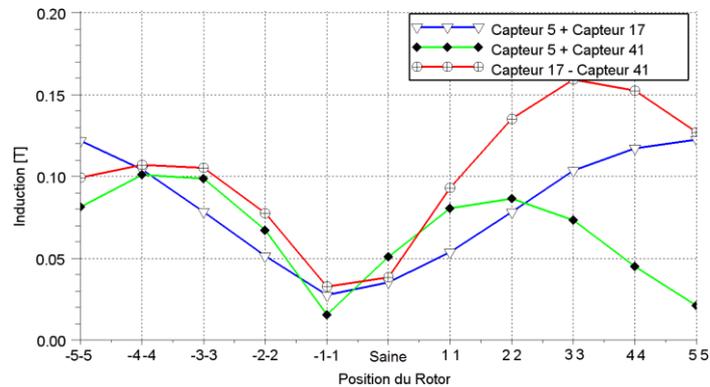
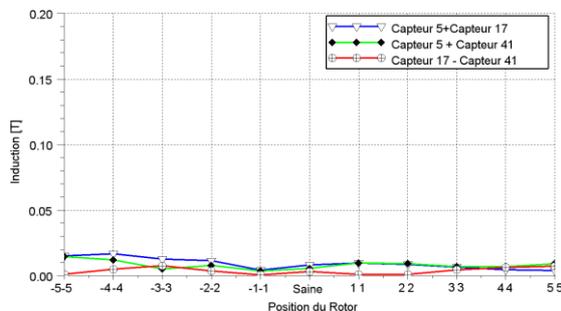
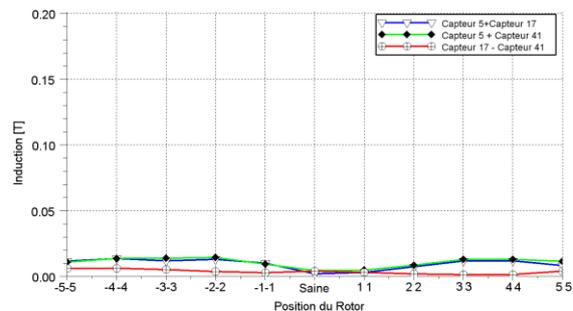


Figure 4.21 – Evolution de la raie à 50 Hz en fonction de l'excentricité statique expérimentale (Pour les codes de la position du rotor voir Figure 1.24)



a) Raie à 25 Hz



b) Raie à 75 Hz

Figure 4.22 – Evolution des raies de 25 e 75 Hz en fonction de l'excentricité statique expérimental (Pour les codes de la position du rotor voir Figure 1.24)

Comme escompté, les raies à 50 Hz, qui représentent la présence d'une excentricité statique, sont bien sensibles au changement de la position du centre du rotor. D'autre part, quand le centre du rotor est à la position « -1 -1 », les amplitudes des raies à 50 Hz pour tous les signaux résultants diminuent. Ces mesures montrent que le rotor n'est pas centré à la position d'origine. Concernant les harmoniques à 25 et 75 Hz, leurs amplitudes ne sont

pratiquement pas affectées par la position du centre rotor. Ceci corrobore l'hypothèse d'une légère ovalisation du rotor.

Le fait que les maximums des trois signaux résultants ne se trouvent pas à la même position implique que l'amplitude de l'harmonique n'est pas uniquement proportionnelle à l'intensité de l'excentricité statique mais elle est également fonction de la position des capteurs comme nous l'avons montré au travers des résultats pour des excentricités statiques qui ne sont pas dans l'axe du capteur dans les paragraphes précédents. Nous allons montrer, ultérieurement, qu'il est possible, au travers d'une autre approche, de quantifier l'excentricité statique ou de détecter le centre du rotor par rapport au stator.

#### 4.4.2 Etude en fonctionnement en charge

L'influence de différents cas de fonctionnement en charge sur les harmoniques de signature des défauts a également été étudiée. Plusieurs essais ont également été effectués. Dans ce qui suit, nous présenterons ceux relatifs aux cas de la machine saine « 0 0 » et pour l'excentricité « +3 +3 ». Les cas étudiés sont les mêmes que ceux présentés lors des études en simulation par modèle numérique, à savoir :

- à vide avec 10 A de courant d'excitation,
- en charge inductive avec 10 et 20 KVA et un facteur de puissance de 0,8,
- en charge purement résistive avec 12,5 et 25 KVA.

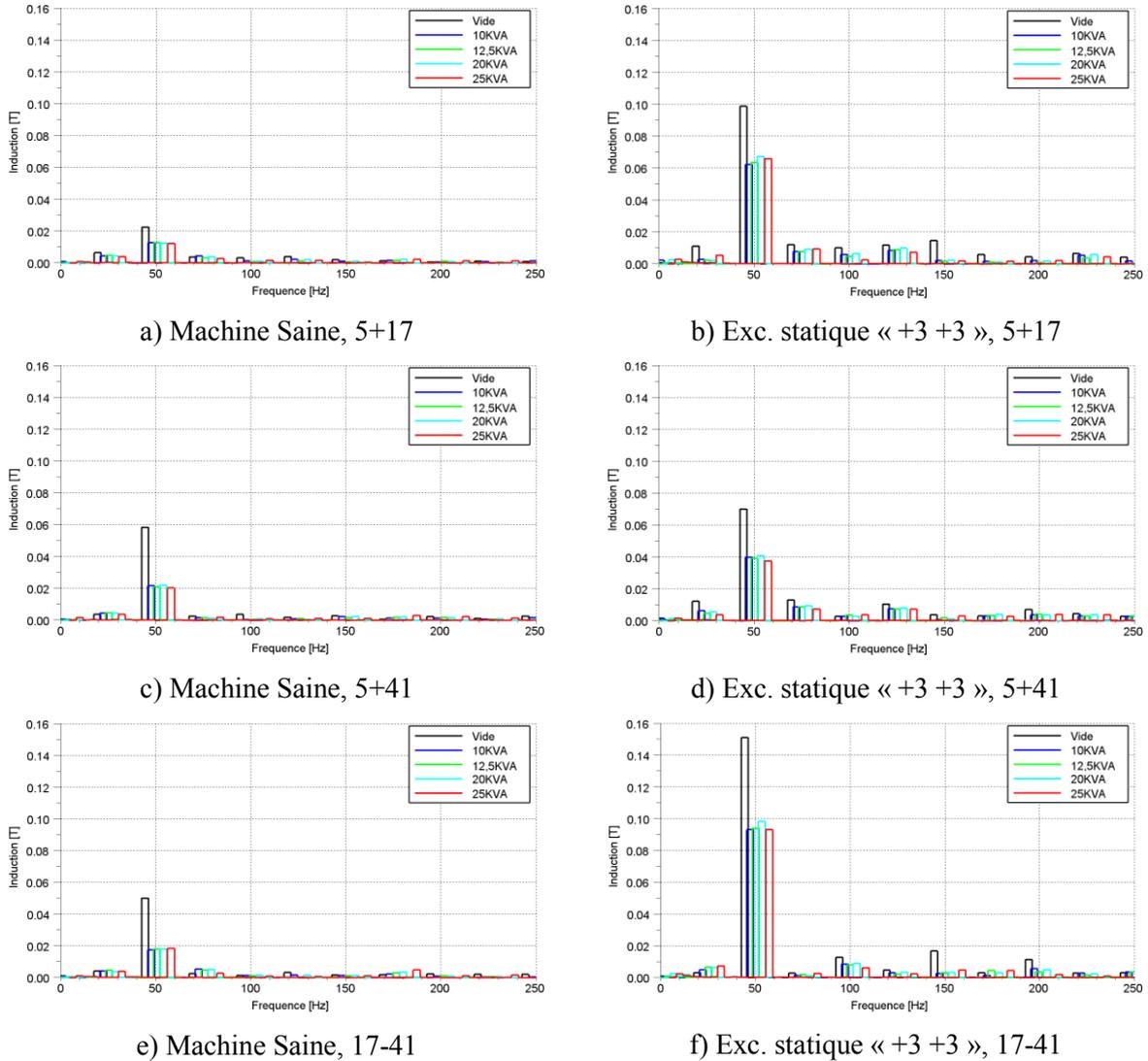


Figure 4.23 – Influence de différents cas de fonctionnement de la machine sur les harmoniques pour les cas de la machine saine et excentricité statique « +3 +3 ».

La machine d'essai n'étant pas tout à fait centrée, nous retrouvons bien une raie d'harmonique à 50Hz. Toutefois, nous pouvons tirer les conclusions suivantes :

- En instaurant une excentricité statique plus sévère (position « +3 +3 »), l'amplitude de l'harmonique à 50Hz augmente, et ce pour les trois signaux résultants. Ceci indique bien que cette harmonique est due à l'excentricité statique.
- Quel que soit le point de charge, parmi ceux testés, l'amplitude de l'harmonique diminue. Cette diminution est pratiquement indépendante du point de charge et est effective pour une excentricité légère (position « 0 0 ») comme pour une excentricité plus sévère (position « +3 +3 »)

En conclusion, la procédure proposée permet de détecter une excentricité statique au travers de l'harmonique à 50Hz qui est induit sur les signaux résultants. Ceci peut s'effectuer

à vide comme en charge où l'amplitude de cette harmonique est légèrement atténuée. Par contre, cette procédure ne peut pas donner d'indication précise quant à l'intensité de l'excentricité comme cela a été évoqué au paragraphe précédent.

## 4.5 Méthode de détection d'excentricité statique

Lors de la vérification du centrage du rotor de la machine d'essai, nous avons remarqué que les amplitudes des raies à 50Hz issues des trois signaux résultants ne passaient pas par leurs maximums à la même position du rotor (Figure 4.21).

Comme nous l'avons vu auparavant, la méthode à deux capteurs de flux dans l'entrefer ne permet pas d'évaluer l'intensité des excentricités statiques car l'amplitude de l'harmonique dépend des positions de ces capteurs. Pour pouvoir quantifier l'intensité de l'excentricité, nous avons élaboré une procédure similaire à celle de Pollock [23]. Dans les travaux de cette référence, des capteurs capacitifs sont utilisés pour « mesurer » la valeur de l'entrefer. Dans notre cas, on remplacerait les capteurs capacitifs par des capteurs de flux dans l'entrefer. Trois capteurs suffiraient. En fait, ces capteurs permettraient d'effectuer plusieurs rôles : celui de détecter et différencier entre les types d'excentricités (comme nous l'avons déjà vu aux paragraphes précédents), détecter et localiser les courts-circuits entre spires du rotor (comme nous le verrons au prochain chapitre) et aussi d'évaluer l'intensité de l'excentricité statique.

Dans le cas d'une excentricité statique d'une machine, nous pouvons utiliser les valeurs efficaces des tensions induites aux bornes des capteurs. Ces valeurs étant fonction de l'inverse de la taille de l'entrefer, il est possible, à partir d'une méthode de triangularisation, d'évaluer la position de l'axe rotorique par rapport à l'axe statorique. Ensuite, une modélisation, par une approche analytique ou par le modèle numérique par éléments finis, permettrait d'ajuster afin d'obtenir la valeur réelle de l'excentricité. Pour cela, on utilise une manière itérative de déplacement des nœuds jusqu'à aboutir aux mêmes tensions efficaces que celles obtenues par la mesure.

Cette méthode a été appliquée à la machine d'étude. Dans le cas de la position (« 0 , 0 »), les valeurs des tensions efficaces sont :

- Capteur de flux 5 = 2,87 V (1,09 pu);
- Capteur de flux 17 = 2,62 V (1,00 pu);
- Capteur de flux 41 = 2,74 V (1,05 pu).

A partir d'une triangularisation, nous avons estimé l'intensité de l'excentricité à  $d=0,075$  mm avec un angle  $\alpha = 57,6^\circ$ , où  $d$  et  $\alpha$  sont représentés dans la figure suivante.

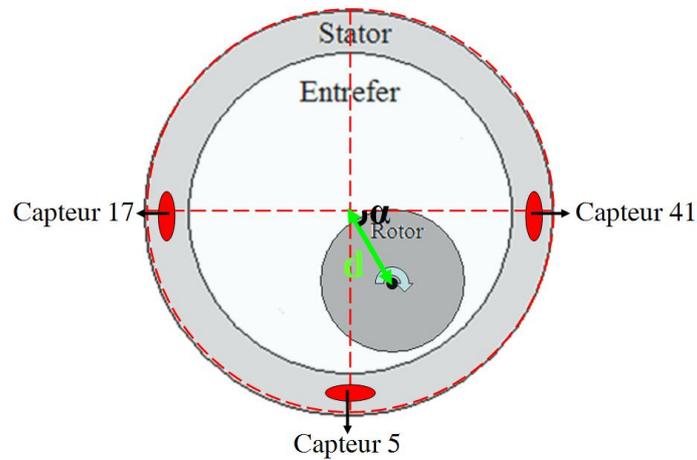
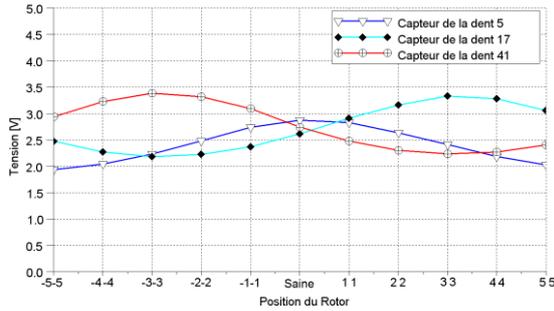


Figure 4.24 – Représentation de  $d$  et  $\alpha$  par rapport aux positions des capteurs de flux

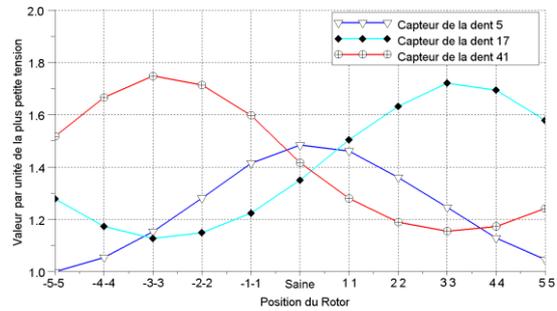
Les calculs effectués par le modèle numérique, pour cette valeur d'excentricité, donnent de nouvelles valeurs des tensions efficaces qui ont servi comme base pour la procédure itérative. A la fin de cette dernière, la valeur de l'excentricité la plus proche des résultats expérimentaux est de  $d=0,184$  mm et  $\alpha = 75,5^\circ$  avec les valeurs suivantes des tensions efficaces obtenues par simulation :

- Capteur de flux 5 = 3,28 V (1,10 pu);
- Capteur de flux 17 = 2,98 V (1,00 pu);
- Capteur de flux 41 = 3,13 V (1,05 pu).

A partir de cette valeur considérée comme celle de la position 'saine' de la machine d'étude, nous avons effectué les calculs pour toutes les autres positions des molettes de la maquette (Figure 1.25). Les figures ci-dessous montrent les résultats obtenus par les mesures et les simulations. La Figure 4.25 montre les courbes de l'évolution des tensions efficaces en fonction de l'excentricité statique pour les mesures faites sur la maquette en fonctionnement à vide avec un courant d'excitation de 10A. La première montre les valeurs de tension en volts efficaces et la seconde montre les tensions par unités de la plus petite tension parmi les trois. Normalement, dans une machine parfaitement centrée les trois courbes devraient se croiser au même point, car l'épaisseur de l'entrefer est constante.



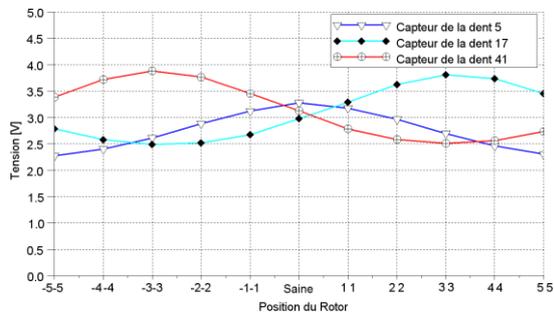
a) Tension efficaces mesurées de trois capteurs



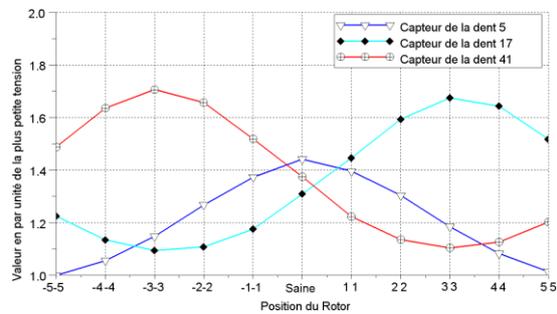
b) Tension efficaces mesurées en pu de trois capteurs

Figure 4.25 – Evolution des tensions efficaces mesurées dans les trois capteurs en fonction de l'excentricité statique expérimental (Pour les codes de la position du rotor voir Figure 1.24)

La figure 4.26 présente les mêmes évolutions obtenues par les simulations.



a) Tension efficaces simulées de trois capteurs



b) Tension efficaces simulées en pu de trois capteurs

Figure 4.26 – Evolution des tensions efficaces simulées dans les trois capteurs en fonction de l'excentricité statique expérimental (Pour les codes de la position du rotor voir Figure 1.24)

La comparaison des figures montre une très bonne concordance entre les simulations et les mesures. Cela montre que cette méthode peut être utilisée pour trouver, *a posteriori*, l'intensité de l'excentricité statique.

## 4.6 Simulation d'excentricité en 3 Dimensions

Nous avons étudié, dans les paragraphes précédents, les excentricités statiques et/ou dynamiques en supposant que, dans tous les cas, l'axe de rotation était parallèle à l'axe de stator. Par conséquent, le défaut d'excentricité était homogène le long de l'axe de rotation. Or, il est tout à fait possible, que les axes ne soient pas parallèles et que l'intensité de l'excentricité à une extrémité de la machine soit différente de l'intensité à l'autre extrémité. Nous appellerons ce cas 'excentricité en trois dimensions' et nous utilisons le modèle numérique en 3D pour étudier son effet sur les signatures des signaux résultants.

Cette étude, purement qualitative, a pour but de montrer que la méthode proposée pour détecter et différencier les excentricités statiques et dynamiques peut être adaptée pour le cas d'‘excentricité en trois dimensions’. Il est évident que les premiers résultats doivent être confirmés par des simulations et des analyses plus approfondies.

Pour pouvoir simuler un tel cas avec le même maillage tout en utilisant la méthode de déplacement de nœuds (introduite dans la section 4.3.1), quelques modifications sont nécessaires. Ainsi, une couche supplémentaire d'éléments en prismes est rajoutée de telle sorte que chaque couche de nœuds soit déplacée d'une valeur d'excentricité différente afin de créer une excentricité en 3D. Sur la Figure 4.27, nous présentons une coupe transversale montrant les procédures utilisées pour simuler les cas d'excentricités. Dans tous les cas, la surface de glissement est la même. Seul l'entrefer de la machine subit des déformations.

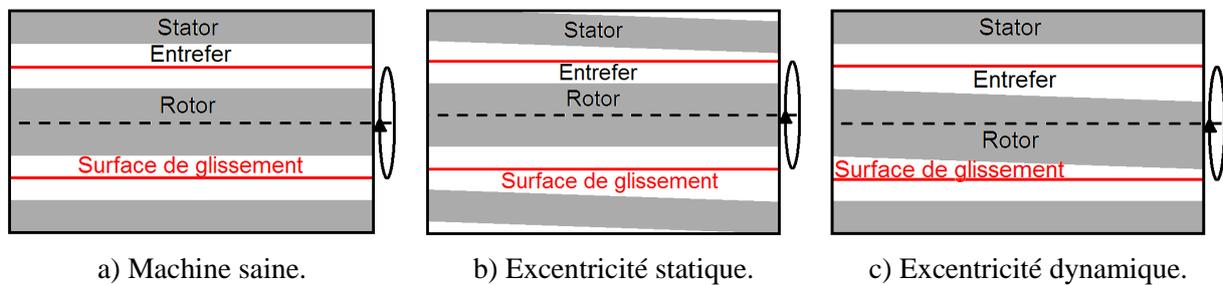


Figure 4.27 – Méthode de modélisation des excentricités de trois dimensions.

Pour simuler les excentricités en trois dimensions, un maillage surfacique (partie frontale) similaire à celui utilisé dans les calculs de la section précédente est adopté. Par contre, il est dupliqué en trois couches d'éléments en prismes au lieu d'une dans le cas des excentricités 2D. Le maillage ainsi obtenu est composé de 72452 nœuds et 108384 éléments. Toutes les simulations sont effectuées, pour un fonctionnement à vide de la machine, avec la formulation  $\Omega$  dont la résolution est plus rapide pour ce cas étant donné que les inconnues sont relatives aux nœuds et non aux arêtes qui sont plus nombreuses. L'influence des barres amortisseurs n'est pas prise en compte et les matériaux magnétiques sont supposés avoir un comportement magnétique linéaire afin de limiter les temps de calcul. Enfin, les inductions des capteurs ont été déterminées dans un seul élément central, et non plus sur le même emplacement des capteurs, localisé sur la couche du milieu en suivant la direction de l'arbre de la machine.

Dans le cas étudié, pour ‘simuler’ les excentricités, la couche de nœuds d'une des extrémités de la machine est maintenue à la position de l'entrefer normal et la couche de nœuds à l'autre extrémité est déplacée de 0,3mm. Toutes les autres couches de nœuds sont

alors déplacées proportionnellement (0 mm ; 0,1 mm ; 0,2 mm et 0,3 mm dans le cas de 4 couches de nœuds). Les résultats obtenus par le modèle numérique sont présentés dans la Figure 4.28 sous forme d'évolutions temporelles des signaux résultants ainsi que leurs contenus harmoniques.

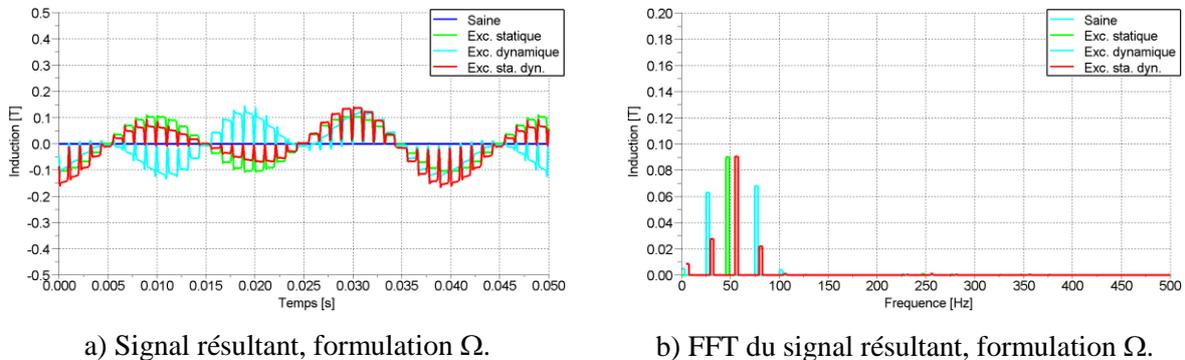
a) Signal résultant, formulation  $\Omega$ .b) FFT du signal résultant, formulation  $\Omega$ .

Figure 4.28 – Signaux résultants de l'addition des inductions radiaux dans l'entrefer et leurs transformés de Fourier correspondants.

