



HAL
open science

ETUDE ELECTROMAGNETIQUE DES PARTIES FRONTALES DES ALTERNATEURS EN REGIMES PERMANENTS ET TRANSITOIRES

Stéphanie Richard

► **To cite this version:**

Stéphanie Richard. ETUDE ELECTROMAGNETIQUE DES PARTIES FRONTALES DES ALTERNATEURS EN REGIMES PERMANENTS ET TRANSITOIRES. Sciences de l'ingénieur [physics]. Institut National Polytechnique de Grenoble - INPG, 1997. Français. NNT: . tel-00907594

HAL Id: tel-00907594

<https://theses.hal.science/tel-00907594>

Submitted on 21 Nov 2013

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

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



THESE

présentée par

Stéphanie RICHARD

(Diplômée de l'Ecole Nationale Supérieure d'Ingénieurs Electriciens de Grenoble)

pour obtenir le titre de **DOCTEUR**

de l'**INSTITUT NATIONAL POLYTECHNIQUE DE GRENOBLE**

(Arrêté ministériel du 30 mars 1992)

(Spécialité : Génie Electrique)

ETUDE ELECTROMAGNETIQUE DES PARTIES FRONTALES DES ALTERNATEURS EN REGIMES PERMANENTS ET TRANSITOIRES

Date de soutenance : 15 Octobre 1997

Composition du jury :

Monsieur	M. IVANES	Président
Messieurs	J.M. KAUFMANN	Rapporteurs
	M. LAJOIE MAZENC	
Messieurs	J.P. DUCREUX	Examineurs
	A. FOGGIA	

Thèse préparée au Laboratoire d'Electrotechnique de Grenoble et à la
Direction des Etudes et Recherches d'Electricité de France

THESE

présentée par

Stéphanie RICHARD

(Diplômée de l'Ecole Nationale Supérieure d'Ingénieurs Electriciens de Grenoble)

pour obtenir le titre de **DOCTEUR**

de l'**INSTITUT NATIONAL POLYTECHNIQUE DE GRENOBLE**

(Arrêté ministériel du 30 mars 1992)

(Spécialité : Génie Electrique)

ETUDE ELECTROMAGNETIQUE DES PARTIES FRONTALES DES ALTERNATEURS EN REGIMES PERMANENTS ET TRANSITOIRES

Date de soutenance : 15 Octobre 1997

Composition du jury :

Monsieur	M. IVANES	Président
Messieurs	J.M. KAUFMANN	Rapporteurs
	M. LAJOIE MAZENC	
Messieurs	J.P. DUCREUX	Examineurs
	A. FOGGIA	

Thèse préparée au Laboratoire d'Electrotechnique de Grenoble et à la
Direction des Etudes et Recherches d'Electricité de France

REMERCIEMENTS

J'adresse mes sincères remerciements à :

- Monsieur M. Ivanès, Professeur à l'Institut National Polytechnique de Grenoble, pour l'honneur qu'il m'a fait de présider ce jury, ainsi que pour ses éclairages précieux sur de nombreux points de mon travail de thèse,
- Monsieur J.M. Kaufmann, Professeur à l'Institut de Génie Énergétique de l'Université de Franche Comté, et
- Monsieur M. Lajoie Mazenc, Professeur à l'École Nationale Supérieure d'Électrotechnique, d'Électronique, d'Informatique et d'Hydraulique de Toulouse, qui m'ont fait l'honneur d'être rapporteurs de cette thèse,
- Monsieur J.P. Ducreux, Ingénieur Chercheur au Département Machines Électriques de la Direction des Études et Recherches d'EDF, Groupe "Modèles Numériques pour l'Électrotechnique", pour le suivi méticuleux des travaux de cette thèse, et pour sa relecture attentive et critique de mon manuscrit,
- Monsieur A. Foggia, Professeur à l'Institut National Polytechnique de Grenoble, pour son encadrement et son soutien constant tout au long des trois années de cette thèse.

Je tiens aussi à remercier tout particulièrement Monsieur Alioune Diop, Ingénieur Chercheur au sein du groupe Moteurs Électriques du Département Machines Électriques de la DER. Il m'a fait partager pendant un an sa grande expérience dans le domaine de la modélisation numérique et dans celui des moteurs électriques, ainsi que sa bonne humeur quotidienne.

Mes remerciements les plus sincères vont aussi à Monsieur Maxime Dessoude, Ingénieur Chercheur au sein de ce même groupe, pour ses précieux conseils concernant les essais que j'ai eu à mener au Laboratoire d'Essais des Machines Tournantes ainsi que pour les discussions très enrichissantes que nous avons eues.

J'adresse aussi un grand merci à tous les membres du groupe Moteurs Electriques, au sein duquel il a été très agréable de travailler, en particulier à Pascal Laurent pour son appui technique précieux lors de la réalisation du banc d'essai et des essais proprement dits.

Merci aussi à Nathalie Szylowicz de m'avoir proposé un sujet de thèse aussi riche, faisant intervenir à la fois de nombreuses simulations numériques et un important travail expérimental.

Je remercie aussi vivement les ingénieurs du groupe "Modèles Numériques pour l'Electrotechnique" du Département Machines Electriques, de m'avoir accueillie et encadrée lors de mes rapides séjours à Clamart.

Mon séjour au Laboratoire d'Electrotechnique de Grenoble, pendant les 18 premiers mois de ma thèse, m'a aussi permis de rencontrer des personnes avec lesquelles il a été très formateur de travailler. Merci donc à (pêle-mêle) : Patrick Eustache, Etiennette Callegher, Bernard Morel, Viviane Silva, Cristian Golovanov, Lucas Saludjan, Patrick Guillot, Trong Vu Duc, et tous les autres !!

Un grand merci aussi à celle dont j'ai partagé le bureau, Gwenaëlle Le Coat, pour son incroyable générosité, et pour son amitié constante.

Je ne peux pas clore cette liste (non exhaustive, hélas) des personnes qui m'ont apporté leur expérience ou leurs encouragements, sans exprimer ici ma reconnaissance à mes parents et à ma sœur, Caroline.

Enfin, merci à Frédéric, pour les (très nombreuses) heures passées à la relecture complète de mon manuscrit, pour les remarques très constructives qu'il m'a faites, ainsi que pour son soutien et ses encouragements.