Comme dans le cas des excentricités en 2D, nous pouvons voir qu'il est possible de détecter les excentricités en trois dimensions de la même façon que celle introduite précédemment. Ainsi, les excentricités dynamiques engendrent des harmoniques à 25 et 75 Hz alors que les excentricités statiques sont sources d'harmoniques à 50 Hz.

## 4.7 Conclusion

Ce chapitre a porté sur la détection des excentricités statiques et dynamiques dans le cas de la machine synchrone à rotor bobine. En s'inspirant de travaux antérieurs, nous avons proposé une procédure basée sur la mesure du flux magnétique en deux endroits distants d'un pas polaire. Le signal résultant de la somme des signaux captés par les deux capteurs, traité, permettrait de détecter et de distinguer entre les deux cas d'excentricités.

Les deux outils de modélisation, analytique et numérique, ont été utilisés pour étudier le signal résultant dans les deux cas d'excentricités. Ainsi, nous déduisons qu'une excentricité statique induit une harmonique à 50 Hz alors qu'une excentricité dynamique génère des harmoniques à 25 et 75 Hz. Les deux défauts n'ayant pas d'interférence, la présence des deux simultanément aboutit à l'apparition des trois harmoniques. Ces résultats ont été obtenus, à vide par le modèle analytique et numérique en magnétostatique. La prise en compte des courants induits dans les barres amortisseur a montré que ces derniers avaient un fort effet sur les harmoniques dues à l'excentricité statique en atténuant significativement leurs amplitudes. Toutefois, la détection demeure possible. Enfin, des simulations de la machine en défauts

avec quelques points de fonctionnements ont montré que, quel que soit le point de fonctionnement parmi ceux simulés, l'effet sur les harmoniques relatives aux deux excentricités est le même ; une simple atténuation de leurs amplitudes.

Ces conclusions ont été validées, en partie, au travers de mesures expérimentales. En effet, seul l'effet de l'excentricité statique peut être 'simulé' expérimentalement. Par ailleurs, les mesures de la machine saine ont montré que cette dernière était déjà légèrement décentrée. Néanmoins, les essais effectués ont permis de valider la présence d'une harmonique à 50Hz lors d'une excentricité statique, l'existence d'un lien entre l'amplitude de cette harmonique et l'intensité de l'excentricité et l'effet d'atténuation de son amplitude lorsque la machine opérait en charge. Par contre, les essais ont montré qu'il n'était pas possible de déterminer l'intensité d'une excentricité statique en utilisant uniquement deux capteurs.

Pour contourner ce problème, une autre méthode, dédiée uniquement à la détection et la quantification des intensités d'excentricités statiques, a été développée. Elle est basée sur la simple analyse des valeurs efficaces des tensions induites aux bornes des capteurs. En revanche, elle nécessite au moins trois capteurs et c'est une technique *a posteriori*.

Enfin, nous avons testé, qualitativement, la procédure de détection des défauts d'excentricités lorsque la machine a une excentricité différente aux deux extrémités. Les premiers résultats ont montré que la procédure était efficace même dans ces cas particuliers.

## 5. Défauts de court-circuit

---

La seconde famille des défauts les plus courants dans le cas des alternateurs est celle des courts-circuits rotoriques. En effet, comme cela a été explicité au premier chapitre, ces derniers peuvent être dus à différents phénomènes et induire des avaries allant jusqu'à la destruction totale du rotor. Comme la plupart des circuits d'excitation des alternateurs de grande puissance sont basés sur des systèmes utilisant des diodes tournantes, il est malaisé, voire impossible d'accéder directement au courant inducteur. Par conséquent, la détection de ces défauts ne peut se faire au travers de la mesure et/ou de l'analyse de ce dernier. Comme dans le cas des excentricités, l'analyse de l'induction d'entrefer peut s'avérer être une procédure fiable et précise pour la détection de ces courts-circuits.

Différents travaux ont déjà porté sur l'utilisation de cette mesure pour détecter les courts-circuits rotoriques. Ainsi, nous pouvons citer les travaux d'Albrigh [12] qui fut l'un des premiers à utiliser des capteurs de flux dans l'entrefer de la machine (hors ligne) pour détecter ces défauts. La méthode a ensuite été améliorée pour une détection en ligne, mais cette procédure demande une grande variation de la charge sur la détection des défauts.

Dans le cadre de nos travaux, nous allons montrer qu'il est possible, à partir de la mesure de l'induction d'entrefer par un seul capteur et un traitement adéquat du signal obtenu, de détecter non seulement l'occurrence d'un défaut de court-circuit mais également l'emplacement de ce court-circuit dans l'encoche atteinte, dans plusieurs cas de fonctionnement de la machine.

Comme dans le cas du chapitre précédent, nous allons commencer par exposer en détail la procédure proposée pour la détection des défauts de courts-circuits rotoriques dans le cas général ainsi que son adaptation à la machine d'étude.

La seconde partie sera dédiée à l'utilisation du modèle analytique développé précédemment pour étudier la machine en défaut et appliquer la procédure proposée afin de pouvoir détecter ces défauts. Ce modèle permet d'avoir une première analyse à vide et sous des hypothèses simplificatrices. Afin de valider ces résultats dans un cas plus proche de la réalité, nous utiliserons le modèle numérique toujours basé sur la méthode des éléments finis. Nous commencerons d'abord par valider l'hypothèse retenue pour la prise en compte des courts-circuits. En effet, un court-circuit peut prendre plusieurs aspects et la partie des conducteurs court-circuitée pourrait, de par la variation de la réluctance statorique conjuguée au champ magnétique d'induit, être le siège de courants induits et influencer les mesures de

détection. Ces éventualités seront également investiguées par le modèle numérique. Ensuite, ce dernier est utilisé pour étudier les courts-circuits à vide. Avant d'analyser l'influence de la localisation des courts-circuits et de l'état de magnétisation de la machine pour les simulations numériques, les résultats à vide pour les mesures expérimentales seront montrés. Nous montrerons qu'un traitement des signaux est nécessaire pour exploiter les résultats expérimentaux.

La procédure développée ayant pour vocation d'être adaptée à une utilisation sur des machines existantes, nous présenterons un outil qui permet une analyse aisée des signaux mesurés et donc une plus grande simplicité de détection des défauts de courts-circuits rotoriques.

Enfin, des résultats dans le cas où la machine est le siège, simultanément, de défauts d'excentricités et de courts-circuits seront présentés. La possibilité d'erreur de diagnostic dus à la présence des deux types de défauts sera traitée.

## 5.1 Approche de détection des courts-circuits

### 5.1.1 Méthode générale

La méthode de détection des courts-circuits proposée est basée sur la simple considération que le champ magnétique créé par un pôle rotorique en défaut est différent de celui d'un pôle sain. Par conséquent, la mesure et le traitement, en continu, de la tension induite aux bornes d'un capteur de flux magnétique radial dans l'entrefer permettraient de détecter un défaut de court-circuit rotorique. Sous l'hypothèse de la très faible probabilité d'occurrence de plusieurs défauts de court-circuits sur différents pôles rotoriques, la procédure proposée se décline sous les étapes suivantes :

- La tension aux bornes du capteur est mesurée et enregistrée pour une révolution complète du rotor. Sans contrainte quelconque sur l'angle initial du rotor ni sur l'instant initial temporel, ce signal peut être enregistré sur  $360^\circ$  ou sur la période  $T$  correspondante. Il sera noté  $v$ .
- Un second signal,  $v'$ , sera également exploité. Il correspond à  $v$  décalé d'un angle de  $360^\circ/p$ , ou  $p$  est le nombre de paires de pôles ou de l'intervalle de temps correspondant. Il pourra être obtenu de deux manières différentes ; soit en utilisant directement le signal  $v$  décalé, par traitement, de l'angle adéquat, soit en mesurant  $v'$ , à la suite de  $v$ , avec le déphasage requis.

- Les deux signaux, ainsi obtenus, sont soustraits ensuite l'un de l'autre permettant d'obtenir le signal résultant  $w = v - v'$ . Contrairement au cas de la détection des excentricités, la soustraction ici se fait obligatoirement au travers de traitement des signaux. Ce dernier est ensuite analysé afin d'en déduire l'état des pôles rotoriques. Dans le cas de pôles sains, le signal  $w$  est, en théorie, identiquement nul. En revanche, lors de défauts de court-circuits sur l'un des pôles,  $w$  est non nul et son analyse aboutit à l'identification des encoches défectueuses.

Il est évident que le signal  $w$  ne sera pas identiquement nul dans le cas réel d'une machine avec des pôles sains de par la différence, minime, qui existe entre les champs magnétiques créés par deux pôles rotoriques ainsi qu'aux différents bruits de mesure. Néanmoins, nous montrerons qu'un filtrage approprié aboutit à des signaux suffisamment exploitables pour la détection.

### 5.1.2 Application à la machine d'étude

Comme spécifié antérieurement, la machine d'étude est dotée de deux paires de pôles. Par conséquent, le signal  $v'$  devra être décalé d'un angle de  $360^\circ/p$ , à savoir  $180^\circ$ . La Figure 5.1 ci-dessous schématise la procédure de détection proposée dans le cas de la structure étudiée.

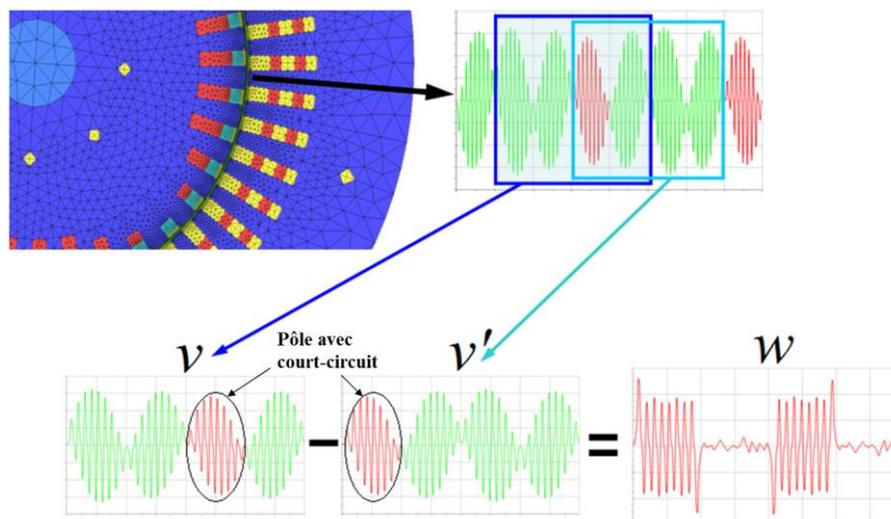


Figure 5.1 – Méthode de détection de court-circuit

## 5.2 Etude des courts-circuits par l'approche analytique

Comme dans le cas des défauts d'excentricités, nous allons commencer par utiliser le modèle analytique développé au chapitre 2 pour étudier les défauts de courts-circuits rotoriques. Nous rappelons que le modèle a été développé à vide et que les courts-circuits sont 'simulés' par le biais d'une force magnétomotrice d'excitation plus faible en fonction des conducteurs rotoriques court-circuités. Outre les temps de calcul très limités, ce modèle permet de bien expliciter la procédure de détection proposée.

Dans ce cadre, nous allons présenter l'étude et la détection de deux cas de court-circuit, un du type A1 et un du type A3 (voir paragraphe 1.3.4). Dans chacun des deux cas, 6 spires sont court-circuitées, dans l'encoche 1 pour A1 et dans l'encoche 3 pour A3. La machine est considérée à vide à la vitesse synchrone avec un courant d'excitation de 10 A.

Nous allons détailler les étapes de la procédure de détection au travers de l'exemple du court-circuit A1. Sur la figure 5.2, nous présentons les signaux de tension  $v$  et  $v'$  issus des 'capteurs' d'induction dans l'entrefer. Ces deux signaux, modulés par les encoches rotoriques, sont superposés ce qui permet de voir la légère différence d'amplitude ( $v > v'$  aux alentours de 15ms et  $v < v'$  aux alentours de 35ms). Un zoom est montré pour illustrer ces propos.

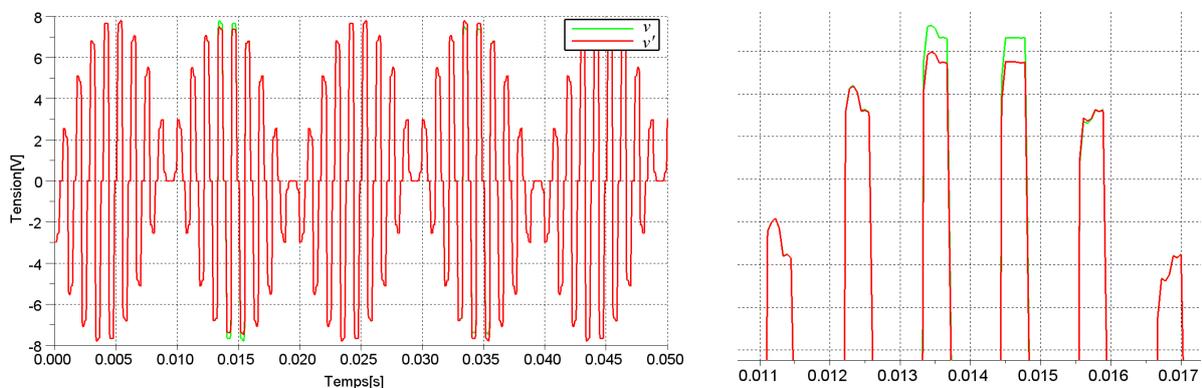


Figure 5.2 -  $v$  et  $v'$ , simulation analytique d'un court-circuit du type A1 (6 Spires)

$v$  et  $v'$  sont ensuite soustraits l'un de l'autre aboutissant au signal  $w = v - v'$ , Figure 5.3. Le défaut étant sur un pôle rotorique, le signal résultant est évidemment à une fréquence de 50 Hz. Le fait que  $w$  soit non nul est synonyme de l'occurrence d'un défaut de court-circuit. Ensuite, son analyse visuelle permet de déduire la localisation des encoches avec les courts-circuits. La période entre les deux pics d'amplitude la plus élevée représente la distance entre les encoches en défaut comme nous pouvons le visualiser au travers de la Figure 5.3. Par rapport à cette figure, l'occurrence du court-circuit apparaît deux fois sur le signal  $w$ . En fait, cela est dû à l'utilisation du signal  $v$  et de son 'image' décalée  $v'$ .

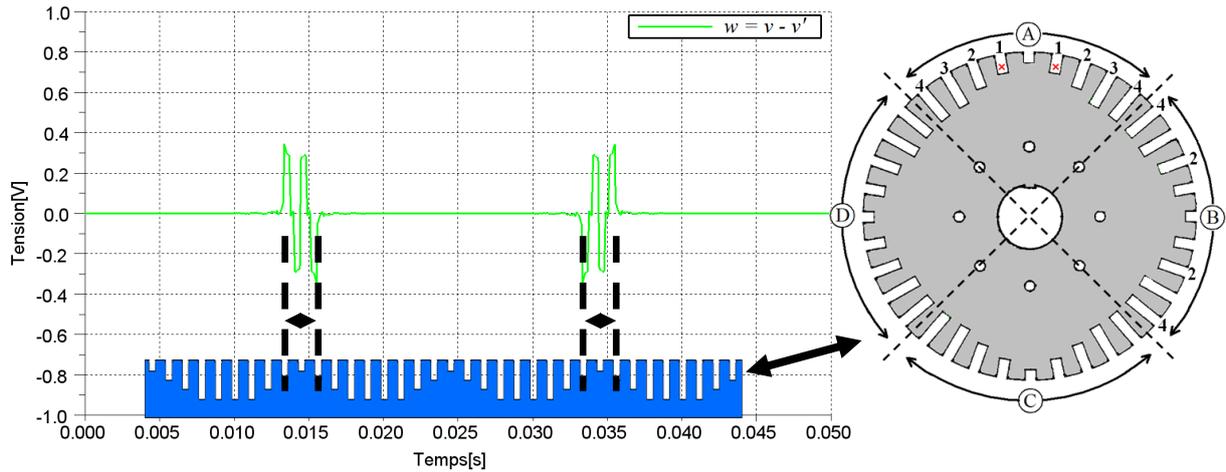


Figure 5.3 -  $w = v - v'$ , simulation analytique d'un court-circuit du type A1 (6 Spires)

Sur la Figure 5.4, nous montrons le signal résultant  $w$  dans le cas d'un court-circuit de type A3 (6 spires en court-circuit dans les encoches numéro 3). Là encore, le signal est à une fréquence de 50 Hz et la distance entre les pics de plus grande amplitude représente la distance entre les encoches en défaut.

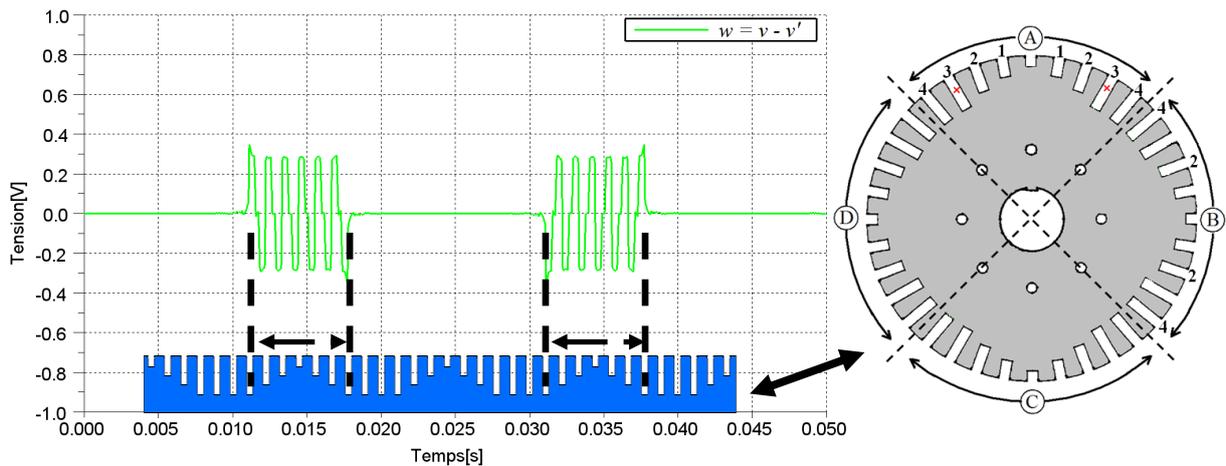


Figure 5.4 -  $w = v - v'$ , simulation analytique d'un court-circuit du type A3 (6 Spires)

Le modèle analytique a été utilisé pour étudier les cas de différents autres cas de courts-circuits rotoriques et les conclusions tirées des résultats dans le cas des deux exemples traités ci-dessus peuvent être généralisables. En effet, on retrouve les mêmes fréquences des signaux et le fait que la distance entre les deux pics est fonction directe de l'écart entre les deux encoches défectueuses.

## 5.3 Etude des courts-circuits par l'approche numérique

### 5.3.1 Vérification de l'hypothèse de court-circuit

De par l'hypothèse adoptée, les spires défectueuses, dans le cas d'un court-circuit dans les enroulements du rotor d'une machine synchrone, ne sont plus parcourues par le courant d'excitation. Par ailleurs, au synchronisme, elles sont supposées être traversées par un flux magnétique constant et donc ne pas être le siège de f.e.m. induites et par conséquent de courants y circulant. Or, comme le nombre des encoches au rotor est différent de celui au stator, les spires court-circuitées « voient » une perméance d'entrefer variable, donc un flux variable et par conséquence des courants peuvent y être induits. Dans ce paragraphe, nous allons étudier l'influence d'un tel flux et quantifier les effets des éventuels courants induits dans les conducteurs rotoriques court-circuités sur les signaux enregistrés par les capteurs de flux d'entrefer.

Pour cela, nous avons aménagé le maillage qui a été utilisé pour les différentes études de défauts dans ce travail afin de tester la validité de l'hypothèse adoptée pour la prise en compte des courts-circuits où plusieurs cas de figures ont été traités. La Figure 5.5 montre le maillage avec une attention spéciale à la localisation du court-circuit 'simulé'. Pour cette vérification, nous avons choisi le cas de court-circuit le plus sévère, à savoir un court-circuit de 24 spires sur un total de 54 spires dans l'encoche 4.

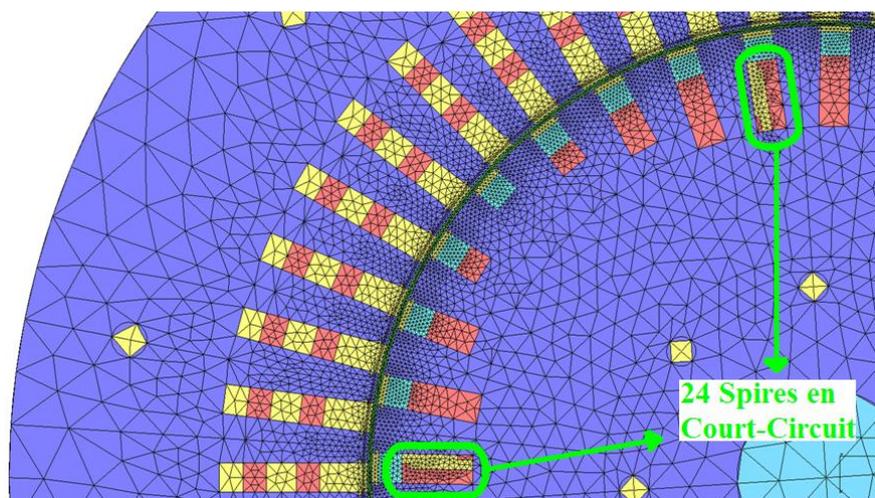


Figure 5.5 – Maillage de la machine pour l'étude de la prise en compte du court-circuit, en détail le court-circuit simulé de 24 spires sur 54 de l'encoche

Les zones en jaune dans la section de coupe de l'encoche 4 rotorique correspondent aux 24 spires court-circuitées. Cinq cas de figures, à vide avec un courant d'excitation de 10 A et des matériaux à caractéristiques linéaires, sont étudiés et analysés :

- Le premier cas consiste à imposer une densité de courant moins importante sur toute la surface de l'encoche défectueuse (jaune + rouge). Dans le cas étudié, nous imposons une densité de courant de  $(54-24)/54$  fois la densité de courant de l'excitation.
- Le second consiste à imposer la densité réelle de l'excitation uniquement sur la surface des encoches saines (rouge). La zone en défaut est supposée être non conductrice.
- Le troisième cas est identique au précédent à la différence près que la zone des spires court-circuitées est considérée comme un matériau 'massif' conducteur.
- Le quatrième cas est similaire au second mais où les spires en court-circuit sont modélisées par des conducteurs court-circuités. La surface jaune forme donc une bobine de 24 spires court-circuitées.
- Enfin, le cinquième cas est identique au quatrième mais les courants induits dans les barres amortisseurs sont négligés.

Dans chacun des cas, la tension induite aux bornes d'un capteur d'induction d'entrefer est calculée. Les tensions induites relatives aux 5 cas, ainsi qu'un zoom, sont présentées à la Figure 5.6. Les courbes sont difficilement différenciables, sauf pour le cas 5, le seul où les courants amortisseurs ne sont pas pris en compte.

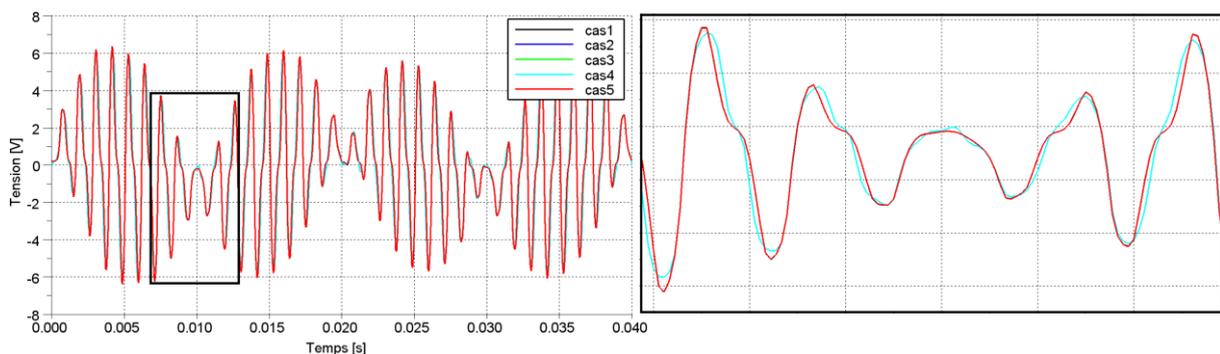


Figure 5.6 – Comparaison de la tension induite dans un capteur d'induction dans l'entrefer pour différents cas de simulation de court-circuit

Ces résultats montrent que les courants induits dans les courts-circuits sont négligeables. Par conséquent, dans la suite de l'étude, nous 'simulerons' les courts-circuits dans les encoches rotoriques en adoptant le cas le plus simple à savoir celui d'une densité de courant proportionnelle au nombre des spires saines.

### 5.3.2 Etude à vide

Le modèle numérique est utilisé d'abord pour étudier l'effet des courts-circuits rotoriques à vide. Comme dans le cas de l'approche analytique, nous allons présenter les résultats des deux types de court-circuit A1 et A3. La machine est entraînée à la vitesse synchrone et le courant d'excitation est de 10 A. La figure suivante montre les deux signaux de tension  $v$  et  $v'$  pour le cas d'un court-circuit du type A1. Dans le zoom de la tension, il est aussi possible de voir l'écart entre  $v$  et  $v'$  et donc la localisation du défaut. Par rapport aux résultats issus de l'approche analytique nous constatons que les amplitudes des signaux sont du même ordre de grandeur. En revanche, les écarts sont plus atténués par l'approche numérique.

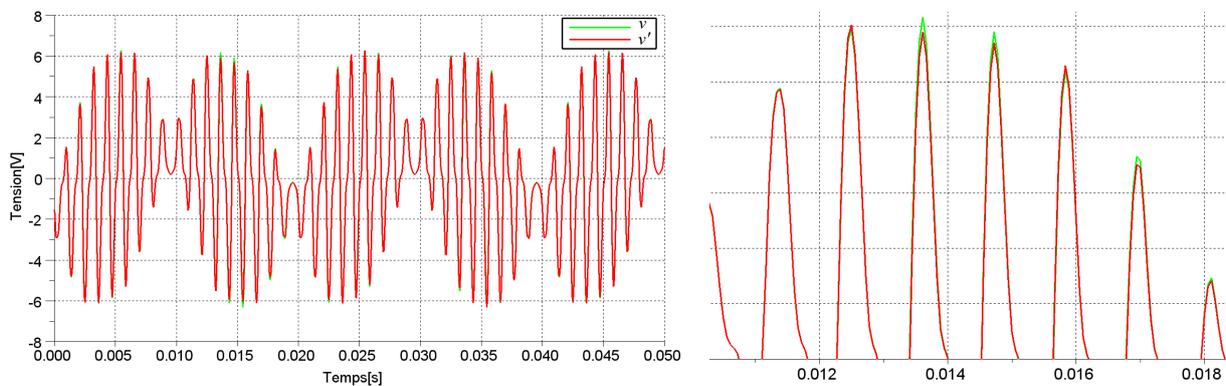


Figure 5.7 -  $v$  et  $v'$ , simulation numérique d'un court-circuit du type A1 (6 Spires)

Les Figure 5.8 et Figure 5.9 montrent les signaux  $w$  résultants des soustractions des signaux  $v$  et  $v'$  pour les courts-circuits de type A1 et A3, respectivement.

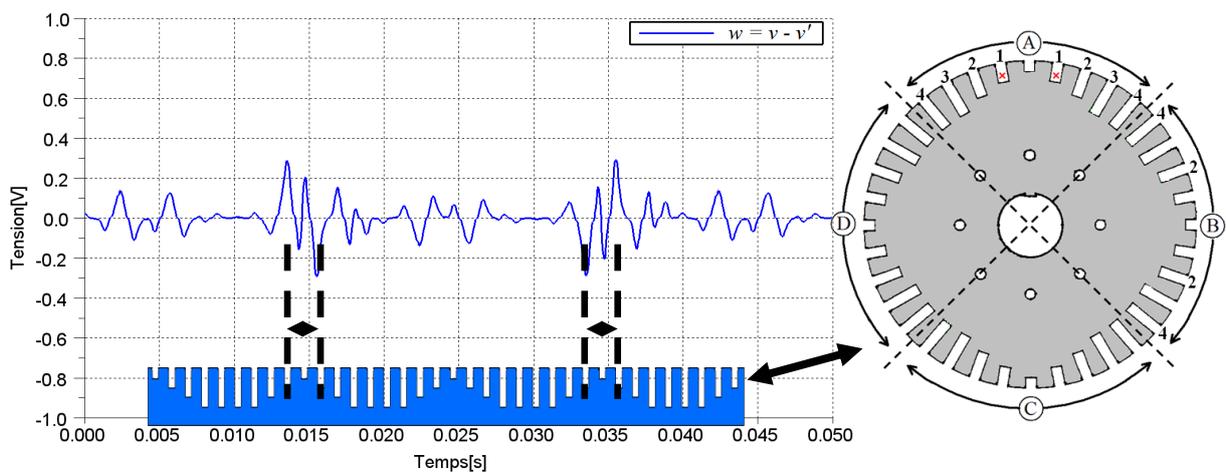


Figure 5.8 -  $w = v - v'$ , simulation numérique d'un court-circuit du type A1 (6 Spires)

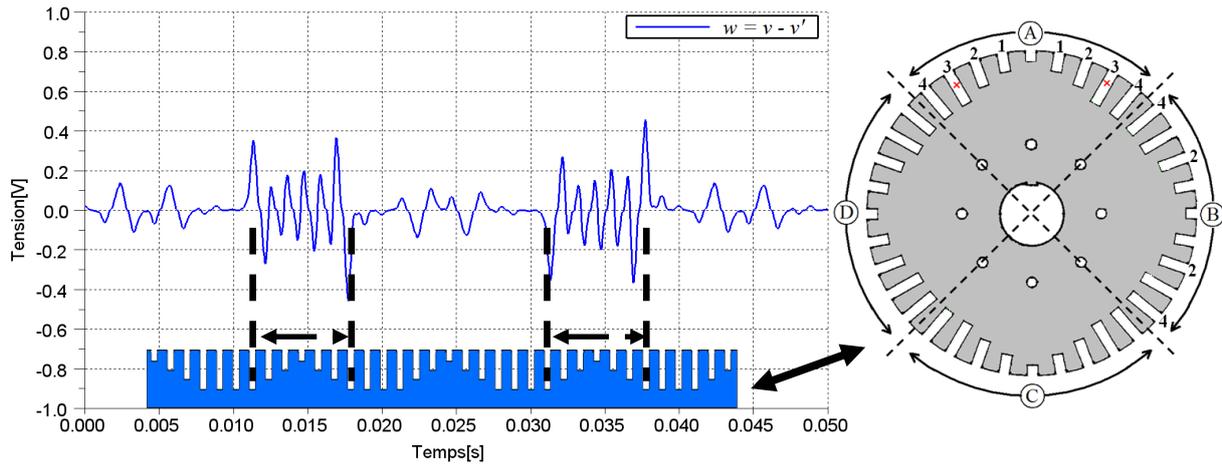


Figure 5.9 -  $w = v - v'$ , simulation numérique d'un court-circuit du type A3 (6 Spires)

Les mêmes conclusions établies dans le cas de l'approche analytique peuvent être tirées des résultats numériques. Certes, les signaux  $w$  sont moins lisses dans ce dernier cas mais nous retrouvons la même allure avec la même fréquence. Par ailleurs, là encore une analyse visuelle permet d'identifier les encoches défectueuses. Les calculs qui ont été menés pour les différents autres défauts de court-circuit aboutissent à des résultats similaires.

Avant d'étudier les effets des différents états de charge sur les signaux  $w$ , nous allons d'abord comparer les résultats de simulation à vide avec ceux obtenus à partir des essais expérimentaux pour la machine à vide.

## 5.4 Etude des courts-circuits par l'expérimentation

### 5.4.1 Etude à vide

En utilisant les adaptations effectuées sur la machine d'essai, nous avons 'simulé' les mêmes courts-circuits A1 et A3. La machine est entraînée, à vide, à la vitesse synchrone et le courant d'excitation est ajusté à 10 A. La figure suivante montre les deux signaux de tension  $v$  et  $v'$  pour le cas du court-circuit de type A1.

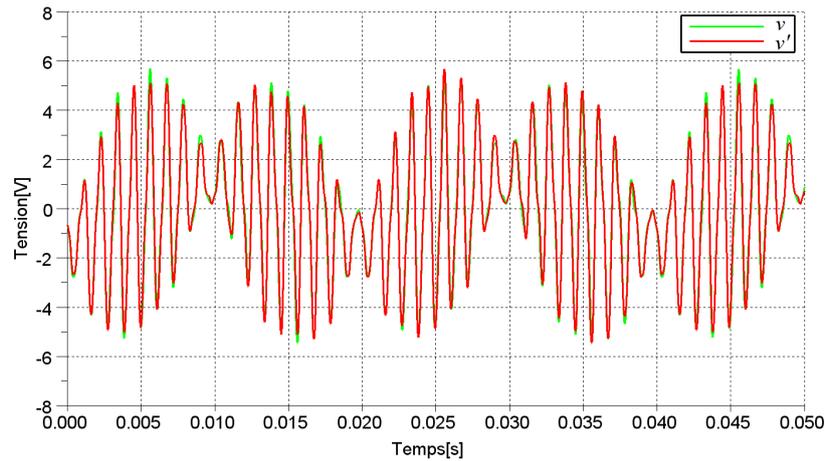


Figure 5.10 -  $v$  et  $v'$ , signaux mesurés d'un court-circuit du type A1 (6 Spires)

Comme nous pouvons s'en douter, la superposition de ces deux signaux n'est pas aussi explicite que dans le cas des simulations. En effet, la non linéarité des matériaux ainsi que les différentes 'imperfections' de la machine aboutissent à des allures similaires mais avec des amplitudes sensiblement différentes.

Dans la méthode décrite par Albright [12], il est proposé de comparer les intensités des pics de chaque variation. Pourtant, quand nous analysons l'agrandissement d'une paire de pôle de la machine, figure suivante, il est difficile de pouvoir détecter les encoches défectueuses. En effet, les différences d'amplitude entre les deux signaux  $v$  et  $v'$  sont visibles pratiquement à tous les pics alors même que la machine est entraînée à vide, et donc sans influence de l'état de la charge. Nous rappelons que, d'après les résultats de simulation, la différence des amplitudes est censée se situer aux alentours de 15ms.

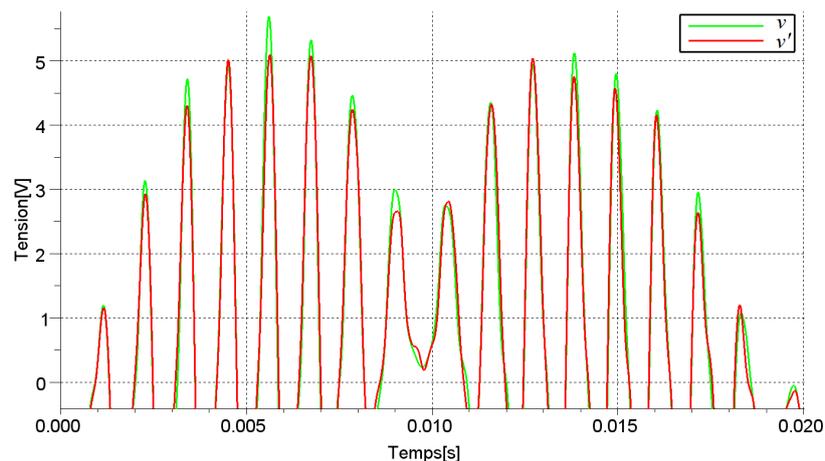


Figure 5.11 – Zoom de  $v$  et  $v'$ , signaux mesurés d'un court-circuit du type A1 (6 Spires)

Les signaux  $w$  pour les défauts A1 et A3 sont présentés respectivement dans les Figure 5.12 et Figure 5.13. Nous constatons qu'il est impossible de détecter un quelconque défaut au

travers de ces évolutions. En effet, le bruit de mesure est trop intense pour pouvoir exploiter ces signaux. Un traitement préliminaire de ces signaux est donc nécessaire.

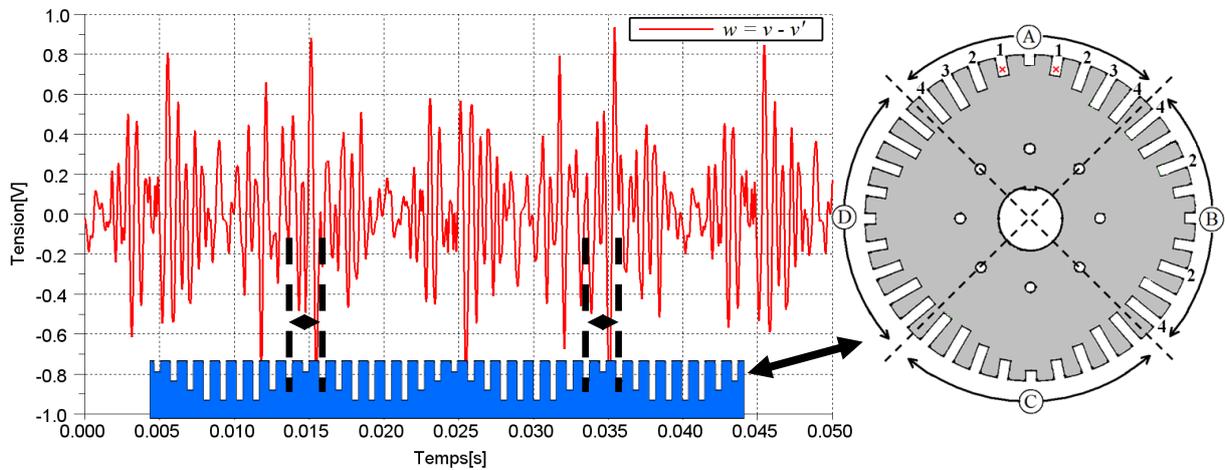


Figure 5.12 -  $w = v - v'$ , signal mesuré d'un court-circuit du type A1 (6 Spires)

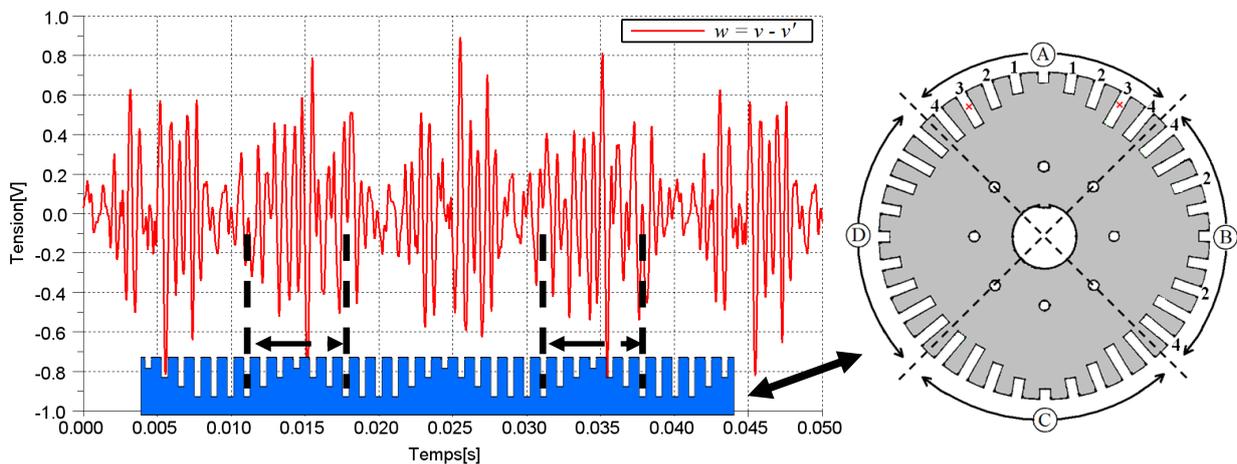


Figure 5.13 -  $w = v - v'$ , signal mesuré d'un court-circuit du type A3 (6 Spires)

## 5.5 Traitement des données

Afin de présenter d'autres résultats, nous détaillons la méthode de traitement des données sur les signaux d'un court-circuit de type B4 (24 spires en court-circuit dans l'encoche 4 du pôle B). La machine fonctionne à vide avec un courant d'excitation de 10 A et une vitesse rotorique de 1500 tr/mn. Comme dans les cas précédents, la tension  $v$  induite aux bornes du capteur est enregistrée pour un tour complet de la machine. Une copie de ce dernier  $v'$  est décalée de  $180^\circ$ .  $v$  et  $v'$  sont soustrait l'un de l'autre pour obtenir  $w = v - v'$ . Dans les figures suivantes, nous montrons successivement les résultats de l'approche analytique, numérique par éléments finis puis le résultat expérimental.

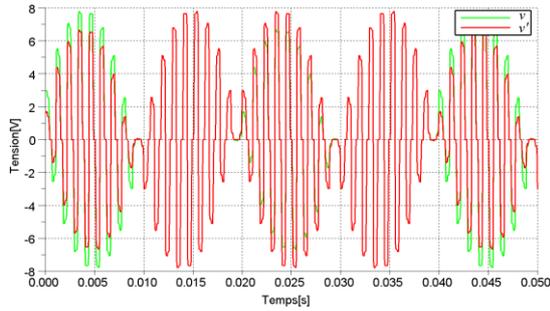
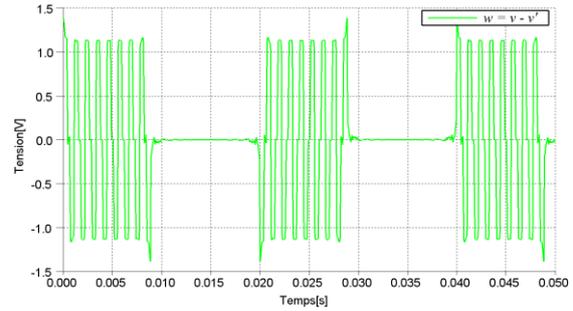
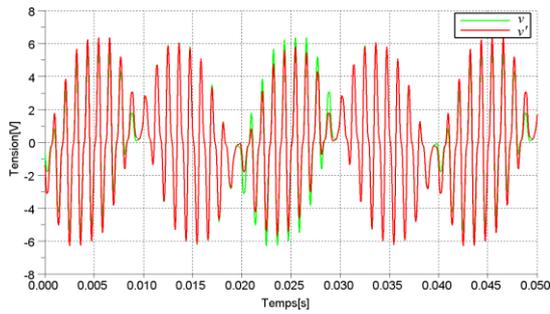
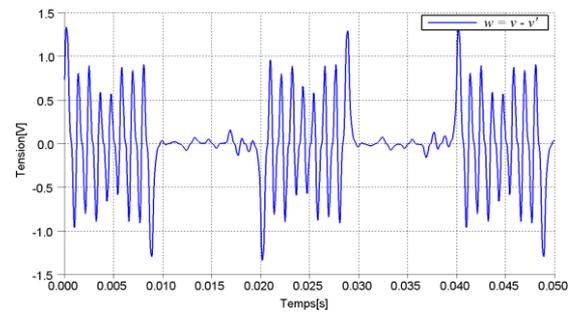
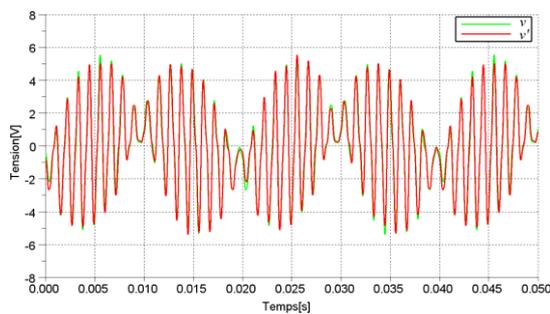
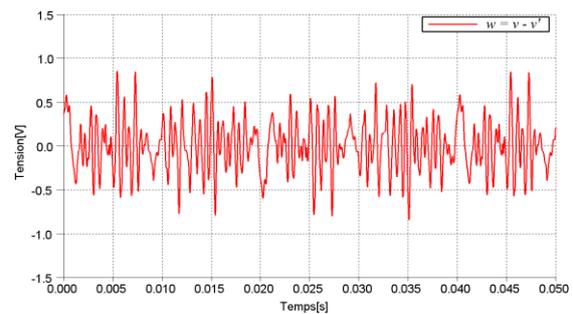
a)  $v$  et  $v'$ , simulation analytiqueb)  $w = v - v'$ , simulation analytiquec)  $v$  et  $v'$ , simulation éléments finisd)  $w = v - v'$ , simulation éléments finise)  $v$  et  $v'$ , mesure expérimentalef)  $w = v - v'$ , mesure expérimentale

Figure 5.14 – Résultats pour les simulations et mesure dans le cas d'un court-circuit B4 (24 Spires) avec la machine à vide

Pour bien mettre en évidence les différences entre les signaux  $w$  obtenus par les 3 approches, nous superposons, à la Figure 5.15, les évolutions pour le défaut B4. Il est clair que le signal expérimental est inexploitable en l'état.

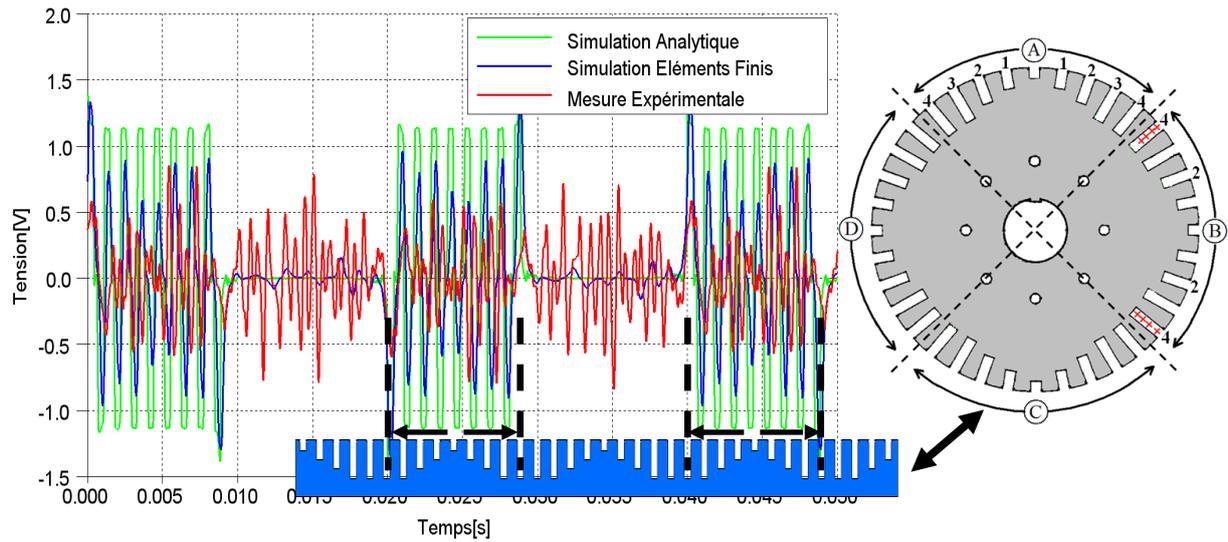


Figure 5.15 –  $w = v - v'$ , détail des résultats des simulations et mesure, avec la façon de localiser les courts-circuits, dans le cas d'un court-circuit B4 (24 Spires)

Afin d'atténuer le bruit de mesure du signal expérimental, nous avons opté pour un filtrage des tensions  $v$  et  $v'$  par un filtre passe-bas de fréquence de coupure de 750Hz. La même démarche a été appliquée aux signaux de simulation. Les figures suivantes montrent les signaux de  $v$  et  $v'$ , filtrés, ainsi que le signal résultant pour les simulations et les mesures.