SOMMAIRE

INTRODUCTION GENERALE _____	15-17
CHAPITRE I :	
ETUDE BIBLIOGRAPHIQUE : CALCUL DE CHAMP DANS LES PARTIES FRONTALES ET ETUDE DES REGIMES TRANSITOIRES DES ALTERNATEURS _____	21-49
I.1. Introduction _____	21
I.2. Etat de l'art sur le calcul du champ magnétique dans les parties frontales des alternateurs _____	23
I.2.1. Introduction _____	23
I.2.2. Premières études : méthodes graphiques et analogiques _____	23
I.2.3. Méthodes analytiques _____	24
I.2.4. Méthodes numériques axipériodiques _____	24
I.2.5. Méthodes tridimensionnelles _____	26
I.2.6. Conclusion _____	27
I.3. Etat de l'art sur le calcul des inductances de fuites des têtes de bobines des turboalternateurs _____	28
I.3.1. Introduction _____	28
I.3.2. Méthodes analytiques semi-empiriques _____	30
I.3.3. Méthodes analytiques partant d'un calcul de champ _____	32
I.3.4. Utilisation du calcul par éléments finis _____	36
I.3.5. Conclusion _____	40
I.4. Etat de l'art sur l'étude analytique des régimes transitoires des alternateurs couplés sur le réseau _____	42
I.4.1. Introduction _____	42
I.4.2. Hypothèses simplificatrices et principe de calcul _____	42
I.4.3. Fonctions de transfert d'une machine synchrone _____	43
I.4.4. Cas du court-circuit triphasé brusque _____	45
I.4.5. Cas du faux-couplage d'un alternateur sur le réseau _____	46
I.4.6. Conclusion _____	47
I.5. Conclusion _____	49

CHAPITRE II :
MODELISATION ELECTROMAGNETIQUE PAR ELEMENTS FINIS DES PARTIES
FRONTALES DES ALTERNATEURS _____ 53-76

II.1. Introduction _____	53
II.2. Présentation du modèle numérique 3D des parties frontales d'alternateur _____	54
II.2.1. Intérêt d'une modélisation tridimensionnelle _____	54
II.2.2. Formulations tridimensionnelles des équations de Maxwell _____	54
II.2.3. Description géométrique du modèle des extrémités de l'alternateur d'essai _____	58
II.2.4. Maillage du problème _____	60
II.2.5. Description physique du problème _____	61
II.2.6. Conclusion sur la modélisation tridimensionnelle _____	64
II.3. Présentation du modèle numérique 2D de la partie droite d'un alternateur _____	66
II.3.1. Intérêt d'une modélisation bidimensionnelle _____	66
II.3.2. Représentation de la géométrie de la partie droite de l'alternateur _____	66
II.3.3. Couplage avec les équations de circuit - Inductance de fuites des têtes de bobines statoriques et impédance de l'anneau de court-circuit de la cage d'amortisseur _____	69
II.3.4. Conclusion sur la modélisation bidimensionnelle _____	74
II.4. Conclusion _____	76

CHAPITRE III :
BANC D'ESSAI D'UN ALTERNATEUR POUR LA VALIDATION DES CALCULS
ELECTROMAGNETIQUES _____ 79-111

III.1. Introduction _____	79
III.2. Conception de l'alternateur d'essai _____	80
III.2.1. Démarche adoptée pour la construction de l'alternateur _____	80
III.2.2. Description de l'alternateur d'essai _____	81
III.2.3. Géométrie des extrémités de l'alternateur _____	81
III.2.4. Niveaux d'induction dans l'entrefer _____	83
III.2.5. Réactances synchrone, transitoire et subtransitoire _____	85
III.2.6. Conclusion _____	94

III.3. Instrumentation des parties frontales de l'alternateur en vue d'une validation des calculs de champ	96
III.3.1. Description des capteurs de flux utilisés	96
III.3.2. Instrumentation des développantes	97
III.3.3. Instrumentation de l'écran	100
III.3.4. Instrumentation du circuit magnétique	101
III.3.5. Synthèse - Incertitudes sur la position et l'orientation des capteurs	101
III.4. Description du banc d'essai de l'alternateur	103
III.4.1. Principales fonctions du banc d'essai	103
III.4.2. Structure du banc d'essai	104
III.4.3. Armoire de puissance et de commande	105
III.4.4. Système d'acquisition	109
III.4.5. Mesures supplémentaires réalisées sur le banc d'essai	109
III.5. Conclusion	111
CHAPITRE IV :	
COMPARAISON ENTRE RESULTATS D'ESSAIS ET MODELISATION	
BIDIMENSIONNELLE ET TRIDIMENSIONNELLE	115-152
IV.1. Introduction	115
IV.2. Caractérisation de l'alternateur - Modèle bidimensionnel en régime permanent	116
IV.2.1. Courbe de saturation à vide de l'alternateur	116
IV.2.2. Caractéristique de court-circuit de l'alternateur	118
IV.3. Etude du court-circuit triphasé à vide - Modèle bidimensionnel en régime transitoire	120
IV.3.1. Description de l'essai de court-circuit brusque triphasé à vide	120
IV.3.2. Etude analytique du court-circuit	121
IV.3.3. Etude numérique bidimensionnelle du court-circuit	129
IV.3.4. Conclusion	138
IV.4. Etude expérimentale et numérique de l'induction magnétique aux extrémités de l'alternateur en régime permanent à vide	139
IV.4.1. Etude expérimentale de l'induction dans les parties frontales de l'alternateur en régime permanent à vide	139
IV.4.2. Etude numérique de l'induction dans les parties frontales de l'alternateur en régime permanent à vide	142

IV.5. Etude expérimentale et numérique de l'induction magnétique aux extrémités de l'alternateur lors d'un court-circuit triphasé à vide	147
IV.5.1. Etude expérimentale de l'induction dans les parties frontales de l'alternateur lors d'un court-circuit triphasé brusque à vide	147
IV.5.2. Etude numérique de l'induction dans les parties frontales de l'alternateur lors d'un court-circuit triphasé brusque à vide	149
IV.6. Conclusion	152

CHAPITRE V :

ETUDE DU FAUX-COUPPAGE DE L'ALTERNATEUR D'ESSAI SUR LE RESEAU _____ **155-177**

V.1. Introduction	155
V.2. Analyse des résultats des essais de faux-couplage à 180° et à 120°	156
V.2.1. Faux-couplage à 180° - Essai sans résistance de décharge	156
V.2.2. Faux-couplage à 180° - Essai avec une résistance de décharge en parallèle sur le circuit d'excitation	162
V.2.3. Faux-couplage à 120° - Essai sans résistance de décharge	165
V.2.4. Surtensions rotoriques des grands alternateurs	166
V.2.5. Conclusion	168
V.3. Etude analytique et numérique des courants statoriques lors d'un faux-couplage à 180°	169
V.3.1. Etude analytique du faux-couplage à 180°	169
V.3.2. Etude numérique par éléments finis bidimensionnels du faux-couplage à 180°	170
V.3.3. Synthèse des résultats des calculs numériques et analytiques - Comparaison par rapport aux essais	171
V.4. Mesures locales de l'induction magnétique dans les extrémités de l'alternateur lors de faux-couplages à 180° et à 120°	173
V.4.1. Mesures locales de l'induction dans les extrémités de l'alternateur lors d'un faux-couplage à 180°	173
V.4.2. Mesures locales de l'induction dans les extrémités de l'alternateur lors d'un faux-couplage à 120°	175
V.4.3. Conclusion	176
V.5. Conclusion	177