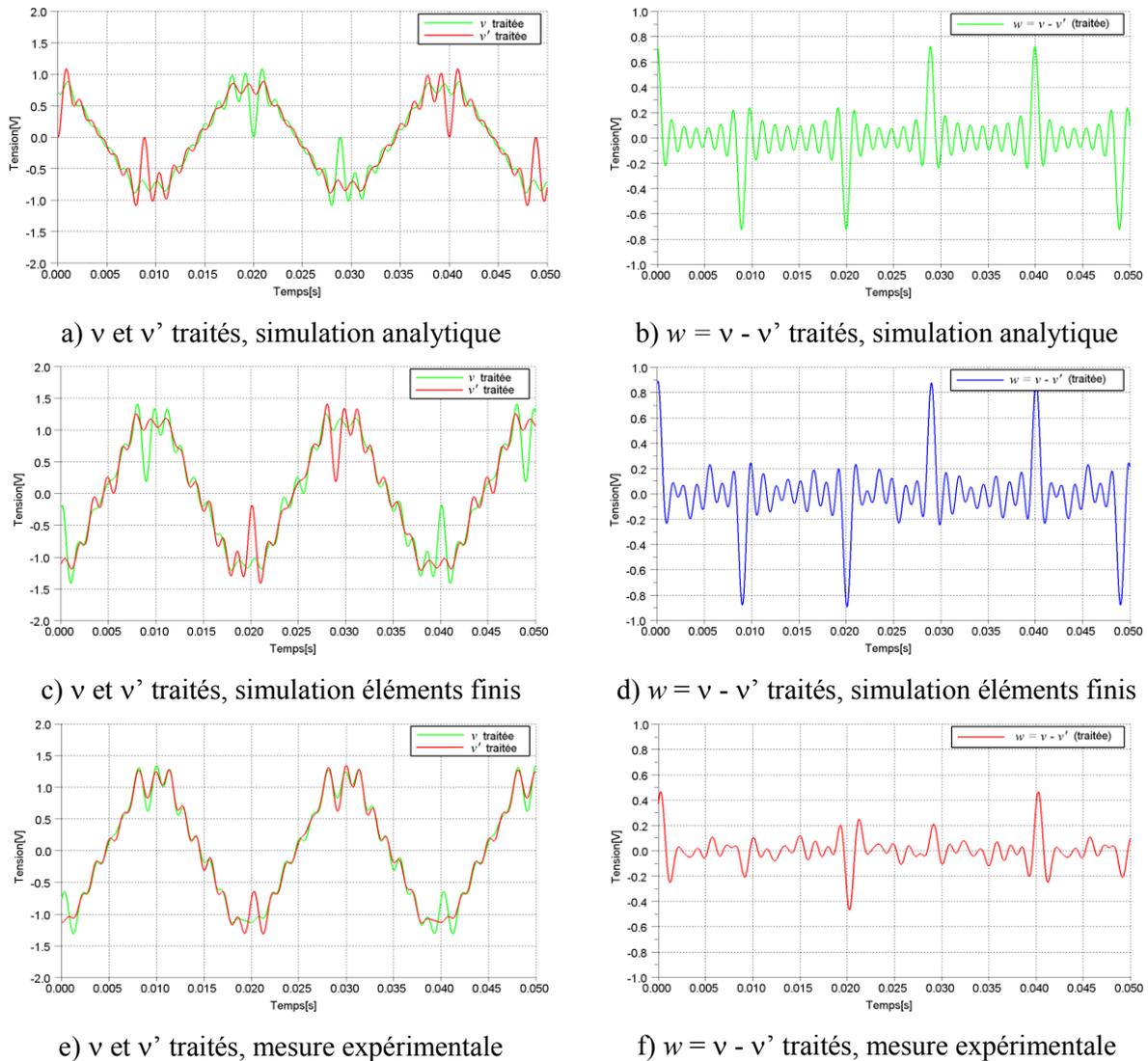


Figure 5.16 – Résultats traités pour les simulations et la mesure dans le cas d'un court-circuit B4 (24 Spires) avec la machine à vide

Après filtrage, les différences par rapport aux signaux originaux sont bien visibles. La soustraction des tensions traitées montre beaucoup plus clairement les pics dus au court-circuit dans le cas des simulations mais également dans celui des mesures. La Figure 5.17 montre en détail la détection et la localisation du court-circuit, avec le schéma de l'encoche du rotor avec la position du défaut. De nouveau, la signature du défaut apparaît deux fois par période de rotation complète du rotor. Il est évident que la localisation du pôle défectueux n'est pas possible. Nous pouvons uniquement déterminer, avec la procédure proposée, l'occurrence d'un défaut de court-circuit dans un des pôles et les encoches où se trouve le défaut.

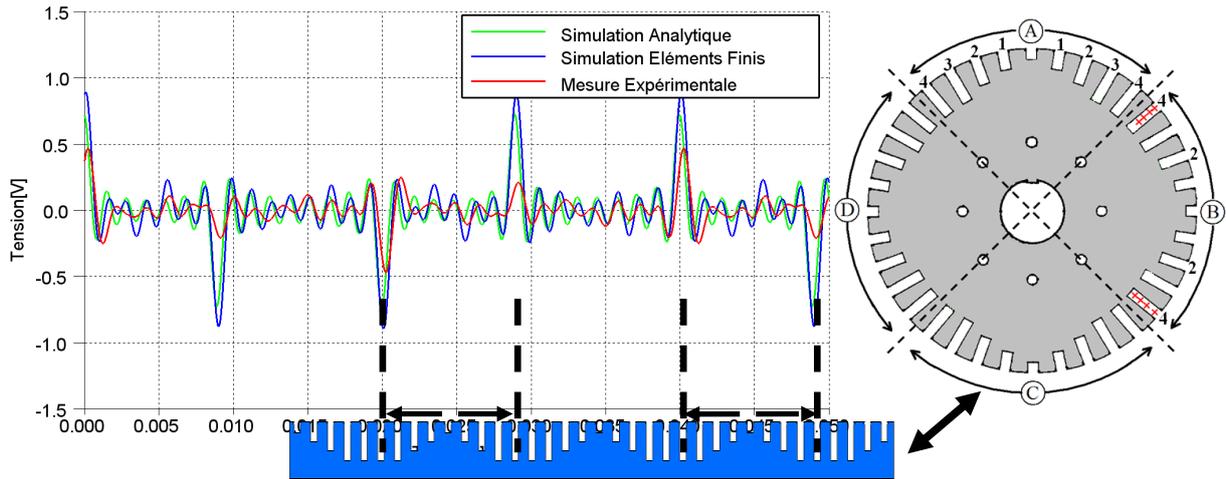


Figure 5.17 –  $w = v - v'$  traités, détail des résultants des simulations et mesure, avec la façon de localiser les courts-circuits, dans le cas d'un court-circuit B4 (24 Spires)

La même procédure est appliquée aux cas des courts-circuits A1 et A3, à vide, traités dans les paragraphes précédents. Nous présentons ci-dessous, la superposition des signaux  $w$ , filtrés, issus des résultats de simulation et des essais expérimentaux. Là aussi, la détection s'avère plus aisée que ce soit au travers des résultats de simulation comme par les essais expérimentaux.

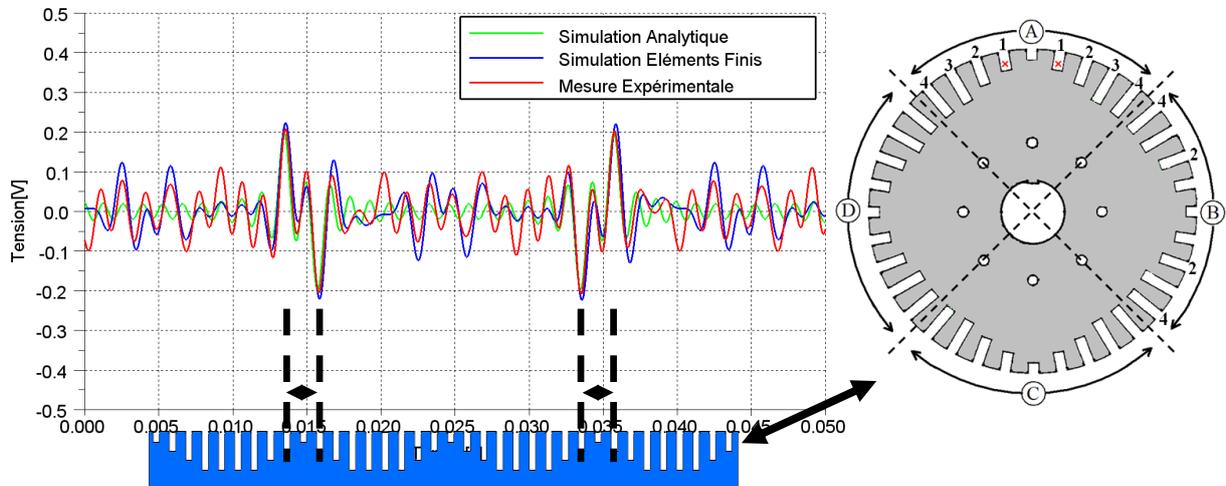


Figure 5.18 –  $w = v - v'$  traités, détail des signaux résultants des simulations et mesure, avec la façon de localiser les courts-circuits, dans le cas d'un court-circuit A1 (6 Spires)

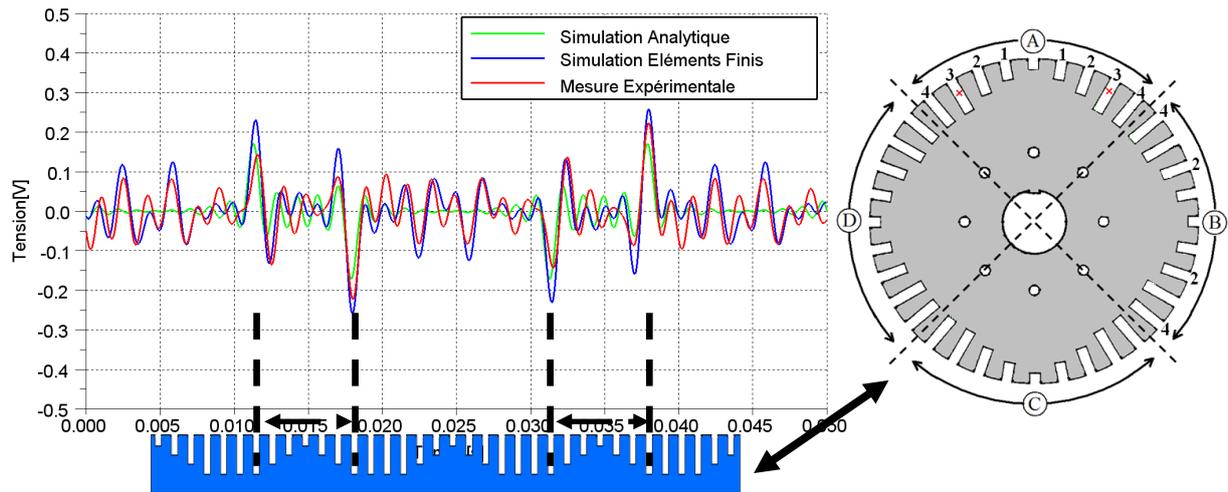


Figure 5.19 –  $w = v - v'$  traités, détail des signaux résultants des simulations et mesure, avec la façon de localiser les courts-circuits, dans le cas d'un court-circuit A3 (6 Spires)

Les résultats présentés dans les derniers paragraphes montrent qu'il est possible de détecter et localiser les défauts de courts-circuits en utilisant la méthode proposée dans ce travail. L'approche analytique, la simulation numérique et les mesures expérimentales aboutissent, après traitement des signaux, à des résultats très concordants en termes d'évolutions des signaux résultants  $w$  à vide. Afin de vérifier la robustesse et la fiabilité de la procédure proposée, nous allons, dans la suite, étudier l'influence de la localisation des défauts et l'impact des états de charge de la machine sur les signaux de détection.

## 5.6 Etude de l'influence de localisation du court-circuit et de la charge sur la détection des défauts

Plusieurs cas de défauts de courts-circuits rotoriques, avec différents points de fonctionnements de la machine, ont été étudiés par simulation, en utilisant le ou les modèles développés, et au travers d'essais expérimentaux. Le but étant de vérifier que la procédure proposée permet de détecter et de localiser les défauts de courts-circuits quels que soient leur emplacement et le point de fonctionnement de la machine.

Dans le cas des fonctionnements à vide, les deux approches, analytique et numérique en tenant compte de la non linéarité des matériaux magnétiques, sont utilisées. Par contre, seul le modèle par éléments finis est utilisé dans les études en charge. Dans tous les cas, ce dernier est basé sur la formulation  $A-\varphi$  qui permet de se rapprocher le plus du cas réel en tenant compte des courants induits dans les barres amortisseurs. Enfin, les différents cas de figure simulés ont également été effectués sur la machine d'essai afin de comparer les

résultats. Les mesures ont été réalisées en utilisant un capteur court de flux radial situé au milieu de la machine sur le paquet de tôles numéro 5 de la dent 17.

Dans ce qui suit, plusieurs résultats sont présentés portant sur l'influence de la localisation du court-circuit et du facteur de puissance de la machine. Le tableau ci-dessous récapitule les différents cas de simulations et d'essais expérimentaux.

<i>Calcul EF</i>	Machine saine	Court-Circuit					
		A1		A2		A3	
Linearité	Lineaire	Lineaire	Non Lineaire	Lineaire	Non Lineaire	Lineaire	Non Lineaire
Vide	10A	10A	10A	10A	-	10A	10A
Charge Resistive Pure	12,5 et 25,0 kVA	12,5 et 25,0 kVA	-	12,5 et 25,0 kVA	-	12,5 et 25,0 kVA	-
Charge Inductive avec FP=0,8	10 et 20 kVA	10 et 20 kVA	20 kVA	10 et 20 kVA	20 kVA	10 et 20 kVA	20 kVA
	Machine saine	Court-Circuit					
		A4		B2		B4	
Linearité	Non Lineaire	Lineaire	Non Lineaire	Lineaire	Non Lineaire	Lineaire	Non Lineaire
Vide	10A	10A	-	10A	10A	10A	10A
Charge Resistive Pure	12,5 et 25,0 kVA	12,5 et 25,0 kVA	-	12,5 et 25,0 kVA			
Charge Inductive avec FP=0,8	10 et 20 kVA	10 et 20 kVA	20 kVA	10 et 20 kVA	10 et 20 kVA	10 et 20 kVA	10 et 20 kVA
<i>Calcul Analytique</i>	Machine saine	Court-Circuit					
		A1	A2	A3	A4	B2	B4
Vide	10A						
<i>Mesure Expérimentale</i>	Machine saine	Court-Circuit					
		A1	A2	A3	A4	B2	B4
Vide	10A						
Charge Resistive Pure	12,5 et 25,0 kVA						
Charge Inductive avec FP=0,8	10 et 20 kVA						

Tableau 5.1 – Simulations et essais pour l'étude des courts-circuits (Pour le type de court-circuit voir Figure 1.26)

### 5.6.1 Influence de la localisation du court-circuit

L'étude de l'influence de la localisation des défauts de court-circuit est menée sur un point de fonctionnement de la machine en fonctionnement générateur débitant sur une charge spécifique avec une puissance apparente de 20kVA avec facteur de puissance de 0,8 inductive. Seuls les résultats par éléments finis et les mesures expérimentales sont comparés.

Les cas de figure traités sont ceux de la machine saine ainsi que les six différents types de courts-circuits A1, A2, A3, A4, B2 et B4. Sur les figures suivantes, nous présentons les comparaisons des signaux issus de la soustraction des tensions déjà traitées,  $w = v - v'$ . Les axes des figures ne sont pas à la même échelle. Ils ont été adaptés pour des raisons de lisibilité.

Dans le cas de la machine saine, Figure 5.20, de par les caractéristiques des dentures et de fabrication, les signaux  $w$  ne sont pas identiquement nuls. Toutefois, aucun pic d'amplitude significative ne ressort du signal.

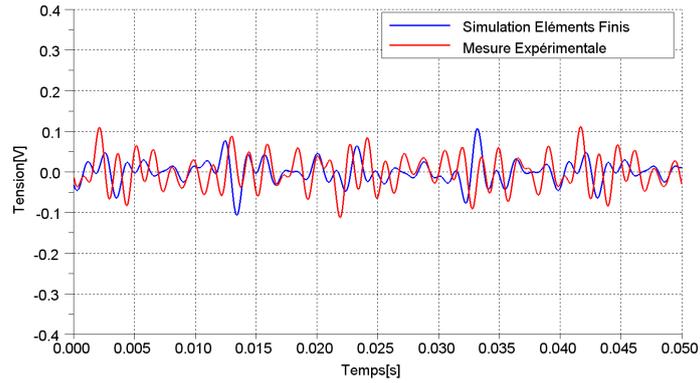


Figure 5.20 –  $w = v - v'$  traités, résultant de la simulation par éléments finis et mesure expérimentale pour le cas de la machine saine

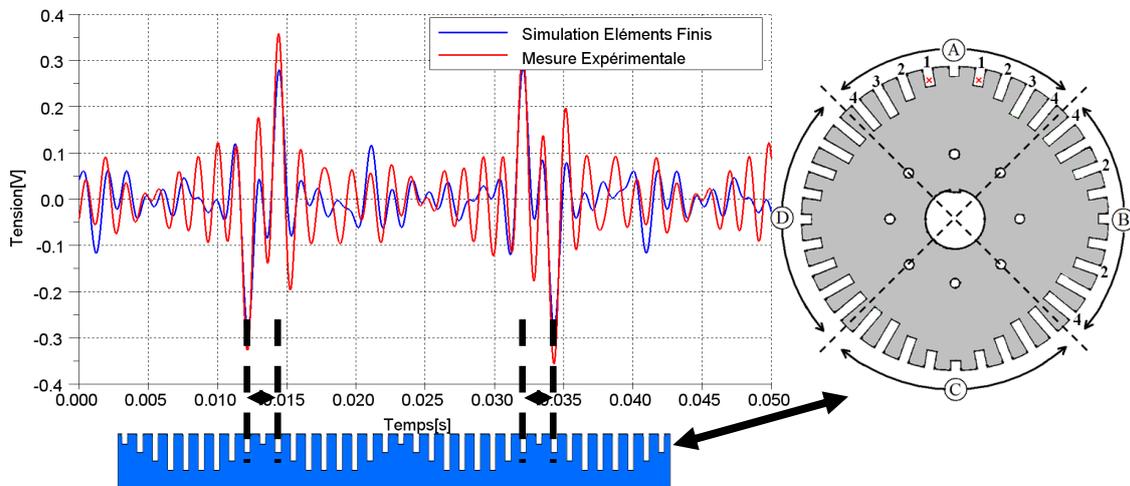


Figure 5.21 –  $w = v - v'$  traités, résultant de la simulation par éléments finis et mesure expérimentale pour le cas d'un court-circuit de 6 spires de type A1

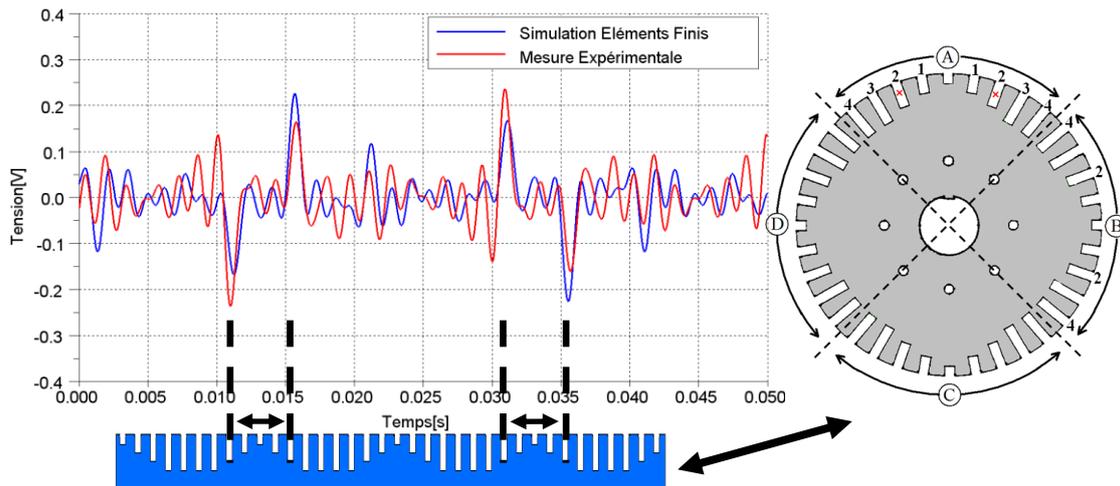


Figure 5.22 –  $w = v - v'$  traités, résultant de la simulation par éléments finis et mesure expérimentale pour le cas d'un court-circuit de 6 spires de type A2

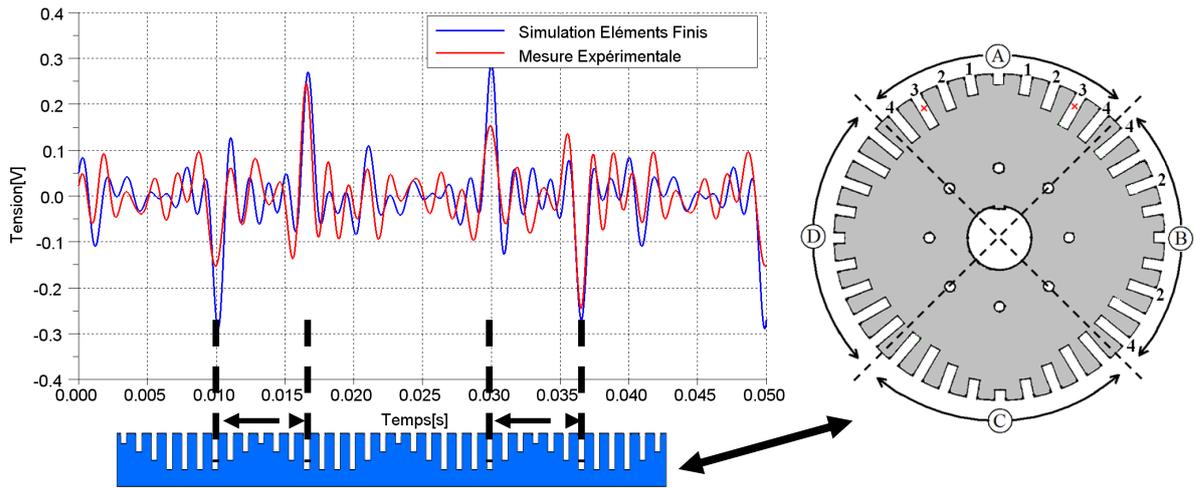


Figure 5.23 –  $w = v - v'$  traités, résultant de la simulation par éléments finis et mesure expérimentale pour le cas d'un court-circuit de 6 spires de type A3

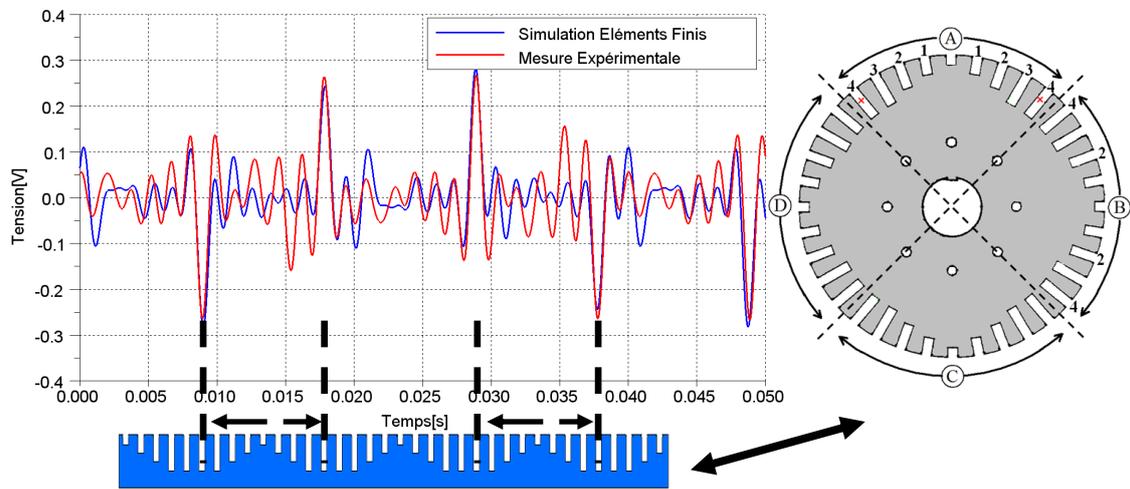


Figure 5.24 –  $w = v - v'$  traités, résultant de la simulation par éléments finis et mesure expérimentale pour le cas d'un court-circuit de 6 spires de type A4

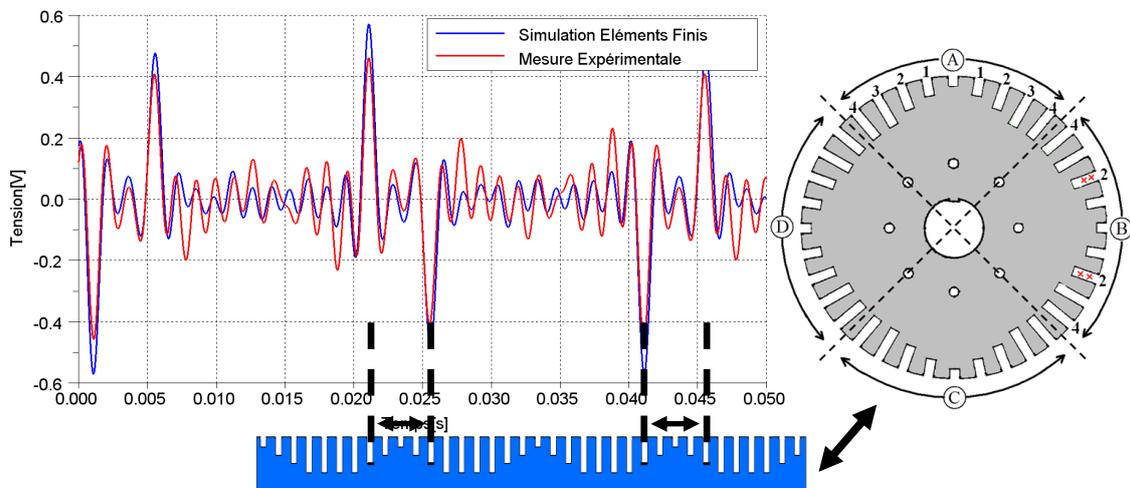


Figure 5.25 –  $w = v - v'$  traités, résultant de la simulation par éléments finis et mesure expérimentale pour le cas d'un court-circuit de 12 spires de type B2

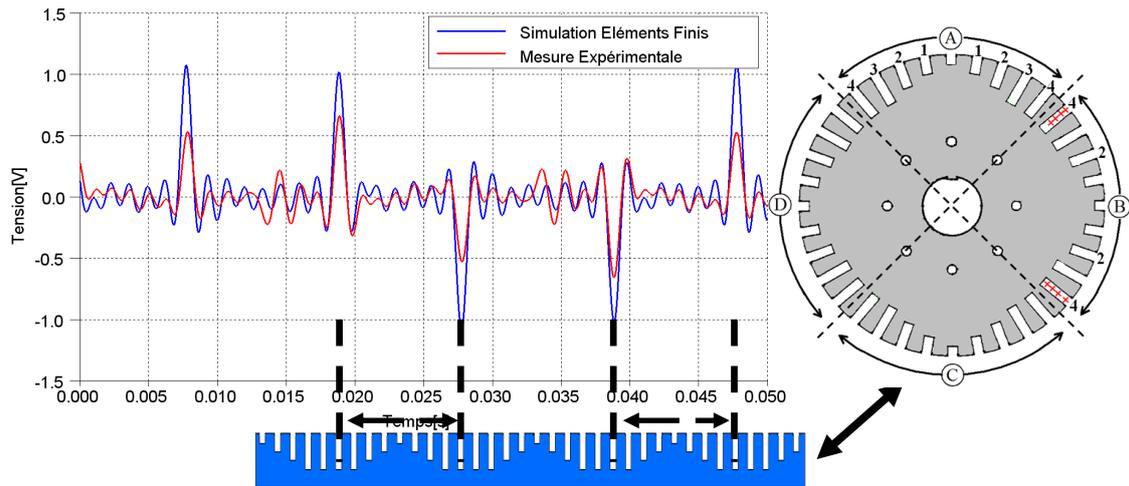


Figure 5.26 –  $w = v - v'$  traités, résultant de la simulation par éléments finis et mesure expérimentale pour le cas d'un court-circuit de 24 spires de type B4

Au regard des résultats ci-dessus, nous remarquons une bonne corrélation entre les résultats de simulation et les mesures. Pour chacun des cas de courts-circuits investigués, les signaux  $w$  comportent les mêmes pics. Seules les amplitudes de ces derniers diffèrent légèrement entre les simulations et les mesures. Par ailleurs, comme escompté, les courts-circuits relatifs au pôle A (6 spires en court-circuit) induisent des pics d'amplitudes plus faibles que ceux relatifs au pôle B avec 12 et 24 spires en court-circuit. Nous pouvons donc, en utilisant la procédure proposée, différencier les types des courts-circuits présentés. La localisation de chaque court-circuit est relativement aisée à partir de la visualisation des signaux  $w$ .

### 5.6.2 Influence de la charge de la machine sur la détection du court-circuit

Les résultats présentés dans le paragraphe précédent ont été obtenus pour un point de fonctionnement spécifique de la machine à 20 kVA. Afin de vérifier la validité de l'approche dans un cas plus général, nous avons simulé et testé la procédure proposée pour quelques autres points de fonctionnement. Dans ce paragraphe, nous nous retiendrons à la présentation des résultats relatifs au cas du court-circuit B2. Les points de fonctionnement étudiés sont les suivants : à vide avec un courant d'excitation de 10A ; avec des charges inductives de 10 kVA et 20kVA (facteur de puissance de 0,8) ; avec des charges purement résistives de 12,5 kVA et 25 kVA. Les résultats concernant la charge inductive de 20kVA ont déjà été présentés ci-dessus Figure 5.25. Enfin, dans le cas de la machine à vide, nous avons également superposé le résultat issu du calcul analytique.

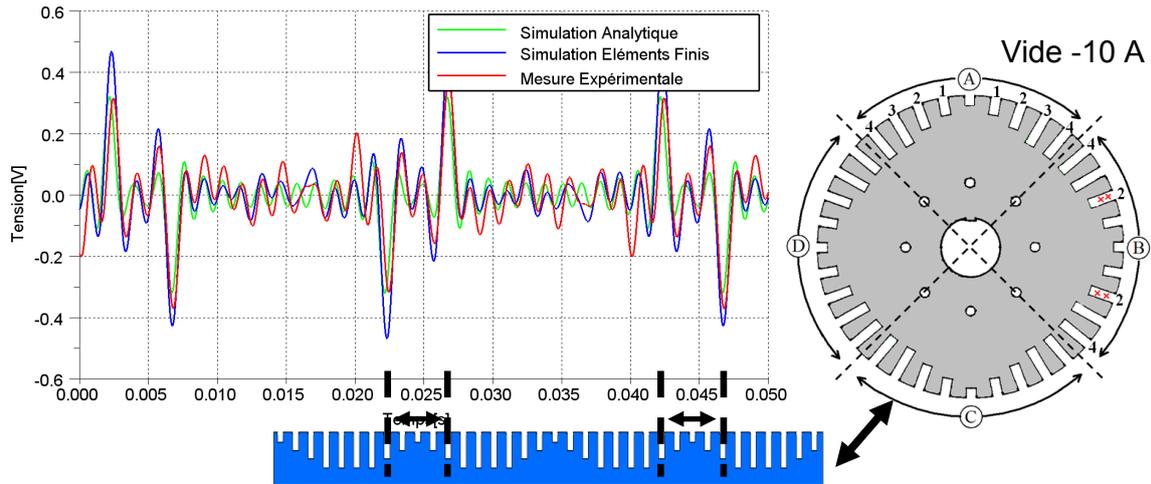


Figure 5.27 –  $w = v - v'$  traités, résultant du calcul analytique, de la simulation par éléments finis et mesure expérimentale pour le cas d'un court-circuit de 12 spires de type B2 avec la machine à vide et courant d'excitation de 10A

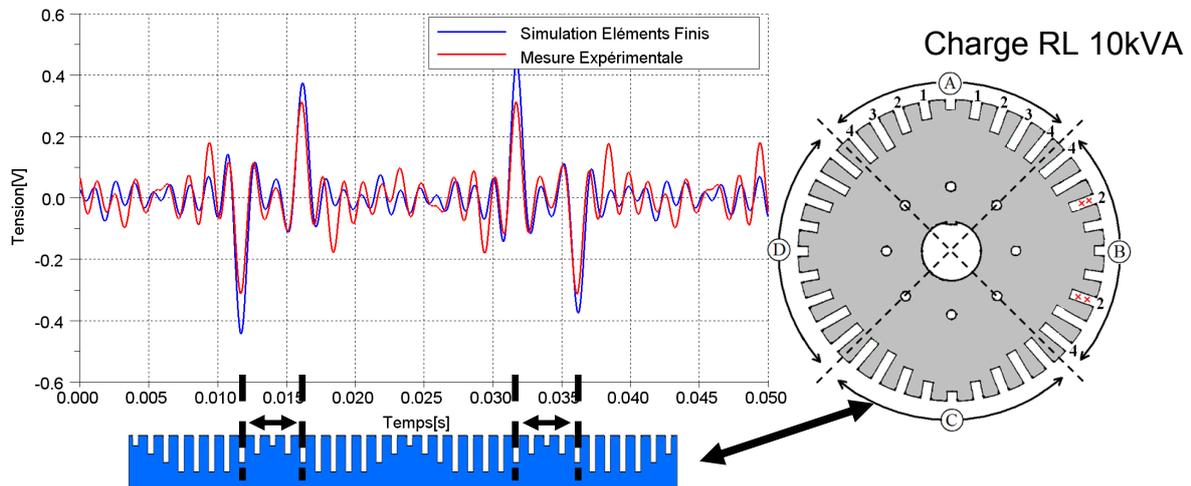


Figure 5.28 –  $w = v - v'$  traités, résultant de la simulation par éléments finis et mesure expérimentale pour le cas d'un court-circuit de 12 spires de type B2 avec la machine en charge inductive de 10kVA

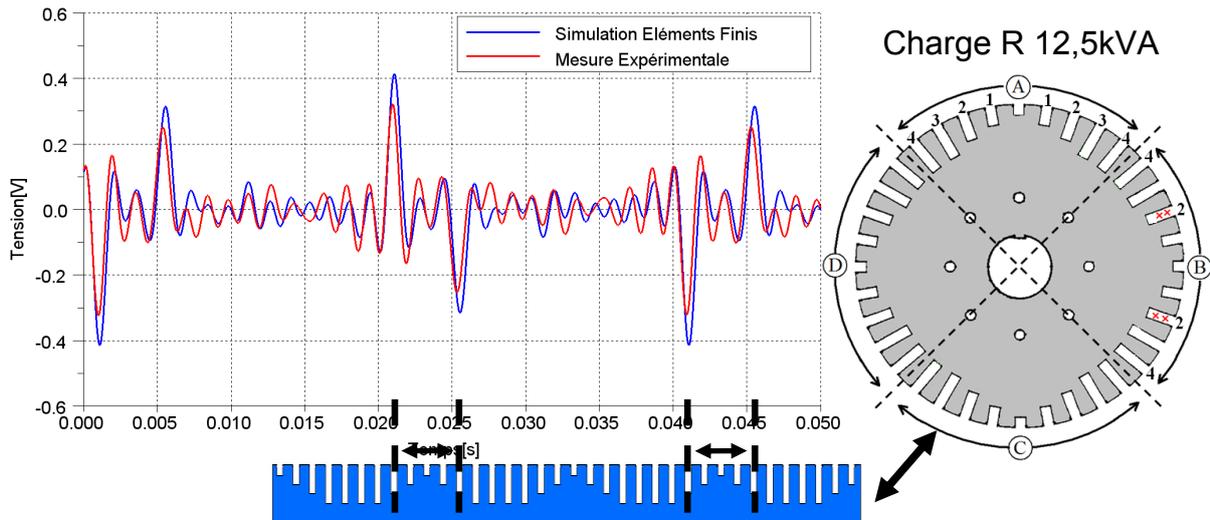


Figure 5.29 –  $w = v - v'$  traités, résultant de la simulation par éléments finis et mesure expérimentale pour le cas d'un court-circuit de 12 spires de type B2 avec la machine en charge purement résistive de 12,5kVA

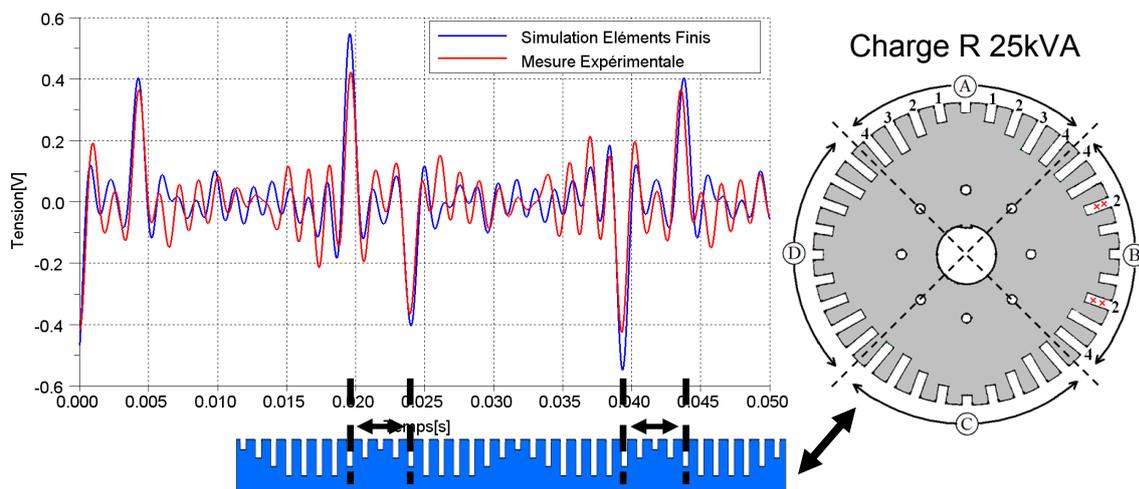


Figure 5.30 –  $w = v - v'$  traités, résultant de la simulation par éléments finis et mesure expérimentale pour le cas d'un court-circuit de 12 spires de type B2 avec la machine en charge purement résistive de 25kVA

Dans tous les cas de fonctionnement investigués de la machine, il est possible de détecter et de localiser le court-circuit de type B2, et cela aussi bien en simulations qu'en mesures. Les amplitudes des pics des signaux  $w$  sont bien évidemment fonction des points de fonctionnement de la machine mais ils restent tout à fait détectables. La procédure proposée permet donc de détecter un défaut de court-circuit rotorique ainsi que les encoches défectueuses. En revanche, comme introduit précédemment, il n'est pas possible de discriminer le pôle concerné et la quantification des spires en court-circuit serait très délicate de par l'effet de la charge.

Par ailleurs, la détection du court-circuit rotorique par la procédure préconisée passe par l'analyse visuelle des signaux  $w$ . Or, cela peut s'avérer inadapté dans le cas d'un poste de surveillance d'une centrale où le nombre de variables à 'surveiller' est élevé. Par conséquent, nous présentons dans le prochain paragraphe, une méthode complémentaire, qui peut être utilisée dans un premier temps pour analyser les signaux  $w$  et aboutir à un résultat booléen exploitable.

## 5.7 Méthode de détection supplémentaire

Comme nous l'avons soulevé à l'introduction de ce travail, une méthode de détection facilement interprétable est primordiale. En effet, dans le cas d'un poste de contrôle, le nombre de grandeurs à surveiller est élevé. La procédure présentée dans les paragraphes précédents est efficace pour la détection des défauts de courts-circuits, mais elle nécessite une analyse visuelle d'une courbe. Nous avons alors développé une procédure complémentaire dédiée à la détection des pics, relatifs aux courts-circuits, dans le signal  $w$ . Cette dernière n'a nullement pour prétention de pouvoir détecter systématiquement des courts-circuits rotoriques des turboalternateurs mais elle a pour but de montrer qu'il est possible, au travers d'algorithmes spécifiques de reconnaissance de signaux, de pouvoir détecter, d'une manière fiable, les défauts de courts-circuits.

La procédure de détection proposée, programmée sous le logiciel Scilab, a pour résultat un booléen, en vrai ou faux, à la présence ou non d'un défaut. Elle consiste à balayer le signal  $w$  à la recherche d'éventuels pics. Le principe de la procédure repose sur la comparaison des valeurs instantanées de  $w$  par rapport à une valeur qui dépend des valeurs maximale et minimale, de  $w$ , et d'un coefficient que nous avons appelé coefficient de sensibilité. Son déroulement de base est illustré par l'organigramme suivant :

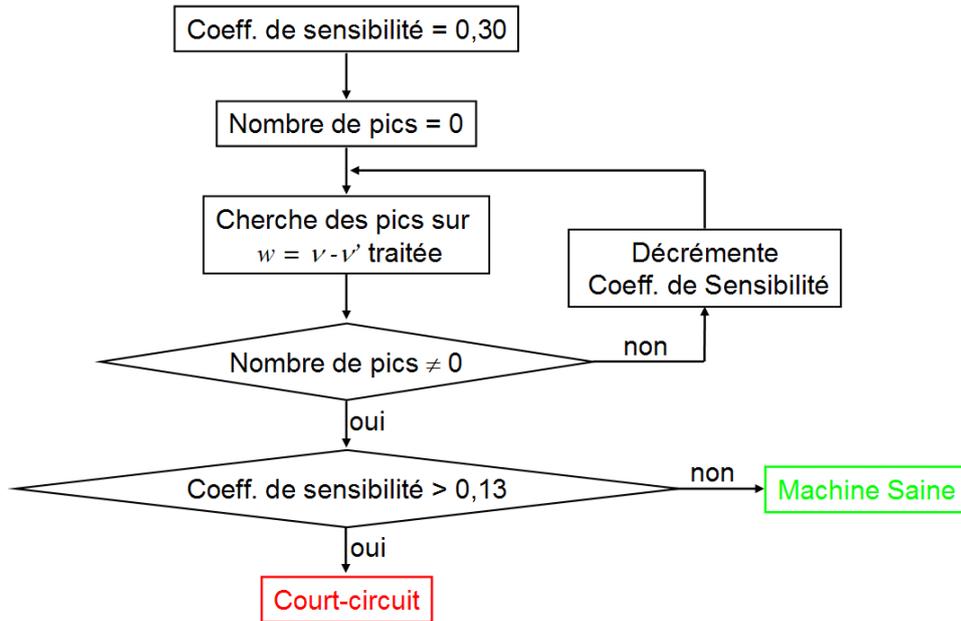


Figure 5.31 – Organigramme de la méthode complémentaire de la détection de court-circuit

Le coefficient de sensibilité révèle la capacité du programme à détecter les pics. Plus le coefficient est petit, plus les pics du signal  $w$  sont détectés facilement. Le coefficient de sensibilité est initialisé à une certaine valeur et pour chaque itération il est décrémente jusqu'à trouver un pic (ou atteint une valeur nulle). Dans le cas de cette machine, le coefficient de sensibilité est initialisé à 0.3 et le seuil entre la machine saine et la machine défectueuse est de 0.13. Ces valeurs, obtenues par essais successifs, sont bien évidemment spécifiques à cette machine et devraient être adaptées au cas d'une autre structure.

L'efficacité de cette procédure a été testée sur les mesures expérimentales issues des 31 capteurs de flux radial court distribués dans l'entrefer de la machine. Les tests ont été effectués dans le cas de la machine saine et dans ceux des six différents types de défauts : A1, A2, A3, A4, B1 et B2. Par ailleurs, pour chaque cas de défaut, 6 mode de charge différents ont été investigués: à vide avec des courants de excitation de 10A et 15A, en charge inductive de 10kVA et 20kVA avec un facteur de puissance de 0,8 et en charge purement résistive de 12,5kVA et 25kVA. Au total, 1302 signaux de tensions induites aux bornes des capteurs ont été testés. La procédure développée a abouti à la bonne détection pour 1250 d'entre eux, soit 96% des cas.

Les résultats obtenus sur la machine d'essais montrent que la procédure développée, couplée aux mesures de flux d'entrefer, permet de détecter la grande majorité des défauts de courts-circuits et ce, quel que soit le point de fonctionnement de la machine et quelle que soit la localisation du capteur de flux dans l'entrefer. Elle peut donc constituer un premier indicateur de l'occurrence d'un défaut de court-circuit rotorique.

## 5.8 Court-circuit et excentricité

Dans les deux derniers chapitres, nous avons présenté et étudié des procédures de détection d'excentricités ou de courts-circuits de manière indépendante. Dans ce paragraphe, nous étudions la validité des procédures de détection et localisation de défauts dans les cas où une machine fonctionne avec des excentricités et courts-circuits rotoriques simultanément. Dans un premier temps, nous présenterons des cas de figure étudiés en utilisant la modélisation numérique par éléments finis puis nous exposerons quelques résultats expérimentaux.