CONCLUSION ET PERSPECTIVES _____ **181-182**

ANNEXES	185-200
Annexe 1 : Description du circuit électrique associé au problème magnétique	185
Annexe 2 : Schémas de bobinage de l'alternateur d'essai	189
Annexe 3 : Description de la géométrie de l'alternateur d'essai	191
Annexe 4 : Courbe d'aimantation du matériau magnétique des tôles	195
Annexe 5 : Description de la source de tension continue alimentant le rotor	197
REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES	203-207
BIBLIOGRAPHIE COMPLEMENTAIRE	211-215

INTRODUCTION GENERALE

Les puissances unitaires des turboalternateurs ont fortement augmenté ces dernières décennies. De nouveaux problèmes liés à ces fortes puissances massiques sont apparus, qui peuvent mettre en cause la sûreté de fonctionnement des centrales, notamment des centrales nucléaires. C'est ainsi que se mettent progressivement en place des programmes de surveillance des vibrations des stators des turboalternateurs en fonctionnement, pour prévenir les incidents tels que la perte du calage des têtes de bobines. Cette approche qui permet de limiter la fatigue et le vieillissement du matériel est innovante : jusqu'à présent, seule une surveillance par accéléromètres des parties tournantes des alternateurs était effectuée.

Ce contrôle des niveaux de vibrations nécessite une bonne compréhension des mécanismes électromécaniques qui se manifestent sur les stators des turboalternateurs, en particulier sur les extrémités de leurs bobinages. Aussi est-il indispensable de savoir calculer les efforts électrodynamiques exercés sur les têtes de bobines statoriques, et ceci pour différents régimes de fonctionnement, permanents et transitoires.

Les conducteurs statoriques sont en effet soumis aux forces de Laplace résultant du courant qui les traverse, et de l'induction magnétique environnante ($F = Idl \wedge B$). Il est donc nécessaire, pour mieux comprendre le comportement vibratoire des stators d'alternateurs, de connaître précisément les phénomènes électromagnétiques dans la région de leurs extrémités. L'induction magnétique y est tridimensionnelle et difficile à appréhender, de par la présence de parties conductrices ou magnétiques, et de la forte complexité de la géométrie de cette région.

Nous nous proposons donc de développer, et de valider par des résultats expérimentaux, des modèles électromagnétiques des parties frontales des alternateurs par la méthode des éléments finis tridimensionnels. Nous nous attacherons, d'une part, à bien représenter les phénomènes en régime permanent, et d'autre part, à étudier quelques régimes transitoires de défauts, tels que des courts-circuits triphasés ou des faux-couplages sur le réseau.

Les résultats expérimentaux de référence seront obtenus à partir d'essais réalisés sur un banc d'essai que nous avons défini spécialement pour cette étude.

L'étude bibliographique effectuée au **chapitre I** présente les travaux menés jusqu'à présent sur le calcul de champ dans la région des extrémités des alternateurs, sur le calcul des inductances de fuites des têtes de bobines statoriques et enfin sur les régimes transitoires des alternateurs.

Ce chapitre nous montre que le calcul de champ dans la région des parties frontales des alternateurs a été étudié par de nombreux auteurs. En revanche, peu de travaux s'appuient sur une étude expérimentale de la répartition de l'induction dans ces régions. Par ailleurs, la grande majorité des modèles par éléments finis des extrémités ne sont pas tridimensionnels, et ne permettent donc pas de représenter correctement les phénomènes électromagnétiques.

La connaissance de l'inductance de fuites des extrémités des bobinages du stator sera nécessaire à nos modèles numériques. C'est ainsi qu'après avoir exposé une synthèse des travaux effectués sur le calcul de champ dans les parties frontales des alternateurs, ce chapitre détaille les principales méthodes de calcul de l'inductance de fuites des têtes de bobines statoriques.

Enfin, nous présenterons un bref rappel des modèles analytiques des courts-circuits triphasés et des faux-couplages des alternateurs sur le réseau. Ces régimes transitoires seront en effet analysés ultérieurement au moyen de simulations par éléments finis et d'essais expérimentaux.

Au cours du **chapitre II**, nous décrirons le modèle numérique tridimensionnel que nous avons constitué. Nous verrons que ce modèle nécessite une étude préalable par éléments finis bidimensionnels, que nous introduirons dans ce chapitre.

Le **chapitre III** présentera les moyens d'essais conçus spécialement pour la validation expérimentale des modèles par éléments finis, à savoir un alternateur et son banc d'essai. Nous détaillerons les contraintes ayant conditionné leur réalisation.

Nous expliquerons ainsi comment l'alternateur a été dimensionné afin de représenter les phénomènes se produisant dans les régions des extrémités des turboalternateurs. Nous exposerons aussi les problèmes liés à la conduite, l'acquisition, et l'exploitation de nombreux essais en régimes permanents ainsi qu'en régimes transitoires de défaut, tels que les courts-circuits et les faux-couplages sur le réseau.

Les résultats des essais réalisés sur le banc seront comparés, dans le **chapitre IV**, à ceux fournis par les modèles par éléments finis. Une première partie sera consacrée à la validation des modèles en régimes permanents, puis un second volet concernera la confrontation des résultats des simulations numériques aux relevés d'essais obtenus en régimes transitoires de courts-circuits.

L'étude des faux-couplages sur le réseau fera l'objet du **chapitre V**. Nous mettrons l'accent sur l'exploitation des résultats d'essais, et nous montrerons les limites de nos modèles, mises en évidence par la complexité de ce régime transitoire bien particulier.

Enfin, nous présenterons les conclusions tirées de cette étude et les perspectives de ce travail.

CHAPITRE I

ETUDE BIBLIOGRAPHIQUE : CALCUL DE CHAMP DANS LES PARTIES FRONTALES ET ETUDE DES REGIMES TRANSITOIRES DES ALTERNATEURS

I.1. Introduction

Les phénomènes électromagnétiques se produisant dans la région des extrémités des turboalternateurs jouent un rôle important dans leur fonctionnement et leur durée de vie. Le champ magnétique régnant dans ces régions peut en effet induire des dégradations de l'alternateur liées aux échauffements locaux sur les dernières tôles créés par les courants de Foucault induits à leur surface, ou encore aux vibrations des têtes de bobines statoriques résultant des efforts électrodynamiques auxquels elles sont soumises.

Ces phénomènes sont difficiles à appréhender car les géométries des extrémités des bobinages sont souvent très complexes. En effet, les têtes de bobines des grands turboalternateurs sont en développantes de cône : les bobinages sont à pas raccourci, et pour des problèmes de tenue diélectrique des isolants, les deux couches des enroulements sont disposées sur deux cônes distincts, ce qui implique un enchevêtrement des conducteurs. Les sources de champ magnétique que sont les courants dans les enroulements ont ainsi une répartition purement tridimensionnelle.

Ces conducteurs sont de surcroît entourés de pièces conductrices à la surface desquelles peuvent se développer des courants de Foucault qui vont faire écran au flux magnétique. C'est le cas de l'écran amortisseur de flux posé sur les dernières tôles du stator. D'autres pièces sont ferromagnétiques, comme la carcasse de l'alternateur ou son arbre, et canalisent les flux de fuites. Les géométries de ces éléments sont elles aussi complexes, ce qui rend ardue l'étude du champ magnétique dans ces régions.