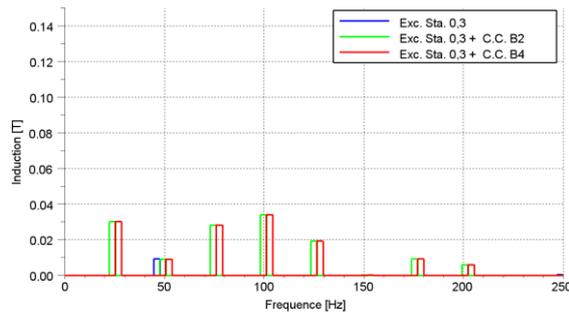
### 5.8.1 Cas étudiés par éléments finis

Afin de vérifier la robustesse des deux procédures de détection d'excentricité et de court-circuit, nous avons simulé quelques cas où les deux défauts sont présents dans la machine. Nous avons évidemment quelques uns des exemples étudiés dans le cas de l'un ou l'autre des défauts séparément. Différents cas ont été simulés. Nous présentons, dans ce paragraphe, les résultats relatifs aux exemples suivants :

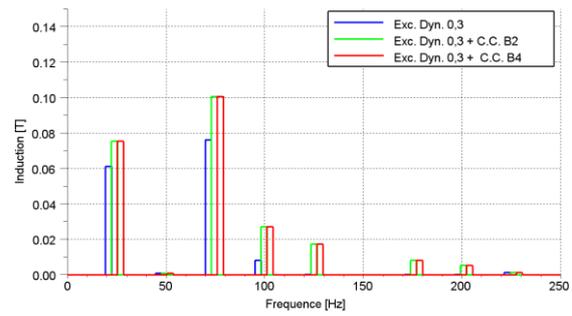
- Excentricité statique de 0,3 mm (Entrefer=1,64mm) + Court-circuit B2 ;
- Excentricité dynamique de 0,3 mm (Entrefer=1,64mm) + Court-circuit B2 ;
- Excentricité statique de 0,3 mm (Entrefer=1,64mm) + Court-circuit B4 ;
- Excentricité dynamique de 0,3 mm (Entrefer=1,64mm) + Court-circuit B4.

Nous allons d'abord vérifier la détection des excentricités au travers des harmoniques des signaux résultants puis celle des courts-circuits par le biais de l'analyse du signal  $w$ .

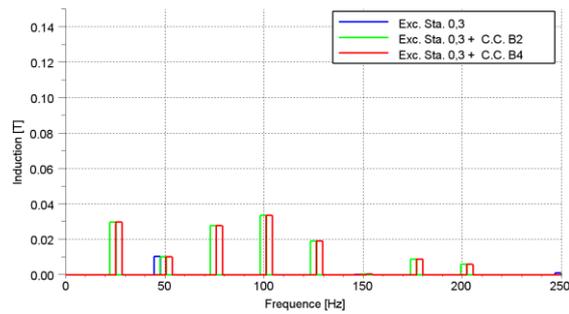
Les Figure 5.32 sont relatives aux transformées de Fourier des signaux résultants de la somme/soustraction des signaux des capteurs décalés dans l'entrefer. Comme introduit dans le chapitre 4, nous avons trois signaux, un résultant de la somme « bobine 41 + bobine 5 », un résultant de la somme « bobine 5 + bobine 17 » et un résultant de la soustraction « bobine 41 - bobine 17 ».



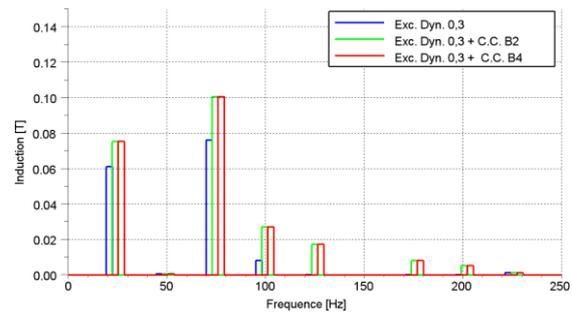
a) Exc. statique de 0,3 mm, FFT de l'induction des bobines 5+17



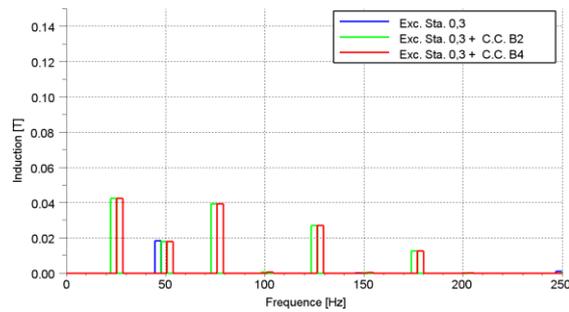
b) Exc. dynamique de 0,3 mm, FFT de l'induction des bobines 5+17



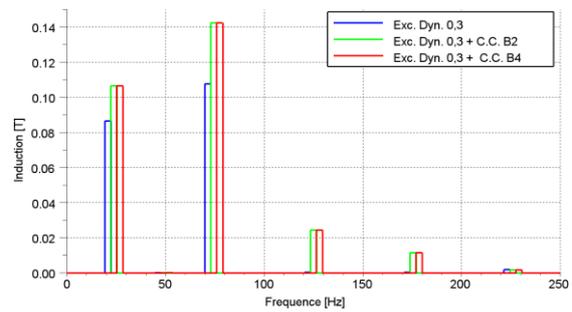
c) Exc. statique de 0,3 mm, FFT de l'induction des bobines 5+41



d) Exc. dynamique de 0,3 mm, FFT de l'induction des bobines 5+41



e) Exc. statique de 0,3 mm, FFT de l'induction des bobines 17-41



f) Exc. dynamique de 0,3 mm, FFT de l'induction des bobines 17-41

Figure 5.32 – Vérification de l'influence des courts-circuits sur la méthode de détection des excentricités, résultat simulé avec éléments finis

L'analyse des résultats montre qu'en règle générale, sur les trois harmoniques de détection des excentricités, les courts-circuits n'influencent que celles à des fréquences de 25 et 75 Hz. Ainsi, les raies de 50 Hz, qui représentent la présence d'une excentricité statique, ne sont pas altérées par la présence simultanée d'un court-circuit. La détection des excentricités statiques n'est donc pas affectée par la présence d'un court-circuit. Dans le cas des excentricités dynamiques, la présence de courts-circuits modifie les amplitudes des harmoniques à 25 et 50 Hz. Toutefois, cette influence demeure limitée et, a priori, la détection des excentricités dynamiques est toujours possible par la procédure proposée.

Par contre, nous remarquons que, dans le cas d'une unique excentricité statique, la présence de courts-circuits induit des harmoniques à des fréquences de 25 et 75 Hz. Ceci peut induire alors en erreur sur la présence d'une excentricité combinée. Par conséquent, dans le cas des harmoniques de 25 et 75 Hz il est nécessaire de détecter d'abord les courts-circuits avant de détecter les excentricités.

La figure 5.32 illustre la variation de la tension efficace du capteur pour les 3 cas de figure investigués. Comme nous l'avons vu précédemment, la présence de court-circuit n'altère pas la méthode utilisée. Les rapports de tension efficaces sont constants entre elles, même en cas d'un court-circuit.

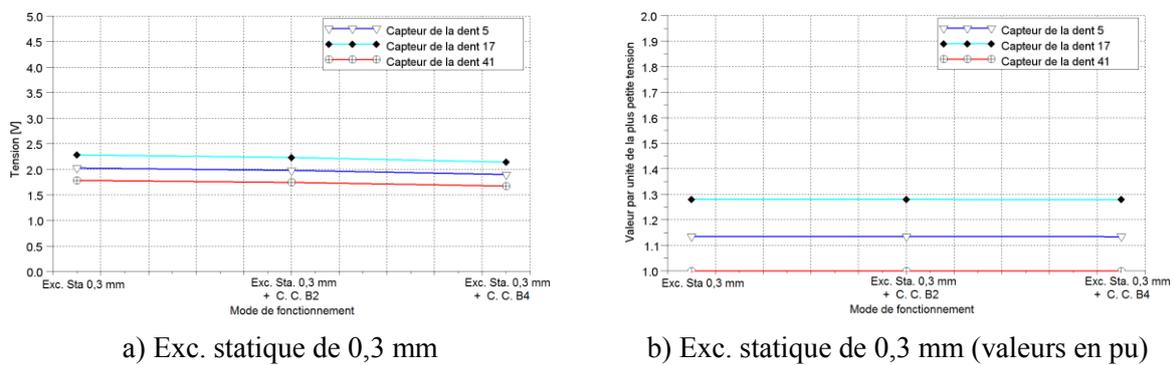


Figure 5.33 – Vérification de l'influence des courts-circuits sur la méthode de détection de l'excentricité statique, résultat simulé par éléments finis

Dans la suite, nous allons étudier l'influence des excentricités sur la détection des courts-circuits. Les signaux  $w$  relatifs aux cas testés sont présentés aux figures 5.33 et 5.34.

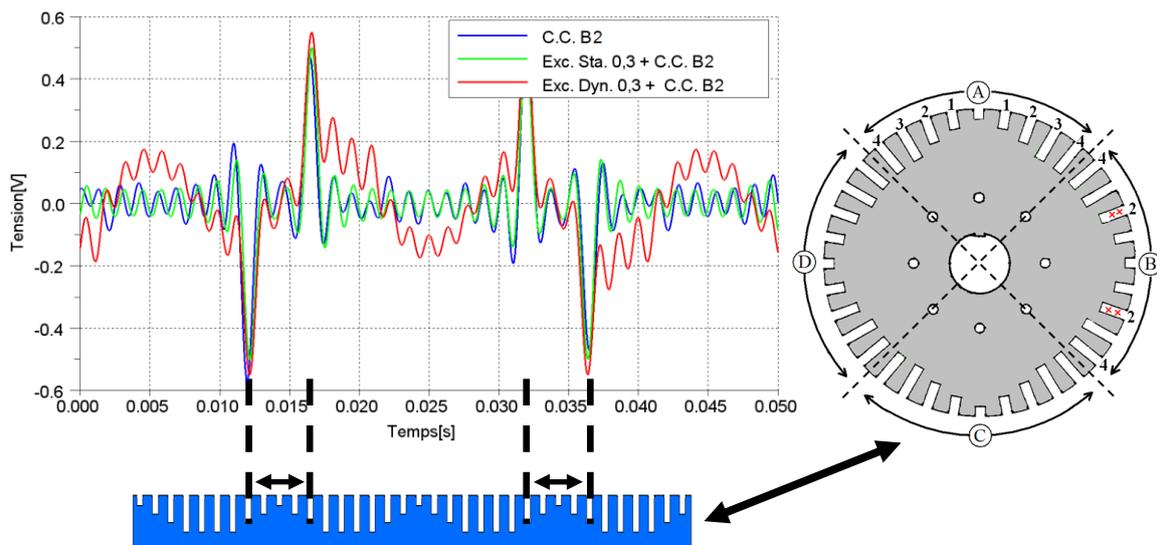


Figure 5.34 – Vérification de l'influence des excentricités sur la méthode de détection et localisation de court-circuit,  $w = v - v'$  traités, simulation éléments finis pour le cas d'un court-circuit de 12 spires de type B2 avec la machine en charge purement résistive de 25kVA

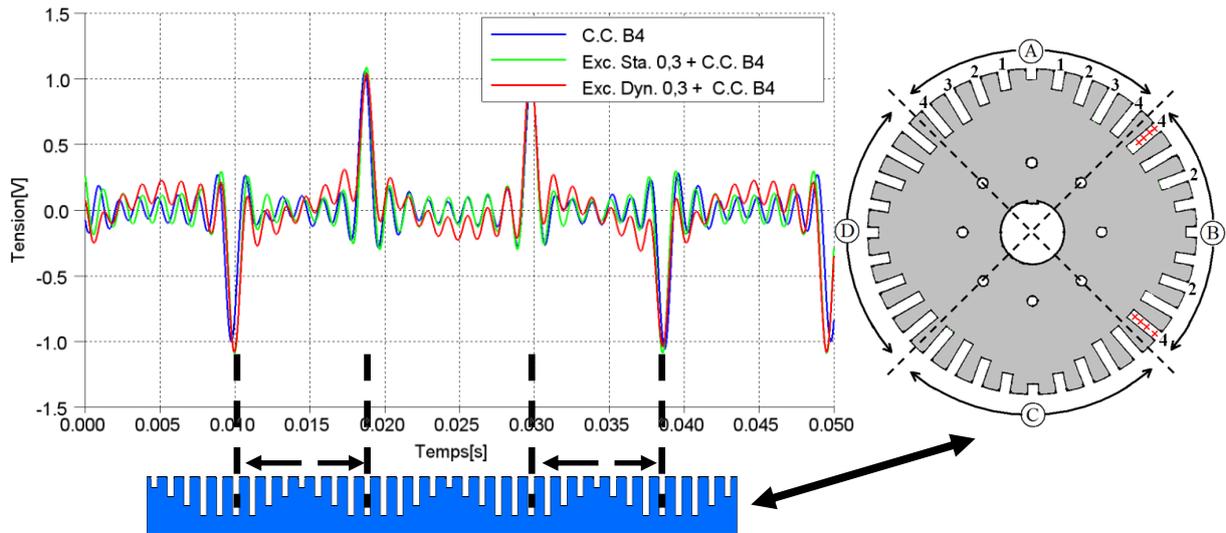


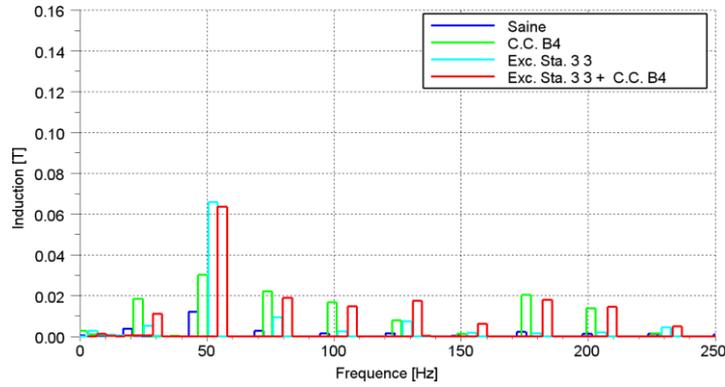
Figure 5.35 – Vérification de l'influence des excentricités sur la méthode de détection et localisation de court-circuit,  $w = v - v'$  traités, simulation éléments finis pour le cas d'un court-circuit de 24 spires de type B4 avec la machine en charge purement résistive de 25kVA

Nous constatons que, pour les deux cas étudiés, la présence d'une excentricité statique ne modifie pas significativement la détection de court-circuit. Dans le cas d'excentricités dynamiques, les évolutions des signaux  $w$  sont légèrement modifiées. Toutefois, cela n'affecte pas la détection et localisation de ces défauts.

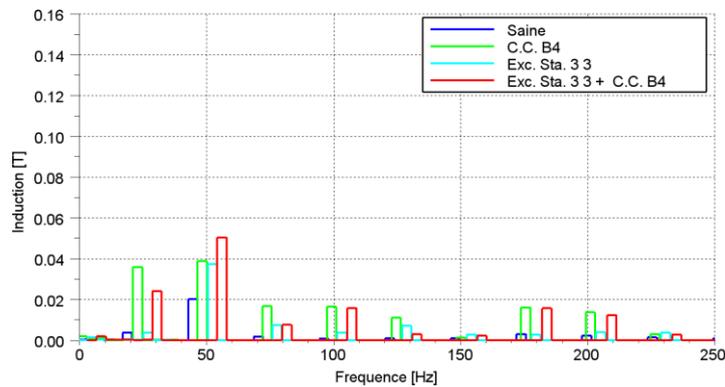
### 5.8.2 Résultat avec les mesures expérimentales

Afin de corroborer les résultats de simulation, des essais expérimentaux ont été effectués pour les mêmes cas d'excentricité statique que ceux étudiés par simulation. Nous présentons les résultats relatifs à une excentricité statique de type « 3 3 » avec, simultanément, un court-circuit du type B4 lorsque la machine débite sur une charge purement résistive de 25kVA. Dans la suite, les résultats sont présentés en adoptant la même séquence, d'abord l'analyse harmonique pour la détection des excentricités, ensuite la procédure utilisée pour détecter les excentricités statiques et enfin celle proposée pour détecter et localiser les courts-circuits.

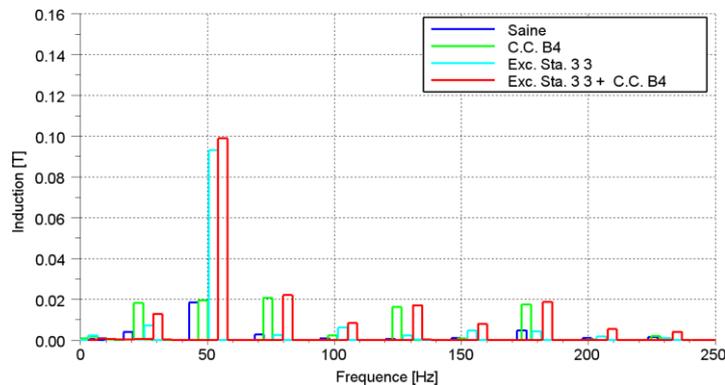
Là encore, nous disposons de trois signaux, un résultant de la somme « bobine 41 + bobine 5 », un autre de la somme « bobine 5 + bobine 17 » et un troisième de la soustraction « bobine 41 - bobine 17 » pour l'analyse des harmoniques.



a) FFT de l'induction des bobines 5+17



b) FFT de l'induction des bobines 5+41



c) FFT de l'induction des bobines 17-41

Figure 5.36 – Vérification de l'influence des courts-circuits sur la méthode de détection des excentricités, résultat expérimental

Comme explicité au chapitre 4, la machine 'saine' a une légère excentricité statique que nous retrouvons avec une harmonique à 50Hz. L'analyse des trois résultats montre qu'il est possible de détecter une excentricité statique au travers de l'harmonique de 50Hz. Ceci est plus le cas avec les signaux résultants « 5 + 17 » et « 17-41 ». Par contre, comme trouvé au travers des résultats de simulation, les défauts de courts-circuits génèrent des harmoniques de fréquence 25 et 75 Hz qui peuvent induire en erreur quant à la présence d'un défaut d'excentricité dynamique.

Dans la méthode de détection d'une excentricité statique il est bien visible que le court-circuit ne interfère presque rien dans la méthode. Il est possible de voir que pour le cas de la machine saine et de la machine avec seulement un court-circuit B4 les rapports entre les tensions sont pareils. Cette même remarque peut être vu à les résultats de la machine avec une excentricité statique du type « 3 3 » et le cas de la machine avec ce même défaut plus un court-circuit B4.

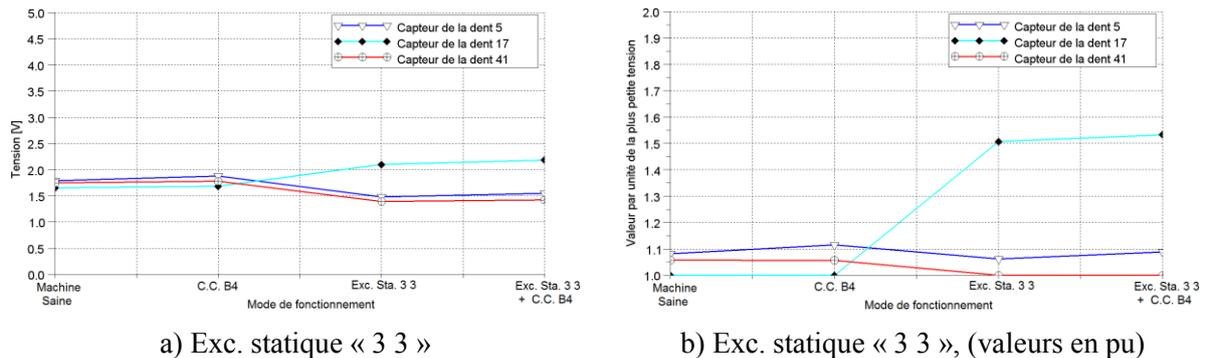


Figure 5.37 – Vérification de l'influence des courts-circuits sur la méthode de détection de l'excentricité statique, résultat expérimental

Enfin, dans le cas de la détection des courts-circuits, la présence d'une excentricité statique n'induit aucune différence dans l'utilisation de la procédure proposée.

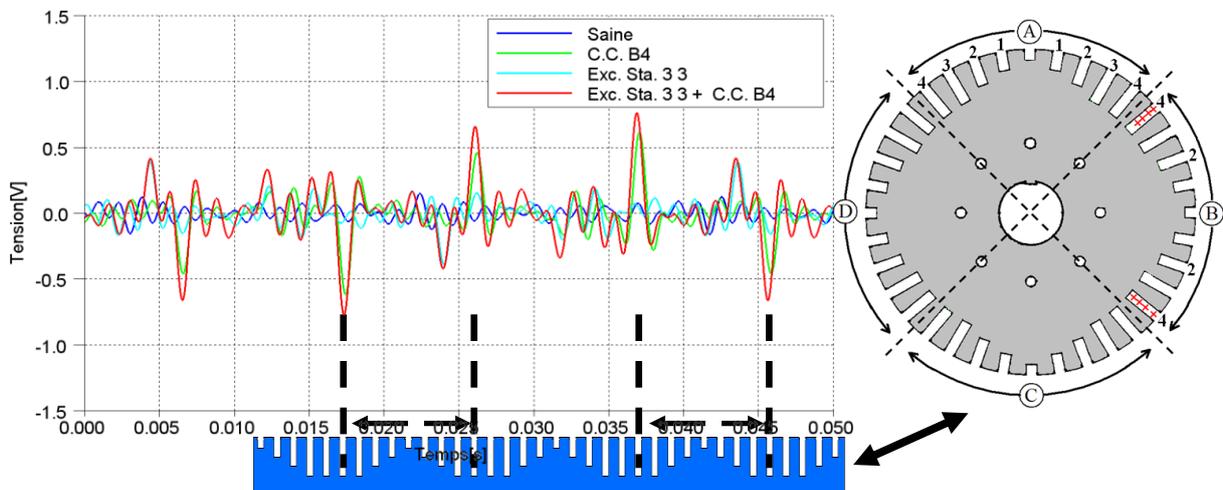


Figure 5.38 – Vérification de l'influence des excentricités sur la méthode de détection et localisation de court-circuit,  $w = v - v'$  traités, mesure expérimentale pour le cas d'un court-circuit de 12 spires de type B4 avec la machine en charge purement résistive de 25kVA

## 5.9 Conclusion

Dans ce chapitre, une méthode pour la détection des courts-circuits rotoriques d'un turboalternateur a été présentée. Les résultats, de simulations avec une approche analytique,

numérique par éléments finis et d'essais expérimentaux ont été analysés et comparés entre eux et ont montré une bonne concordance entre les simulations et les mesures. Par conséquent, cette procédure permet de détecter et localiser les défauts de courts-circuits rotoriques. Plusieurs cas de court-circuit avec différents points de charges ont été étudiés et montrent la bonne fiabilité de la méthode développée.

Un programme complémentaire pour rendre plus facile la détection de défauts a été également présenté. En fait, la méthode présentée pour localiser les courts-circuits nécessite une analyse de la courbe résultante de la soustraction des tensions traitées, ce que peut devenir une tâche compliquée dans une centrale de production d'énergie. Ce programme ne se substitue pas à la procédure proposée qui permet de détecter les courts-circuits. Il en est complémentaire dans le sens où il permet de synthétiser rapidement les résultats de la procédure.