C'est ainsi que depuis les débuts de la construction des machines électriques, de nombreux auteurs ont étudié la répartition du champ magnétique dans la région des extrémités des alternateurs. Nous présenterons dans un premier paragraphe les travaux qui nous ont semblé les plus intéressants ainsi que ceux dont nous nous sommes inspirés pour la suite de notre étude.

L'exploitation du calcul de champ dans la région des parties frontales des alternateurs permet la détermination de l'inductance de fuites des têtes de bobines du stator. Cette valeur

d'inductance étant nécessaire à nos modèles numériques, nous avons cherché à l'obtenir par des méthodes analytiques et par des calculs par éléments finis. Nous présentons ainsi dans le second paragraphe de ce chapitre quelques méthodes de détermination de ces inductances de fuites, en explicitant pour chacune d'elles leurs hypothèses de calcul et les limites de leur domaine d'application.

Enfin, nous verrons qu'une des principales difficultés de ces calculs réside dans la nécessaire distinction entre régimes permanents et régimes transitoires. Les phénomènes électromagnétiques se produisant au sein d'un alternateur ont en effet un caractère très spécifique lors d'un régime transitoire : les variations de l'induction magnétique sont beaucoup plus rapides et les niveaux d'induction atteints sont nettement plus élevés qu'en régime permanent.

Nous nous sommes donc également intéressés aux études faites précédemment sur les régimes transitoires des alternateurs, dont nous présentons une synthèse dans le dernier paragraphe de ce chapitre.

I.2. Etat de l'art sur le calcul du champ magnétique dans les parties frontales des alternateurs

I.2.1. Introduction

Les études sur la répartition du champ magnétique dans les parties frontales des alternateurs ont principalement pour objet le calcul des efforts sur les têtes de bobines statoriques ou le calcul des pertes supplémentaires dues aux courants induits dans les dernières tôles du circuit magnétique du stator. Les modèles développés dans l'un ou l'autre cas diffèrent donc, mais il est intéressant d'exposer ici les deux approches.

Pour avoir des références bibliographiques supplémentaires, le lecteur pourra se reporter à l'article de B.C. Mecrow et al. [MECROW-89], à celui de G.K.M. Khan et al. [KHAN-89], ainsi qu'au mémoire de thèse de V. Silva [SILVA-94].

I.2.2. Premières études : méthodes graphiques et analogiques

Les premières études de la répartition du champ magnétique dans la région des extrémités des alternateurs utilisaient la méthode graphique de Lehmann, pour obtenir un tracé à la main de l'induction [RICHARDSON-45]. Ces tracés donnaient des résultats relativement précis, car ils prenaient en compte la géométrie exacte des parties frontales. Ils étaient cependant très lourds à utiliser.

Certains auteurs ont ensuite développé des méthodes analogiques à l'aide d'expériences menées sur des cuves électrolytiques [WINCHESTER-55].

Enfin, en 1967, G. Darrieus [DARRIEUS-67], qui cherche à obtenir une représentation graphique du champ magnétique dans les extrémités des alternateurs, reprend la méthode graphique de Lehmann en y incluant une approche analytique des phénomènes. Il part de l'hypothèse d'une distribution sinusoïdale des ampères-tours autour de l'axe de l'alternateur, et étudie une coupe axiale des parties frontales d'un alternateur. Son étude prend en compte

les courants induits dans un écran statorique en cuivre, et dans la frette des enroulements rotoriques.

Il procède par itérations pour calculer le champ magnétique tridimensionnel. Dans un premier temps, il détermine le champ dans le plan de coupe axial, puis à l'aide de formules analytiques, il obtient la composante tangentielle du champ magnétique.

G. Darrieus applique sa méthode de tracé aux cas des régimes permanents à vide et en court-circuit d'un turboalternateur de 250 MVA. Les résultats ainsi obtenus sont comparés avec succès à ceux fournis par une étude analogique menée avec une cuve électrique.

I.2.3. Méthodes analytiques

Les premières méthodes entièrement analytiques furent développées à partir des années 1960, avec en particulier, les travaux de P.J. Lawrenson [LAWRENSON-65] et de J.A. Tegopoulos [TEGOPOULOS-66], qui prirent en compte, pour la première fois, la géométrie exacte des têtes de bobines du stator, en approximant les courants des enroulements par des nappes de courant de forme conique.

MM. Scott, Salon, et Kusik, [SCOTT-81], [SALON-83], développèrent ensuite deux méthodes de calcul analytique des forces sur les têtes de bobines, et donc de l'induction dans les parties frontales, en régime permanent puis en régime transitoire. Ils présentent dans leurs articles des résultats concernant non seulement les courts-circuits brusques des alternateurs, mais surtout une étude des régimes de faux-couplages, qui furent très peu abordés par ailleurs.

Cependant, la résolution analytique des équations de Maxwell devient très vite ardue, et impose une simplification excessive de la géométrie des parties frontales. Devant les limitations de l'approche analytique, les premières méthodes numériques furent développées dès le début des années 1970.

I.2.4. Méthodes numériques axipériodiques

Les principales études numériques des parties frontales des alternateurs ont été menées jusqu'à présent à l'aide de modèles axipériodiques des extrémités. La méthode axipériodique s'applique en effet à des problèmes dont la géométrie est à symétrie axiale qui sont soumis à

des grandeurs variant périodiquement autour de l'axe d'axisymétrie. Le rotor est souvent représenté par une condition aux limites périodique image de sa force magnétomotrice ; dans d'autres modèles, ce sont les courants rotor ou stator, qui sont décomposés en séries de Fourier suivant la direction d'axisymétrie.

a) Etudes sur les pertes par courants de Foucault

Le calcul des pertes par courants induits dans les premières tôles du circuit magnétique du stator nécessite un calcul de champ préalable. A cet effet, la formulation $T_z-\phi$ (composante en z du potentiel vecteur électrique T et potentiel scalaire magnétique ϕ) a été introduite pour la première fois par Jacobs et al. [JACOBS-77]. Ils développent un modèle par différences finies où ils n'emploient que la composante normale au plan des tôles du potentiel vecteur électrique T , réduisant ainsi le nombre d'inconnues par nœud à deux au lieu de quatre. Le couplage $T_z-\phi$ a été très largement utilisé par la suite.

La formulation utilisant le couplage entre le potentiel vecteur magnétique A et le potentiel scalaire électrique V n'a pas connu le même intérêt que la formulation $T_z-\phi$. Elle nécessite en effet l'emploi de quatre inconnues par nœud du maillage et est donc très coûteuse en espace mémoire et en temps de calcul. Ito et al. [ITO-80] ont cependant développé un modèle axipériodique des parties frontales utilisant le couplage $A-V$ pour étudier l'influence d'un écran magnétique sur les pertes dans les dents aux extrémités.

Certains auteurs valident leurs calculs numériques par des données expérimentales, mais ces validations concernent, d'une part uniquement des régimes permanents à vide, en charge ou en court-circuit, et d'autre part, les bobines de mesure de flux sont le plus souvent situées dans les paquets de tôles des extrémités d'une machine. C'est le cas de MM. Jack et Mecrow [JACK-86], [JACK-87], qui obtiennent un bon accord entre leur modèle axipériodique des extrémités et des valeurs mesurées de l'induction magnétique axiale dans les derniers paquets de tôles et sur les dents.

b) Etudes sur les efforts électrodynamiques des têtes de bobines du stator

Nous citerons ici l'étude de Khan et al. [KHAN-89], qui partent d'un modèle axipériodique des extrémités pour effectuer le calcul du champ magnétique environnant les têtes de bobines. Ils

utilisent, pour l'écran et la carcasse, une condition aux limites en impédance de surface, mais se limitent à un calcul en régime permanent.

I.2.5. Méthodes tridimensionnelles

La majorité des études par éléments finis sur les parties frontales des alternateurs se sont appuyées sur des modèles axipériodiques, c'est à dire semi-tridimensionnels, ne représentant qu'une coupe axiale des extrémités. Ces modélisations permettent, pour un coût de calcul relativement bas, d'avoir une bonne représentation des phénomènes : le maillage peut être très fin, et les résultats très précis. En revanche, elles ne prennent pas en compte les variations de réluctance dues à l'encochage du circuit magnétique, ce que permettrait un modèle entièrement tridimensionnel.

Très peu d'auteurs ont développé des modèles entièrement tridimensionnels, en grande partie à cause de la lourdeur des calculs et des restrictions actuelles des logiciels par éléments finis 3D, qui n'ont pas encore atteint le degré de maturité des codes de calcul 2D.

Les quelques études des extrémités des alternateurs utilisant des méthodes tridimensionnelles se sont limitées à ne représenter qu'une partie des éléments constitutifs des parties frontales.

C'est ainsi que A. Taïeb, dans son mémoire de Doctorat [TAIEB-92], ne modélise que les têtes de bobines statoriques et les derniers paquets de tôles du stator, sans prendre en compte, ni le rotor, ni l'écran amortisseur de flux ou le carter de la machine.

En 1994-95, [SILVA-94], [SILVA-95] V. Silva développe un modèle entièrement tridimensionnel d'un pôle d'un alternateur hydraulique pour calculer les pertes dans les parties frontales, et les efforts exercés sur les têtes de bobines statoriques. Le rotor est représenté par une condition aux limites de Dirichlet, qui correspond à la force magnétomotrice dans l'entrefer.

Son travail est très complet : elle étudie aussi bien les régimes dynamiques en déterminant les courants de Foucault dans les régions conductrices à l'aide des impédances de surface, que les effets de la saturation du fer. En revanche, elle n'a pas eu la possibilité de valider ses résultats numériques par des valeurs expérimentales.

Enfin, en 1995, N. Richard et al. [RICHARD N.-95] proposent une étude tridimensionnelle des efforts sur les têtes de bobines statoriques d'un turboalternateur de 600 MW en régime permanent. Ils utilisent un couplage entre la formulation en potentiel scalaire magnétique total et celle en potentiel scalaire magnétique réduit, et représentent les bobinages par des inducteurs filaires. Cette étude expose en détail le modèle tridimensionnel utilisé, en justifiant chaque hypothèse de modélisation.

I.2.6. Conclusion

Ce paragraphe a présenté l'état de l'art sur le calcul de champ dans la région des extrémités des alternateurs. Il ressort de cette synthèse que les méthodes d'avenir sont les méthodes numériques tridimensionnelles, qui sont les seules à pouvoir prendre en considération de façon rigoureuse la complexité de la géométrie de ces régions et la nature des matériaux, conducteurs ou magnétiques.

Ces méthodes, peu développées jusqu'à présent, du fait de la taille des problèmes numériques à résoudre, deviennent de plus en plus faciles d'emploi grâce aux progrès de l'informatique.

Nous nous proposons donc, dans le cadre de ce travail, d'effectuer une modélisation tridimensionnelle des extrémités d'un alternateur, et d'offrir des validations expérimentales aux grandeurs issues de nos simulations aussi bien en régimes permanents qu'en régimes transitoires.

I.3. Etat de l'art sur le calcul des inductances de fuites des têtes de bobines des turboalternateurs

I.3.1. Introduction

Le calcul des inductances de fuites des têtes de bobines des machines tournantes est un résultat direct du calcul du champ magnétique dans la région des extrémités des alternateurs. On le définit comme le calcul de l'inductance de fuites des parties des enroulements situées dans l'air à chaque extrémité du paquet de tôles. Le flux que voient ces parties des bobinages est composé exclusivement de flux de fuites aériens, c'est à dire de flux magnétiques ne participant pas au couplage des bobinages du stator et du rotor.

Nous allons en premier lieu définir précisément ce que l'on entend par le terme "inductance de fuites des têtes de bobines statoriques".

Il s'agit en effet pour nous de calculer une valeur d'inductance des extrémités des bobinages du stator qui puisse être utilisée dans un schéma équivalent monophasé de machine synchrone. Nous avons donc besoin de connaître l'inductance cyclique des têtes de bobines statoriques, qui prend en compte, d'une part ce que l'on appelle communément "l'inductance propre" des têtes de bobines, qui correspond à la partie du flux qui les traverse due à leur propre courant, et d'autre part les inductances mutuelles avec les bobinages environnants.

Afin de clarifier notre propos, nous exposons maintenant la définition de l'inductance cyclique d'un faisceau de têtes de bobines d'une phase d'une machine synchrone triphasée. Considérons les têtes de bobines de la phase 1, par exemple. Le flux total vu par ces parties des bobinages de la machine est donné par :

$$\varphi_1 = l_1 i_1 + m_{12} i_2 + m_{13} i_3 \quad (I.1)$$

où i_k est le courant de la phase k , l_k l'inductance propre de la phase k et m_{kj} l'inductance mutuelle entre les phases k et j ($k, j = 1, 2, 3$).

Or, dans les machines électriques triphasées, les bobines des trois phases sont en général identiques et disposées de façon symétrique. Ainsi, les inductances propres l_k sont égales entre

elles ($l_1 = l_2 = l_3 = l$) ainsi que toutes les mutuelles m_{kj} , égales à une mutuelle de valeur m et on a :

$$\varphi_1 = li_1 + m(i_2 + i_3) = (l-m)i_1 = L_{\text{cyclique}} i_1 \quad \text{quand } i_1 + i_2 + i_3 = 0 \quad (\text{I.2})$$

$$\text{soit } L_{\text{cyclique}} = l-m \quad (\text{I.3})$$

Cette valeur d'inductance cyclique prend donc bien en compte les phénomènes de couplage des flux de fuites entre les différentes têtes de bobines du stator.