Enfin, les conséquences sur les méthodes de détection, dans le cas d'un défaut d'excentricité et de court-circuit simultané, ont été étudiées. On a montré que les courts-circuits n'influencent pas la détection des excentricités statiques et vice-versa.

Pour la détection des excentricités dynamiques, la présence des courts-circuits rend délicate la détection des défauts. Toutefois, on prenant des précautions en fonction des défauts de la machine il est possible de détecter et différencier entre les défauts d'excentricités dynamiques et de courts-circuits rotoriques.



# CONCLUSION GENERALE

L'objet des travaux présentés dans cette thèse a été de développer des méthodes de détection et caractérisation de défauts de type court-circuit rotorique et excentricités dans le cas d'un turboalternateur. L'importance de cette étude est évidente au travers du nombre de travaux qui ont déjà effectués sur le sujet. Ainsi, plusieurs méthodes ont été proposées ou utilisées pour l'étude des défauts, mais il est encore difficile de les localiser et de quantifier leur importance. Selon la bibliographie, la technique qui donne les meilleurs résultats en ligne consiste à mesurer et à analyser l'induction d'entrefer. Nous avons donc choisi d'utiliser cette dernière approche. Ce choix peut éventuellement être discuté. Toutefois, la procédure adoptée permet d'avoir une bonne précision et de détecter les défauts tout en les discriminant. Par ailleurs, comme les machines existantes dans le parc énergétique d'EDF possèdent des capteurs de flux dans l'entrefer il était plus judicieux et moins coûteux de chercher à utiliser ce matériel existant.

Le diagnostic des défauts de courts-circuits entre spires du rotor et des excentricités est très important dans le cas des turboalternateurs. En effet, ces défauts sont relativement fréquents et leur maintenance peut s'avérer onéreuse en termes de réparations et/ou d'arrêts de fonctionnement surtout dans le cas d'arrêts non programmés. Dans le cas d'une faible intensité de ces défauts, il est possible de maintenir les machines en fonctionnement dans des conditions pratiquement normales. Néanmoins, dans l'optique d'un allongement de la durée de vie des turboalternateurs dans les centrales nucléaires, il est nécessaire de détecter d'une manière précoce l'occurrence de ses défauts afin de suivre leur évolution et prévoir les interventions curatives nécessaires.

La machine d'étude a dû être modifiée pour pouvoir 'simuler' expérimentalement les défauts. Par ailleurs, elle a été instrumentée par différents capteurs de flux et de température. Une description détaillée de la maquette a été présentée et les modalités pour mettre en œuvre les défauts de courts-circuits rotoriques et d'excentricités statiques ont été présentées. Par ailleurs, des informations sur les bobines de flux et les instrumentations pour l'acquisition des signaux ont également été données.

Deux approches de simulation de la machine saine et avec les défauts ont été introduites. La première méthode est basée une approche analytique où la force magnétomotrice et les densités de perméance sont déterminées pour permettre d'obtenir l'induction à l'entrefer. Cette méthode est peu onéreuse en temps de calcul mais sa précision

est limitée suite aux hypothèses simplificatrices adoptées. Par conséquent, les résultats obtenus permettent d'avoir un premier ordre de grandeur. La seconde approche est basée sur un modèle numérique par éléments finis. Cette méthode tient compte de différents aspects géométriques et physiques. De ce fait, les résultats qui en sont issus sont bien plus précis et réalistes. Par contre, elle nécessite des temps de calcul élevés, surtout dans le cas de la prise en compte de tous les détails de la machine ainsi que des courants induits dans les amortisseurs.

Une première grande partie de ce travail a été dédiée à étudier la maquette de validation en fonctionnement sain en la modélisant par la méthode des éléments finis. Le réalisme des simulations et la précision des résultats revêtent une grande importance. En effet, les méthodes de diagnostic des défauts sont développées au travers des simulations avant d'être validées sur la machine d'essai. Pour aboutir à des résultats significatifs, il est nécessaire de prendre en compte le mouvement, le maillage, la non linéarité des matériaux, les trous de ventilation, les événements, la taille de l'entrefer et les effets des barres amortisseurs. La quantification des effets de ces différents facteurs a permis d'aboutir à un modèle de la maquette avec des caractéristiques globales et locales obtenues par simulation relativement proches des mesures effectuées sur la maquette. Les fonctionnements à vide comme en charge de la machine ont été également étudiés.

Dans le cas des excentricités, une technique pour permettre de simuler les excentricités avec le même maillage a été développée. Cela évite d'introduire des erreurs numériques dues à des maillages différents. L'exploitation de spires radiales courtes placées à  $90^\circ$  spatialement l'une de l'autre, a été proposée. Les signaux d'induction obtenus par chaque capteur sont additionnés ou soustraits puis une FFT est effectuée sur le signal résultant. Pour une machine saine, la transformée de Fourier du signal résultant est presque nulle. Pour une excentricité de type statique, une harmonique à 50Hz apparaît alors que des harmoniques à 25 et 75 Hz apparaissent dans le cas d'une excentricité dynamique. Les deux types de défauts d'excentricités étant indépendants, l'occurrence des deux défauts simultanément aboutit aux harmoniques dues à chacun des deux défauts. Par ailleurs, des résultats pour quelques points de charge ont montré que la procédure permettait toujours de détecter les excentricités.

Les résultats simulés et mesurés sont très proches. Par ailleurs, aux travers des résultats de simulation, il est possible de détecter si la machine a une quelconque excentricité ainsi que sa nature. La méthode choisie doit être 'facile' à interpréter. Par conséquent, deux indicateurs peuvent suffire pour indiquer un défaut dès l'apparition d'harmoniques à 25 et 75 Hz ou 50 Hz. Toutefois cette approche ne permet que de détecter une excentricité et non de

quantifier son intensité. Pour évaluer l'intensité d'excentricités statiques, nous avons proposé une approche, a posteriori, basée sur l'analyse des valeurs efficaces des tensions induites aux bornes des capteurs de flux dans l'entrefer. Cette méthode a été appliquée à la machine d'essai et a montré son efficacité. Enfin, nous avons testé, qualitativement, la procédure proposée dans le cas d'une excentricité en 'trois dimensions'.

La méthode de détection de courts-circuits consiste à utiliser une spire de flux radial courte dans l'entrefer de la machine. La tension induite  $y$  est mesurée et traitée afin de détecter le défaut. Dans un premier temps, une courbe correspondant à un tour complet de la machine est enregistrée. Ensuite, une seconde courbe décalée de  $180^\circ$  est obtenue à partir de la même courbe initiale. La soustraction de ces deux tensions aboutit à un signal résultant à analyser. Dans le cas de pôles sains, le signal résultat est normalement nul. Par contre, lors d'un défaut l'analyse du signal résultant permet de détecter le défaut ainsi que les encoches défectueuses.

Les résultats obtenus par des simulations avec le modèle numérique par éléments finis et approche analytique ainsi qu'à partir d'essais expérimentaux ont été analysés et comparés. Une bonne concordance est notée au travers des résultats qui permettent une bonne détection et localisation des défauts. Plusieurs cas de court-circuit, en fonctionnements à vide et en charge de la machine, ont été testés et montrent la bonne fiabilité de la méthode développée.

Un programme complémentaire, pour rendre plus facile la détection des défauts de court-circuit, a également été développé. Afin de faciliter la détection dans une optique de suivi dans un poste de contrôle, ce programme analyse les signaux résultants en vue de la détection de pics qui sont synonymes de défaut.

Enfin, les deux défauts étudiés peuvent survenir simultanément. Nous avons alors étudié les conséquences de l'un des défauts sur les méthodes de détection de l'autre. On a ainsi montré que les courts-circuits n'influencent pas la détection des excentricités statiques et vice-versa. Dans le cas d'un court-circuit avec une excentricité dynamique simultanés, la détection et localisation des courts-circuits est toujours possible en prenant quelques précautions d'analyse.

Ce travail n'est évidemment pas exhaustif. Plusieurs aspects doivent encore être investigués. En effet, l'effet de la saturation des matériaux, qui n'a pas toujours pris en compte, doit être quantifié sur les signatures des défauts. Cet effet constitue, avec la prise en compte des courants induits, un problème de convergence des calculs par éléments finis. D'un autre côté, des défauts d'excentricités statiques suivant d'autres directions doivent encore être

évalués. Enfin, comme il est difficile de disposer d'une machine réelle, parfaite, permettant de comparer les résultats de simulation aux essais avec les mêmes hypothèses, il serait opportun de prendre en compte les aspects stochastiques dans les détections des différents défauts.

# ANNEXES

## **Annexe 1 – Description du banc d'essai de l'alternateur [62]**

### 1 Principales fonctions du banc d'essai

L'alternateur d'essai a été conçu pour l'étude de ses parties frontales en régimes permanents et transitoires. Le banc d'essai de l'alternateur doit ainsi permettre à la fois la réalisation de ces essais, et l'acquisition des grandeurs électriques de l'alternateur et des mesures locales d'induction dans ses parties frontales.

Une des principales fonctions du banc d'essai sera ainsi de permettre la réalisation des essais de régimes transitoires, et l'acquisition des données lors de ces régimes qui sont caractérisés par des variations très rapides des grandeurs électriques et magnétiques.

Cela induit donc sur la réalisation du banc d'essai, non seulement des contraintes électriques dues aux fortes amplitudes des courants de défaut, mais aussi des contraintes sur la vitesse d'acquisition des données, afin que l'on puisse acquérir convenablement les signaux expérimentaux.

Les essais de régimes transitoires de faux-couplages à 180 sur le réseau étant ceux qui imposeront les contraintes électriques maximales, ils ont été le point de départ du dimensionnement du banc d'essai.

Le dimensionnement du banc d'essai, en particulier le choix des bobines de courant, a aussi été effectué en fonction des régimes permanents de l'alternateur. Les bobines de courant du stator ont ainsi été dédoublées, pour que l'on dispose d'une mesure pour des faibles valeurs de courant comme pour des courants transitoires.

### 2 Structure du banc d'essai

Le banc d'essai est implanté au Laboratoire d'Essai des Machines Tournantes de la Direction des Etudes et Recherches d'EDF.

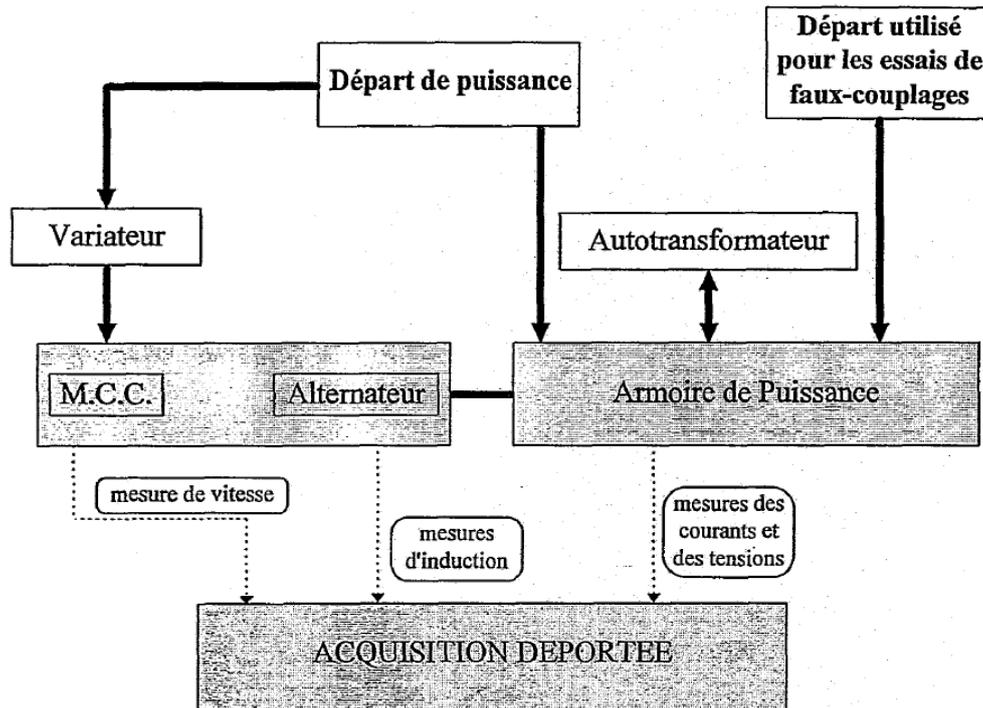


Figure 1 – Schéma d'implantation du banc d'essai de l'alternateur

L'installation est constituée des éléments suivants :

- une armoire de puissance et de commande,
- une machine à courant continu de 30kW destinée à l'entraînement de l'alternateur,
- un variateur 4 quadrants pour commander la machine à courant continu d'entraînement,
- un autotransformateur et un redresseur (situé dans l'armoire de puissance) pour alimenter le circuit d'excitation de l'alternateur,
- une baie d'acquisition (P.C., logiciel d'acquisition et carte d'acquisition).

### 3 Armoire de puissance et de commande

#### A. Description

L'armoire de puissance et de commande comporte :

- les capteurs de tension et de courant,
- l'alimentation du circuit d'excitation de la machine, et
- les aménagements nécessaires au couplage de l'alternateur sur le réseau.

La figure suivante présente le circuit de puissance ainsi que les emplacements des capteurs dans l'armoire :

**BANC ALTERNATEUR - ARMOIRE DE PUISSANCE & MESURES ELECTRIQUES**

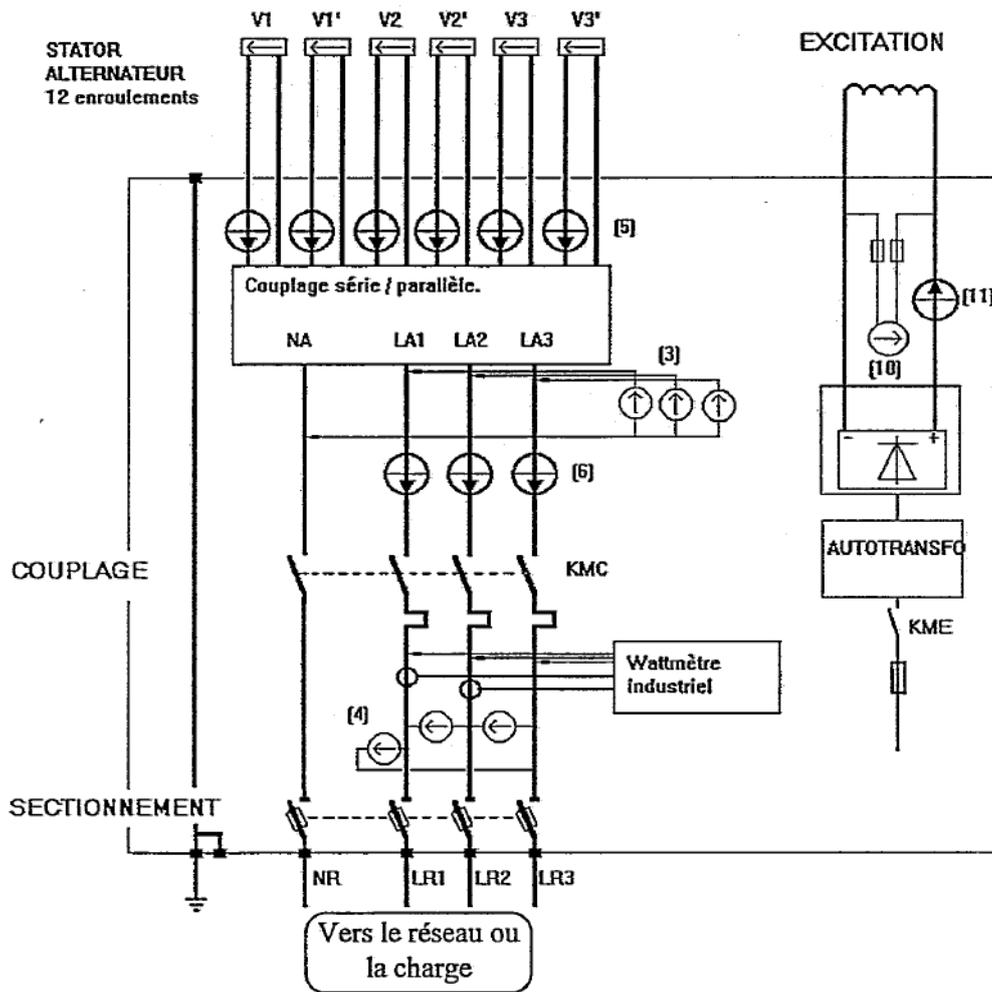


Figure 2 - Schéma de câblage de l'armoire de puissance et de contrôle

*B. Capteurs de courant et de tension*

Les capteurs de tension et de courant que nous avons utilisés sur ce banc d'essai sont des capteurs LEM à effet Hall, représentés par des indices entre crochets :

- [3] : Tensions simples statoriques (3 capteurs de calibre 300V)
- [4] : Tensions composées du réseau, pour les régimes de faux-couplages (3 capteurs de calibre 300V)
- [5] : Courants transitoires de chaque voie d'enroulement statorique (6 capteurs de calibre 2000A)
- [6] : Courants statoriques permanents (3 capteurs de calibre 100A)
- [10] : Tension de l'enroulement d'excitation (1 capteur de calibre 200V)
- [11] : Courant du circuit d'excitation (1 capteur de calibre 500A)

Nous avons découplé, pour l'induit, l'acquisition des courants en régimes permanents de celle des courants en régimes transitoires. Un seul capteur ne pouvait en effet pas couvrir les deux régimes, les amplitudes des courants à mesurer pouvant varier d'un facteur 50 à 60 d'après nos calculs de dimensionnement entre les régimes permanents et les régimes transitoires de faux-couplages à 180°.

Les calibres de ces capteurs ont donc été déterminés en fonction des régimes permanents et transitoires que nous allions réaliser sur le banc d'essai.

Ces capteurs possèdent une très grande précision de mesure inférieure à 0,7% de leur pleine échelle pour les capteurs de tension, et à 0,3% pour les capteurs de courant. Leurs mesures sont transportées vers le système d'acquisition par un circuit de courant régulé par l'électronique du capteur. Le système d'acquisition mesure alors la tension aux bornes d'une résistance convenablement choisie. L'erreur totale sur la chaîne de mesure est finalement de 1 % au maximum, pour la pleine échelle du capteur.

Certains capteurs étant utilisés en bas d'échelle, en particulier pour la mesure du courant d'excitation, une vérification a été effectuée pour chaque capteur pour des faibles valeurs des tensions et des courants à mesurer. Leur précision de mesure reste du même ordre de grandeur pour les valeurs mesurées en bas d'échelle.

Enfin, leur bande passante est de 100kHz ou 150kHz suivant le type de capteur, en tension ou en courant.

Nous disposons enfin d'indicateurs situés en face avant de l'armoire de puissance, qui mesurent les fréquences et les amplitudes des tensions de l'alternateur, d'une part, et du réseau d'autre part. D'autres indicateurs mesurent la tension et le courant d'excitation.

### *C. Alimentation du circuit d'excitation*

L'alimentation du circuit d'excitation est composée d'un autotransformateur de rapport réglable 30 kVA - 40A, et d'un pont de diodes triphasé 100A. Nous souhaitons en effet rester proche des alimentations des inducteurs de turboalternateurs, qui sont composées d'excitatrices à diodes tournantes (machines synchrones polyphasées, dont l'inducteur est fixe, et dont l'induit débite sur un pont redresseur tournant).

Cette solution n'est pas exactement représentative de diodes tournantes, mais est plus proche que ne l'aurait été une alimentation par machine à courant continu par exemple. En outre, elle nous permet d'avoir accès au courant d'excitation, ce qui n'est pas possible sur les turboalternateurs, car leur circuit d'excitation est embarqué.

#### D. Circuit de puissance de l'alternateur

Il est prévu d'avoir la possibilité de faire débiter l'alternateur soit sur une charge (R,L), éventuellement nulle pour les régimes de courts-circuits, soit sur le réseau (couplages et faux-couplages).

Le contacteur KMC effectue le couplage entre la partie alternateur proprement dite et la partie du circuit en aval qui est, soit reliée à une charge passive (essais en charges éventuels), soit à vide (essais à vide et essais à partir d'un régime à vide), ou encore reliée au réseau (pour les essais de couplages/faux-couplages sur le réseau).

Nous avons choisi un contacteur tétrapolaire 400A/110V, de 4000A de pouvoir de coupure. Ce contacteur a été dimensionné pour supporter les courants maximaux prévus lors des faux-couplages à 180°.

Un relais auxiliaire de ce contacteur est destiné à fournir un signal temporisé par rapport à la fermeture du contact, qui nous servira de "trigger" lors des essais en régimes transitoires.

Le sectionneur placé en aval du contacteur effectue la séparation physique entre l'alternateur et le circuit du réseau ou de la charge éventuelle. C'est sur les bornes de ce sectionneur que l'on effectuera les courts-circuits en les reliant à l'aide de câbles. Nous avons choisi un sectionneur porte fusible tétrapolaire 315A.

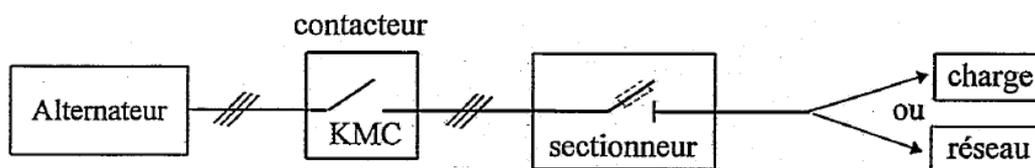


Figure 3 – Schéma fonctionnel du circuit de puissance de l'induit de l'alternateur.

La Figure 2 montre, en outre, que les six voies d'enroulement de l'alternateur sont connectées à l'intérieur de l'armoire de puissance et non sur la plaque à bornes de l'alternateur. L'utilisation d'un jeu de barrettes nous permettra, le cas échéant, de disposer toutes les bobines d'une même phase en série. La disposition que nous avons adoptée pour tous nos essais est celle qui met les deux voies d'enroulement de chaque phase en parallèle. Chaque voie d'enroulement est, par ailleurs, composée de deux bobines en série.