Les flux de fuites des têtes de bobines du stator dépendent aussi d'autres paramètres qu'il faudra prendre en considération, tels que la modification du trajet des flux de fuites due à la présence de la carcasse magnétique ou d'un écran conducteur sur les dernières tôles du stator. De même, cette inductance est a priori définie en régime permanent, mais nous verrons qu'un auteur détermine une inductance de fuites des têtes de bobines statoriques en régime transitoire.

En conséquence, nous serons attentifs à la définition exacte de l'inductance de fuites des têtes de bobines d'une machine triphasée dans chaque formule analytique et pour chaque méthode étudiée. Une analyse des hypothèses nous permettra, dans chaque cas, de fixer les limites de leur domaine d'application.

Il existe trois grands types d'approches pour déterminer l'inductance de fuites des têtes de bobines : les méthodes analytiques qui utilisent des *formules semi-empiriques* tirées le plus souvent de l'expérience des constructeurs de machines, les méthodes analytiques qui partent d'un *calcul analytique précis* du champ magnétique dans la zone des têtes de bobines, et enfin celles qui se basent sur un *calcul de champ par éléments finis*. Les méthodes appartenant à la première catégorie sont d'un emploi plus facile mais le risque d'erreur est non négligeable. Celles se rattachant à la seconde et à la dernière sont plus complexes, mais a priori plus précises.

I.3.2. Méthodes analytiques semi-empiriques

Dans ce paragraphe, nous présentons deux formules analytiques de l'inductance de fuites des têtes de bobines d'un alternateur, tirées des travaux de MM. Liwschitz et Kostenko. Ces deux méthodes permettent chacune de déterminer l'inductance de fuites *cyclique* des têtes de bobines statoriques d'un alternateur. Elles sont basées sur le calcul de la perméance de ces têtes de bobines, obtenue à partir d'un calcul de la "dispersion" de ces extrémités, c'est à dire de leurs flux de fuites.

a) M. Liwschitz [LIWSCHITZ-67]

Pour un enroulement à deux couches d'une machine synchrone, l'inductance de fuites *cyclique* des têtes de bobines des enroulements statoriques est donnée par :

$$L_{TB} = 2 \frac{N^2}{p} \Lambda_{TB} \quad (\text{Henry}) \quad (I.4)$$

avec :

$$\Lambda_{TB} = 0,43 \mu_0 l_{TB} k_r^2 \quad (I.5)$$

où :

- Λ_{TB} : perméance des têtes de bobines (H)
- N : nombre de spires en série par phase
- p : nombre de paires de pôles
- k_r : coefficient de raccourcissement du bobinage
- μ_0 : perméabilité du vide (S.I.)
- l_{TB} : longueur d'une tête de bobine (m)

Cette formule est tirée de l'expérience de constructeurs de machines. On ne peut donc pas vérifier sa validité facilement, mais on peut en revanche détailler les hypothèses qui ont servi à l'établir.

En premier lieu, la géométrie exacte des conducteurs n'a pas été prise en compte, qu'il s'agisse de la section des conducteurs ou de la longueur exacte des têtes de bobines. En effet, le calcul est mené à partir d'un conducteur équivalent *de section circulaire* regroupant tous les conducteurs du faisceau de têtes de bobines correspondant à un pôle d'une phase. Si la surface

de cuivre est conservée, la section réelle ne l'est pas, et l'inductance d'un conducteur de section rectangulaire est nécessairement différente de celle d'un conducteur cylindrique. La longueur du faisceau de développantes est, quant à elle, approximée à partir de projections.

Enfin, l'influence des conducteurs des autres phases est prise en compte à l'aide d'un facteur correctif intervenant dans le calcul de la dispersion.

b) Kostenko [KOSTENKO-69]

M. Kostenko présente une formule analytique empirique du calcul de l'inductance de fuites des têtes de bobines des machines synchrones. Il se base, lui aussi, sur le calcul de la perméance des têtes de bobines. Pour un alternateur ayant des têtes de bobines en développantes de cône, l'expression de l'inductance de fuites des têtes de bobines est la suivante :

$$L_{TB} = 2\mu_0 \frac{N^2}{p} \Lambda_{TB} \quad (\text{Henry}) \quad (I.6)$$

avec :

$$\Lambda_{TB} = 0,57 \frac{3\gamma - 1}{2} \tau \quad (I.7)$$

et :

- Λ_{TB} : perméance des têtes de bobines
- N : nombre de spires en série par phase
- p : nombre de paires de pôles
- μ_0 : perméabilité du vide (S.I.)
- γ : raccourcissement du pas par rapport au pas diamétral
- τ : ouverture du bobinage (m), $\tau = \frac{\pi D}{2p}$ (D : diamètre moyen des enroulements statoriques)

Cette formule est donnée sans démonstration, et sans l'énoncé des hypothèses qui ont permis de l'établir, ce qui nous empêche de discuter de sa validité dans les différents types de fonctionnement et pour les différentes géométries de machines. L'auteur nous dit simplement qu'elle est fondée sur la séparation du champ magnétique en champ axial et champ tangentiel dans la partie frontale.

I.3.3. Méthodes analytiques partant d'un calcul de champ

a) P.L. ALGER [ALGER-28]

Le calcul de M. Alger [ALGER-28] a pour point de départ une séparation des phénomènes en deux classes : ceux relatifs au champ axial créé par les courants tangents, et ceux relatifs au champ tournant analogue à celui que l'on rencontre dans l'entrefer, créé par les courants axiaux dans les têtes de bobines ou par leurs composantes axiales.

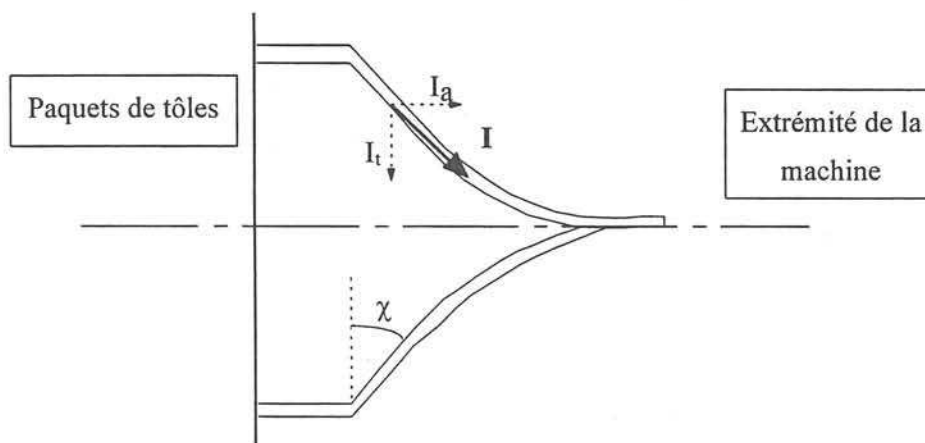


Figure I.1 : Développement d'une tête de bobine et définition de χ

La formule donnant l'inductance de fuites *cyclique* des têtes de bobines est ici :

$$L_{TB} = \mu_0 \frac{mN_c^2 D}{P^2} f(\gamma) \quad (\text{Henry}) \quad (I.8)$$

avec :

- μ_0 : perméabilité du vide (S.I.)
- m : nombre de phases
- N_c : nombre de conducteurs en série par phase (c'est le double du nombre de spires en série par phase utilisé dans les formules précédentes)
- D : diamètre intérieur de l'induit (m)
- P : nombre de pôles
- γ : raccourcissement du pas
- χ : angle d'ouverture des développantes, en radians (angle des têtes de bobines avec le plan d'extrémité de la machine, voir Fig. 1)

- $f(\chi, \gamma)$: fonction de χ et de γ

$$f(\chi, \gamma) = \gamma \frac{\tan \chi}{4} \left(1 - \frac{\sin \gamma \pi}{\gamma \pi}\right) + \frac{k_d^2 k_r^2}{6} (1 + 0,12\gamma^2) \quad (I.9)$$

k_d et k_r sont respectivement les coefficients de distribution et de raccourcissement du bobinage statorique ; le produit $k_d k_r$ dépend donc uniquement de γ .

On remarque dans l'expression de $f(\chi, \gamma)$ la présence de deux termes relatifs aux composantes tangentielles et axiales du champ, et lorsque $\chi = 60^\circ$, on a avec une bonne approximation :

$$f(\chi, \gamma) = f(\gamma) \approx 0,3 \cdot (3\gamma - 1) \quad (I.10)$$

C'est la méthode la plus fréquemment employée aujourd'hui, car elle présente l'avantage d'être simple à mettre en œuvre.

b) Méthode analytique de V.B. HONSINGER [HONSINGER-59/1]

Le calcul développé par V.B. Honsinger part d'une décomposition en série de Fourier du champ magnétique au voisinage des extrémités des enroulements. Il tient compte de la carcasse magnétique de la machine en imposant des conditions aux limites de flux perpendiculaire à sa surface.

Sa méthode de calcul permet aussi de pouvoir envisager chaque forme spécifique de têtes de bobines (elliptique, en développante de cône, rectangulaire ...). Pour les têtes de bobines en développantes de cône, on utilise la formule suivante :

$$L_{TB} = 2,17mD \left[\frac{N_c k_r k_\rho}{P} \right]^2 k_e 10^{-8} \quad (\text{Henry}) \quad (I.11)$$

où :

- N_c : nombre de conducteurs en série par phase
- P : nombre de pôles
- D : diamètre intérieur du stator (en pouces; 1 inch = 25,4 mm)
- m : nombre de phases
- d : distance axiale de la fin du stator au flasque de la machine (pouces)
- k_e : coefficient de fuites d'extrémité donné graphiquement en fonction de D/d

- k_p : coefficient de raccourcissement spécial pour les têtes de bobines en développantes de cône :
$$k_p = 3 \frac{\sin(\rho\pi / 2)}{4 - \rho^2}$$
- ρ : raccourcissement du pas par rapport au pas diamétral
- k_d : coefficient de distribution du bobinage

Si d est très grand, le coefficient k_e ne peut pas être calculé facilement, ce qui restreint le champ d'application de la formule donnée. L'auteur explique que cette limite peut être levée si l'on reprend ses calculs en utilisant un développement en intégrales de Fourier et non plus en séries de Fourier.

Enfin, V.B. Honsinger effectue une comparaison entre sa méthode de calcul et les formules de P.L. Alger ou de A. Gray [HONSINGER-59/2]. Il résulte de cette comparaison que ces dernières formules sont des cas particuliers ou des asymptotes des formules analytiques fournies par V.B. Honsinger.

c) Méthode analytique de P.J. Lawrenson [LAWRENSON-70]

Dans son article, P.J. Lawrenson met en lumière certains défauts des méthodes usuelles de calcul d'inductance de fuites des têtes de bobines.

En effet, les méthodes proposées ne prennent généralement pas en compte certaines caractéristiques géométriques des bobinages telles que la forme exacte de la spire, ou la forme de la section du conducteur qui était supposée cylindrique dans la majorité des cas, alors que les enroulements des machines réelles sont souvent composés de barres de section rectangulaire.

D'autre part, l'influence des divers corps conducteurs ou magnétiques au voisinage des extrémités, tels que le carter, le fer du rotor, le bobinage inducteur et son fretage, n'est pas non plus souvent étudiée. De même, la définition exacte de l'inductance à calculer reste toujours assez floue, dans la mesure où les flux de fuites à déterminer ne sont pas toujours bien définis.

Enfin, les méthodes existant déjà sont souvent beaucoup trop complexes à mettre en œuvre. P.J. Lawrenson propose une analyse du problème qui permet de pallier tous ces défauts, et qui

apporte en plus une définition de l'inductance de fuites des têtes de bobines en régime transitoire.

Le principe de cette méthode consiste à calculer une valeur d'inductance de fuites de référence que l'on pondère ensuite par différents coefficients. Cette inductance de référence est déterminée au moyen de formules analytiques :

$$L_0 = KL \quad (I.12)$$

avec :

$$L = 0,2 \cdot 10^{-6} \cdot l_{TB} \cdot \left[\ln\left(\frac{2l_{TB}}{b+c}\right) + 0,5 - \ln(e) \right] \quad (\text{Henry}) \quad (I.13)$$

et
$$K = 0,75 \cdot (1,0000 + 0,0075 \cdot l_{TB}) \quad (I.14)$$

où :

- L_0 : valeur de l'inductance de référence (Henry)
- L : inductance de fuites d'une spire droite (Henry)
- K : rapport entre l'inductance par unité de longueur d'une développante et celle par unité de longueur d'une spire droite
- e : constante ($e = 0,002$)
- l_{TB} : longueur d'une développante (m)
- b, c : largeur et hauteur de la section droite du conducteur (m)

On calcule en premier lieu l'inductance *d'une développante* puis les mutuelles entre conducteurs d'une même phase pour obtenir l'inductance du faisceau de développantes d'une phase donnée. On détermine ensuite la mutuelle de ce faisceau de développantes avec ceux des autres phases qui lui sont proches à l'aide de facteurs de pondération donnés graphiquement en fonction de l'écart angulaire entre conducteurs. On en déduit ainsi l'inductance de fuites d'une phase du stator.

Chaque partie conductrice ou magnétique de l'extrémité de la machine est ensuite prise en compte au moyen d'un facteur de pondération appliqué à l'inductance de référence. Ces différents pourcentages sont évalués par l'auteur à partir de la méthode des images électriques. Un autre facteur de pondération est donné suivant le type de régime électrique étudié (transitoire ou permanent).

Le calcul est assez simple dans son principe, mais assez fastidieux à mettre en œuvre : il faut calculer pour chaque conducteur d'une même phase sa mutuelle avec les autres conducteurs de cette même phase, puis raisonner par paires de deux conducteurs de phases différentes ce qui devient très lourd lorsqu'il y a plusieurs encoches par pôle et par phase. Des erreurs dues à la lecture du graphique donnant les valeurs de mutuelles peuvent donc être introduites par mégarde. En revanche, il s'agit de l'un des rares auteurs à étudier les inductances de fuites des têtes de bobines en régimes transitoires.