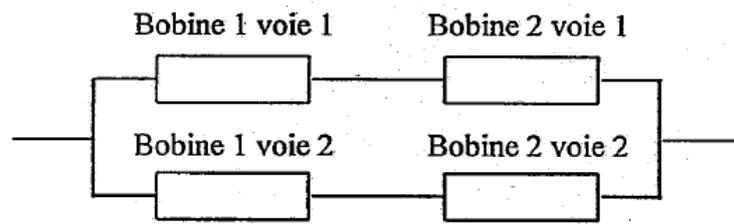
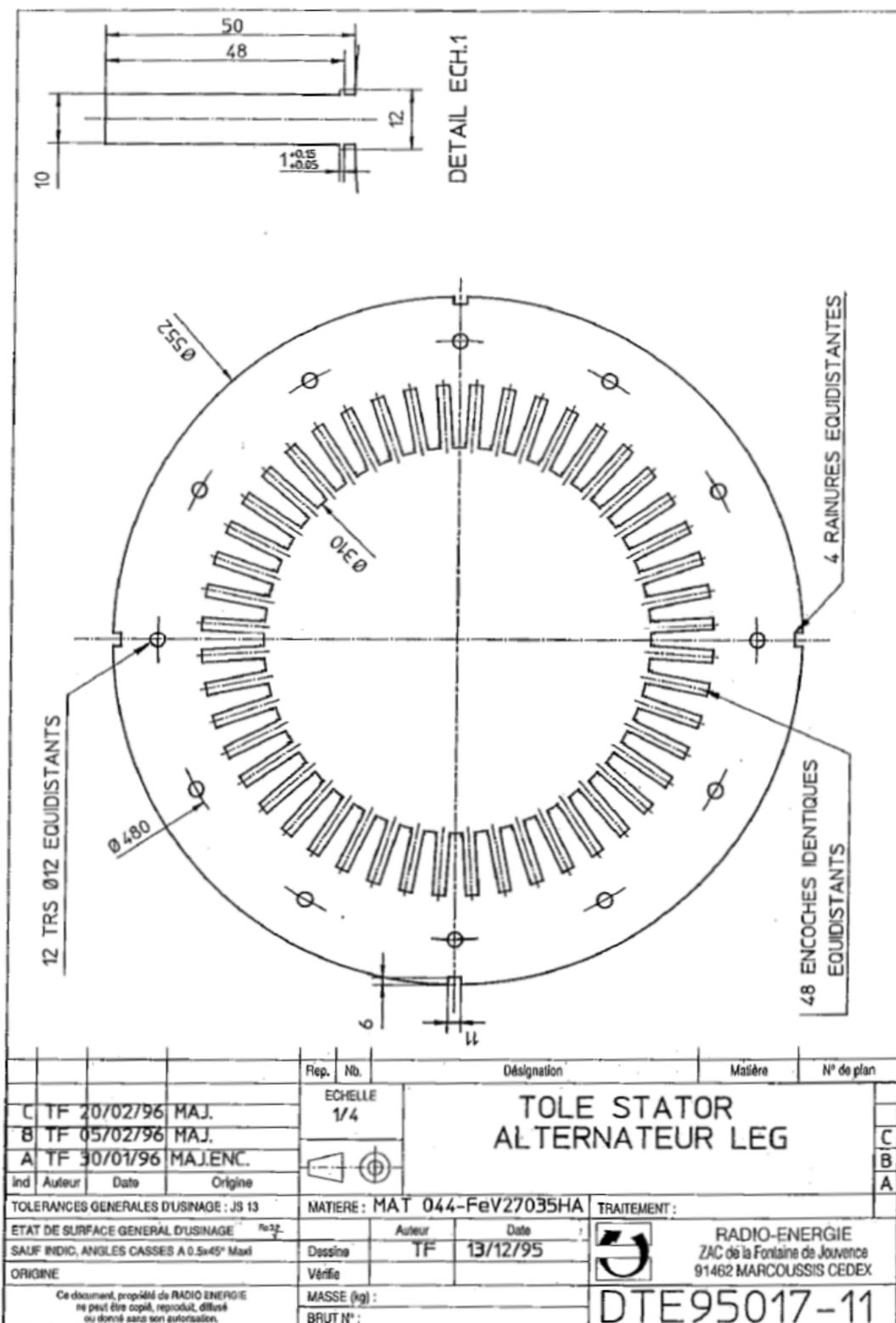


Figure 4 – Connexion des phases de l'alternateur.

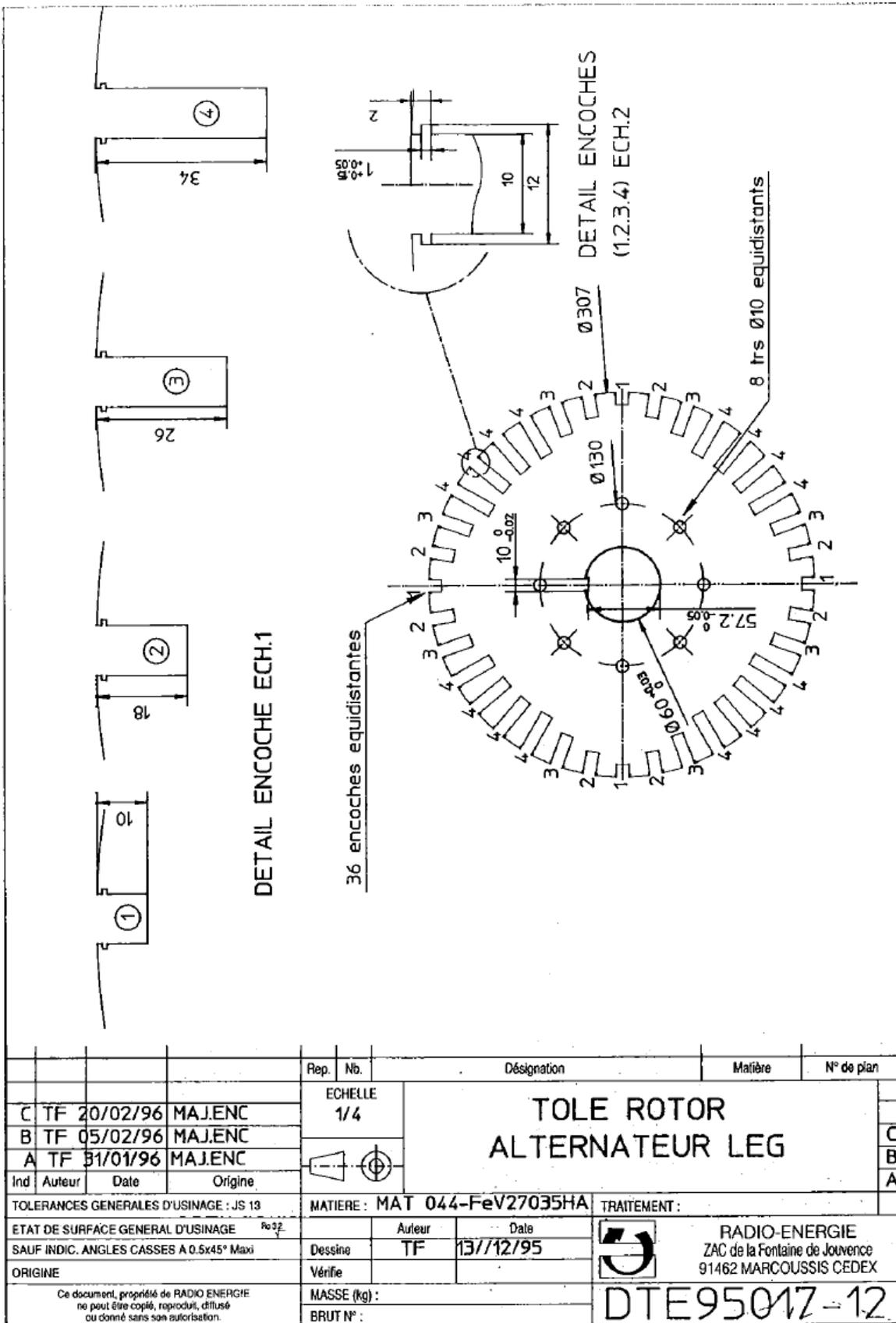
Les câbles de liaison ont été choisis de  $35\text{mm}^2$  de section pour limiter leur résistance.

## Annexe 2 - Géométrie des tôles [60]

### 1 Géométrie de découpage de la tôle du stator



2 Géométrie de découpage de la tôle du rotor



## REFERENCES

- [1] A. E. Fitzgerald, C. Kingsley Jr. et S. D. Umans, « Máquinas Eléctricas com introdução à eletrônica de potência », Bookman, 6ème édition, 2008.
- [2] A. Foggia, J. Torlay, C. Corewinder, A. Audoli et J. Hérigault, « Circulating current analysis in the parallel-connected windings of synchronous generators under abnormal operating conditions », IEMD International Conference on Electric Machines and Drives, pp 634-636, Seattle, 1999.
- [3] A. S. Kulkarni, M. A. El-Sharkawi, R. J. Marks, G. Andexler, J. Xing et I. Kerszenbaum, « Development of a Technique for On-Line Detection of Shorts in Field Windings of Turbine-Generator Rotors: Circuit Design and Testing », IEEE Transactions on Energy Conversion, Vol. 15, No. 1, march 2000.
- [4] B. A. T. Iamamura, Y. Le Menach, A. Tounzi, N. Sadowski et E. Guillot, « Study of Static and Dynamic Eccentricities of a Synchronous Generator Using 3D FEM », IEEE Transactions on Magnetics, Vol. 46, No. 8, août, 2010.
- [5] B. A. T. Iamamura, Y. Le Menach, A. Tounzi, N. Sadowski et E. Guillot, « Study of Synchronous Generator eccentricities using analytical approach and FEM », ICEM 2010 - International Conference on Electrical Machines, Rome, Italy, Septembre, 2010.
- [6] B. A. T. Iamamura, Y. Le Menach, A. Tounzi, N. Sadowski et E. Guillot, « Study of Interturn Short Circuit in Rotor Windings of a Synchronous Generator Using FEM », CEFC 2010 - Conference on Electromagnetic Field Computation, Chicago, USA, mai, 2010.
- [7] B. A. T. Iamamura, Y. Le Menach, A. Tounzi, N. Sadowski et E. Guillot, « Study of Static and Dynamic Eccentricities of a Synchronous Generator Using 3D FEM », Compumag 2009, Florianopolis, Brésil, novembre, 2009.
- [8] B. T. Humphries, W. G. Morgan et G. F. Dailey, « Flux probe for electric generator », Brevet, United States Patent 7.098.560, 2006.
- [9] B. V. Phong, « Diagnostic de machines électriques par l'analyse du champ magnétique de fuite application à l'identification de défauts rotoriques d'un alternateur à vide », Thèse de doctorat, INPG, 2007.
- [10] D. Canha, W. Cronje, A. Meyer et S. J. Hoffe, « Methods for diagnosing static eccentricity in a synchronous 2 pole generator », IEEE Power Tech, pp 2162-2167, Lausanne, 2007.
- [11] D. Petrinchenko, M. Hecquet, P. Brochet, V. Kuznetsov et D. Laloy, « Design and Simulation of Turbo-Alternators Using a Coupled Perméance Network Model », IEEE Transactions on Magnetics, Vol. 42, No. 4, Avril 2006.

- [12] D. R. Albright, « Interturn short-circuit detector for turbine-generator rotor windings », IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems, vol. pas-90, n° 2, pp 478-483, 1971.
- [13] D. R. Albright, D. J. Albright et J. D. Albright, « Flux probes provide on-line detection of generator shorted turns », Power engineering, vol. 103, no 9, pp 28-32, 1999.
- [14] D. R. Albright, D. J. Albright et J. D. Albright, « Generator Fields Winding Shorted Turn Detection Technology », IRMC Iris Rotating Machine Conference, 1999.
- [15] D. R. Albright, Scotia et W. B. Jackson, « Method and apparatus for detecting rotor flux variations in the air gap of a dynamoelectric machine », Brevet, United States Patent Office 3.506.914, 1970.
- [16] D. Thailly, R. Romary, J.-Ph Lecoïnte, J.-F. Brudny, P. Suau, « Synchronous Machine Diagnosis Using an External Magnetic Flux Sensor », ICEM International Conference on Electrical Machines, Chania, 2006.
- [17] Dong-Hun Kim, Myung-Kon Song, Jung-Sin Park et Dong-Yong Lee, « Assessment of air-gap flux variation to short-circuit current of generator excitation windings », ICEMS International Conference on Electrical Mac
- [18] E. Guillot, « Modification d'un rotor de maquette de turbo-alternateurs : cahier de charges », Rapport interne EDF R&D – H-R25-2009-00304-FR, 2009.
- [19] E. Guillot, P. Geraldo et Y. Guillot, « Diagnostic de défauts rotor à l'aide de l'induction magnétique dans l'entrefer : approche par modélisation d'un turboalternateur 900 MW », Rapport interne EDF R&D – H-R25-2007-01817-FR, 2007.
- [20] E. Khosrowshahli, A. M. Ranjbar et H. Mirabedini, « On-line fault diagnosis in synchronous generators by stator current harmonics analysis », ELECTRIMACS International Conference on Modeling and Simulation of Electric Machines, Converters and Systems, Montréal, 2002.
- [21] E. Woschnagg, « Turbogenerator Field winding shorted turn detection by ac flux measurement », IEEE Transactions on Energy Conversion, vol. 9, n° 2, pp 427-431, 1994.
- [22] F. Bernot, « Alternateurs synchrones de grande puissance », Technique de l'ingénieur, D 3 550, .
- [23] G. B Pollock. et J. F. Lyles, « Vertical hydraulic generators experience with dynamic air gap monitoring », IEEE Transactions on Energy Conversion, vol. 7, n° 4, pp 660-668, 1992.
- [24] G. Parent, « Sonde de flux d'entrefer pour alternateur hydraulique », Rapport interne EDF R&D.hines and Systems, pp 1112-1115, 2007.
- [25] G. Toman, « Plant Support Engineering: Main Generator End-of-Life and Planning Considerations », EPRI Project Manager-Final Report, *www.epri.com*, 2007.

- [26] H. B. Ahmed, N. Bernard, G. Feld et B. Multon, « Machine Synchrones - Modélisation en régime permanent », *Technique de l'ingénieur*, D 3 521.
- [27] I. Tabatabaei, J. Faiz, H. Lesani et M. T. N. Razavi, « Modeling and simulation of a salient-pole synchronous generator with dynamic eccentricity using modified winding function theory », *IEEE Transactions on Magnetics*, Vol. 40, No. 3, mai 2004.
- [28] J. D. Albright et D. R. Albright, « Generator Field Winding Shorted Turns: Observed Conditions and Causes », *EPRI International Conference on Electric Generator Predictive Maintenance and Refurbishment*, Orlando, 2003.
- [29] J. J. Simond, M. Tu Xuan et R. Wetter, « An innovative inductive air-gap monitoring for large low-speed hydro-generators », *ICEM International Conference on Electrical Machines*, Vilamoura, 2008.
- [30] J. Kapler, S. Campbell et M. Credland, « Continuous automated flux monitoring for turbine generator rotor condition assessment », *EPRI Workshop*, [www.epri.com](http://www.epri.com), 2004.
- [31] J. P. A. Bastos et N. Sadowski, « Electromagnetic modeling by finite elements methods », *Marcel Dekker*, 2003.
- [32] J. P. A. Bastos, « Eletromagnetismo para engenharia: Estatica e quase-estatica », Ed. da UFSC, 2004.
- [33] J. R. Nino et A. Pascacio, « Detecting interturn short circuits in rotor windings », *IEEE Computer Applications in Power*, vol. 14, n° 4, pp 39-42, 2001.
- [34] J. Saint-Michel, « Bobinage des machines tournantes à courant alternatif », *Technique de l'ingénieur*, D 3 420.
- [35] J. Stein, « Main Generator Rotor Maintenance », *EPRI Project Manager-Final Report*, [www.epri.com](http://www.epri.com), 2006.
- [36] J. Stein, « Optimized Maintenance of Generator Rotors », *EPRI Project Manager-Final Report*, [www.epri.com](http://www.epri.com), 2004.
- [37] J. Torlay, C. Corenwinder, A. Audoli, J. Hérigault et A. Foggia, « Analysis of shaft voltages in large synchronous generators », *IEMD International Conference on Electric Machines and Drives*, pp 607-609, Seattle, 1999.
- [38] J. W. Wood, R. T. Hindmarch, « Rotor Winding Short Detection », *IEE Proceedings*, Vol.133, Pt. B, No. 3, May 1986, pp. 181-189.
- [39] K. K. Rao et G. J. Goodrich, « On line detection of shorted turns in a generator field windings », *Brevet*, United States Patent 6.911.838, 2005.
- [40] L. Tran, « Arrêts de tranche : la maintenance pour assurer la sureté et la disponibilité des centrales nucléaires », *Note d'information - EDF*, [www.edf.fr](http://www.edf.fr), Avril, 2011.
- [41] L. Tran, « Exploiter les centrales nucléaires dans la durée », *Note d'information - EDF*, [www.edf.fr](http://www.edf.fr), Février, 2011.

- [42] M. A. El-Sharkawi, R. J. Marks II, Seho Oh et S. J. Huang, « Localization of windings shorts using fuzzified neural networks », IEEE Transaction on Energy Conversion, vol. 10, n° 1, pp 140-146, 1995.
- [43] M. Kiani, W-J. Lee, R. Kenarangui et B. Fahimi, « Detection of rotor faults in synchronous generators », SDEMPED International Symposium on Diagnostics for Electric Machines, Power Electronics and Drives, pp 266-271, 2007.
- [44] M. P. Jenkins, « On-line monitoring of rotor shorted turns », International Conference on Life Management of Power Plants, pp 55-60, Edinburgh, 1994.
- [45] M. Roytgarts, « Spectrum analysis of turbogenerator rotor magnetic field », ICEM Internacional Conference on Electrical Machines, Poland, 2004.
- [46] M. Tu Xuan and J.-J. Simond, « Procédé et dispositif de traitement de signaux pour la détection de l'excentricité d'une machine synchrone », Demande de brevet européen 3004796.3, 2004.
- [47] M. Tu Xuan, J. J. Simond, R. Wetter et S. Keller, « A novel air-gap monitoring system for large low-speed hydro-generators », IEEE Power Engineering Society General Meeting, 2006.
- [48] M. V. F. Luz – « Desenvolvimento de um Software para Cálculo de Campos eletromagnéticos 3D Utilizando Elementos de Aresta, Levando em conta o Movimento e o Circuito de Alimentação », thèse de doctorat, UFSC, 2003.
- [49] M. V. K. Chari, S. H. Minnich, S. C. Tandon, Z. J. Csendes et J. Berkery, « Load characteristics of synchronous generators by finite-element method », IEEE Transaction n Power Apparatus and Systems, Vol. Pas-100, No. 1, janvier, 1981.
- [50] M. Verrier, P. Chay et M. Gabion, « Turboalternateurs », Technique de l'ingénieur, D 3 530v2.
- [51] N. IDA et J. P. A. Bastos, « Electromagnetics and calculation of field », Springer-Verlag, 2ème edition, 1997.
- [52] P. K. Hermann, R. Mahrt et H. H. Doon, « Detecting and locating interturn short circuits on turbine-generator rotors », IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems, vol. 82, pp 686-698, 1963.
- [53] R Godin et G. Thoraval, « Overview of EDF's approach », Life management of power plants, December 1994.
- [54] R. Fiser, D. Makuc, H. Lavric, D. Miljavec, M. Bugeza, « Modeling, Analysis and Detection of Rotor Field Windings Faults in Synchronous Generators” Internacional Conference on Electrical Machines, Rome, 2010.
- [55] R. J. Streifel, R. J. Marks II, M. A. El-Sharkawi, I. Kerszenbaum, “Detection of Shorted-Turns in the Field Windings of Turbine-Generator Rotors using Novelty Detectors-Development and Field Test”, IEEE Transactions on Energy Conversion, Vol. 11, No. 2, June 1996.

- [56] R. J. Zawoysky et K. C. Tornroos, « GE Generator Rotor Design, Operational Issues, and Refurbishment Options », GE Power Systems-GER-4212, 2008.
- [57] R. L. Stoll et A. Hennache, « Method of detecting and modelling presence of shorted turns in DC field windings of cylindrical rotor synchronous machines using two airgaps search coils », IEE Proceedings - Electric Power Applications, vol. 135, pp 281-294, 1988.
- [58] R. Smith, « Monitoring for rotor shorted turns », IEE Colloquium on Understanding your Condition Monitoring, 1999.
- [59] R. T. Hindmarch et J. W. Wood, « Developments in detection interturn shorts in generator rotor using the RSO technique », International Conference on Dielectric Materials, Measurements and Applications, pp 305-308, Canterbury, 1988.
- [60] Radio-Energie, « Alternateur EDF (DER) – LEG », Spécification Technique Produit - DTE95017, 1996.
- [61] S. J. Salon et W. Montgomery, « Method an apparatus for detecting of rotor faults in dynamoelectric machines », Brevet, United States Patent 4.136.312, 1979.
- [62] S. Richard, « Etude électromagnétique des parties frontales des alternateurs en régimes permanents et transitoires », Thèse de doctorat, INPG, 1997.
- [63] S. Taibi , « Contribution à l'étude, le dimensionnement et a l'optimisation de machines à réluctance variable de type Vernie», Thèse de doctorat, USTL, 2002.
- [64] S. Tumanski, « Induction Coil Sensors », Meas. Sci. Technol., No. 3, pp. R31 – R46, 2007.
- [65] Sumatron, Inc., « Generator rotor shorted turn analyzer for turbo-generator dc-field windings », Instruction manual, [www.sumatron.com](http://www.sumatron.com), California, 2004.
- [66] T. Henneron, « Contribution à la prise en compte des Grandeurs Globales dans les Problèmes d'Electromagnétisme résolu avec la Méthode des Eléments Finis », Thèse de doctorat, USTL, 2004.
- [67] Ugine acier de chantillon et gueugnon, « Tôles magnétiques à grains non orientés », France.
- [68] Vibro Syst M, « Air Gap Monitoring System », [www.vibrosystm.com](http://www.vibrosystm.com), Quebec, Canada.
- [69] W. P. Carpes J., « Introdução ao método de elementos finitos », Note de cours, Florianopolis, 2001.
- [70] Wan Shuting, Li Heming, Li Yonggang et Meng Fanchao, « Analysis of stator windings parallel-connected branches circulating current and its application in generator fault diagnosis », IAS Industry Applications Society Annual Meeting, vol. 1, pp 42- 45, 2005.

- [71] Wan Shuting, Li Heming, Xu Zhaofeng et Meng Fanchao, « The analysis of generator stator winding parallel branches circulating current on rotor winding interturn short circuit fault », ICEM International Conference on Electrical Machines, Poland, 2004.
- [72] Wan Shuting, Xu Zhaofeng, Li Yonggang, Hou Zili et Li Heming, « Analysis of generator vibration characteristic on rotor winding inter-turn short circuit fault », ICEMS International Conference on Electrical Machines and Systems, vol. 2, pp 882 – 885, 2003.
- [73] Wan Shuting, Xu Zhaofeng, Li Yonggang, Hou Zili et Li Heming, « A composite diagnosis method on turbine-generator rotor winding inter-turn short circuit fault », IEEE International Symposium on Industrial Electronics, vol. 3, pp 1662-1666, 2006.
- [74] Wu Yucai, Li Yonggang, Wan Shuting et Li Heming, « Investigation of turbine generator rotor winding inter-turn short circuit fault based on harmonic detection », DRPT International Conference on Electric Utility Deregulation and Restructuring and Power Technologie, pp 829-833, Nanjing, 2008.
- [75] X. Shi, « Contribution à la simulation en 3D avec ma méthode des éléments finis, appliquée à la modélisation des machines électriques », Thèse de doctorat, Lille1, 2005.
- [76] Y. Kawase, N. Mimura et K. Ida, « 3-D Electromagnetic Force Analysis of Effects of Off-Center of Rotor in Interior Permanent Magnet Synchronous Motor », IEEE Transactions on Magnetics, vol. 36, n° 4, pp 1858-1862, 2000.
- [77] Y. Le Menach, « Contribution à la modélisation numérique tridimensionnelle des systèmes électrotechniques », Thèse de doctorat, Lille1, 1999.
- [78] Young-Jun Kim, Jang-Mok Kim, Byeong-Yel Yoon, Sang-Hyuk Lee et Tae-Uk Jung, « Detection of shorted-turns in the rotor windings of cylindrical synchronous generators using discrete wavelet transform », APEC Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2006.
- [79] Young-Jun Lee et Young-Ho Ju, « An assessment of insulation condition for generator rotor windings », CMD International Conference on Condition Monitoring and Diagnosis, pp 543-545, 2008.