I.3.4. Utilisation du calcul par éléments finis

Il existe une autre méthode de calcul des inductances de fuites des têtes de bobines qui consiste à effectuer un calcul de champ par éléments finis tridimensionnels dans la région des extrémités d'un alternateur.

Nous avons étudié trois auteurs, qui proposent des approches différentes du problème. Les études de A. Taïeb [TAIEB-92] et V. Silva [SILVA-94] sont menées à rotor enlevé, partant de l'hypothèse que le flux qui se développe dans la machine sans rotor est analogue au flux de fuites du stator lorsque le rotor est en place. Certains éléments conducteurs comme l'écran statorique ou magnétiques, comme le carter, qui sont des éléments pouvant modifier le trajet des flux de fuites, ne sont pas pris en compte dans leurs modèles, par souci de simplification du problème numérique à résoudre.

J.P. Ducreux, quant à lui, tient compte dans sa modélisation tridimensionnelle des parties frontales d'une machine asynchrone, de la présence du rotor, de l'arbre et du carter.

En outre, ces trois auteurs ne considèrent que le fonctionnement en régime permanent de la machine ; l'évolution de l'inductance de fuites en fonction de la fréquence des phénomènes électromagnétiques n'est donc pas étudiée.

a) A. TAIEB [TAIEB-92]

Dans son étude, A. Taïeb scinde le problème en deux parties, la partie droite de la machine d'une part, qui sera traitée par un calcul bidimensionnel, et d'autre part, les extrémités, qui feront l'objet d'une simulation tridimensionnelle. Le rotor est enlevé dans les deux cas.

Le modèle tridimensionnel par éléments finis conserve une certaine profondeur de fer :

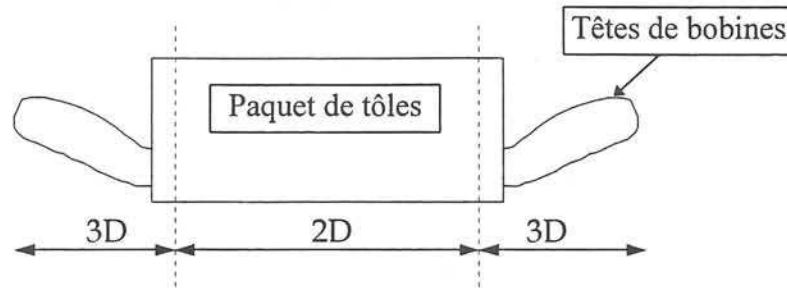


Figure I.2 : Définition des deux domaines d'étude, 2D et 3D

A. Taïeb propose de calculer l'inductance de fuites des développantes du stator à partir de l'intégration de la coénergie magnétique sur le volume d'air entourant la géométrie tridimensionnelle.

$$W' = \int_V \left(\int_H B dH \right) dV = \int_V \frac{1}{2} B H dV \quad (I.15)$$

et :

$$W' = \frac{1}{2} \sum_i \sum_j L_{ij} I_i I_j \quad (I.16)$$

Pour un système triphasé, on a l'expression suivante pour la coénergie :

$$W' = \frac{1}{2} L I_1^2 + \frac{1}{2} L I_2^2 + \frac{1}{2} L I_3^2 + M I_1 I_2 + M I_2 I_3 + M I_1 I_3 \quad (I.17)$$

En choisissant les courants tels que $I_2 = I_3 = -I_1/2$, on obtient directement la valeur de l'inductance de fuites *cyclique* des têtes de bobines du stator :

$$L_{\text{cyclique}} = \frac{4}{3} \frac{W'}{I^2} \quad (I.18)$$

A. Taïeb reprend ensuite l'approche introduite par V.B. Honsinger dans son étude expérimentale des réactances de fuites des têtes de bobines statoriques [HONSINGER-59/2]. Partant de l'hypothèse que les fuites dans la partie droite varient linéairement en fonction de la longueur de la machine, V.B. Honsinger avait effectué des mesures de réactances de fuites sur des machines identiques, dont seule la longueur de fer différait. Il avait ensuite extrapolé à une longueur de fer nulle la droite obtenue par ces mesures, pour déterminer la partie de l'inductance de fuites due uniquement aux têtes de bobines.

Dans l'étude de A. Taïeb, la valeur de l'inductance de fuites d'extrémités est ainsi obtenue à l'issue des deux simulations bidimensionnelles et tridimensionnelles, par extrapolation des résultats à une longueur de circuit magnétique nulle.

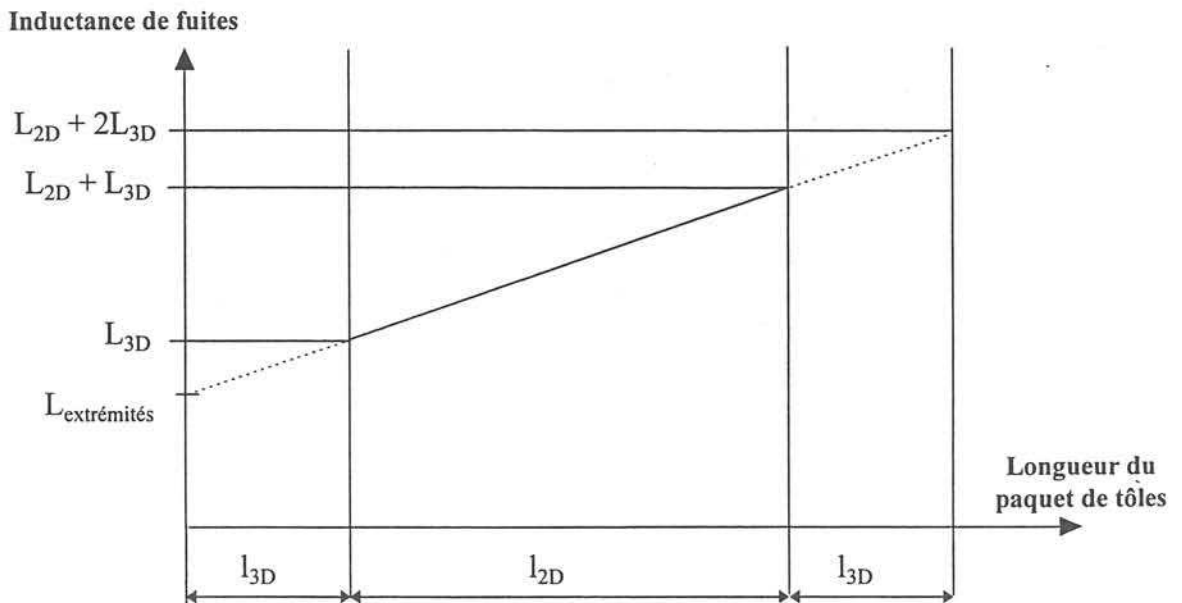


Figure 1.3 : Principe de calcul de l'inductance de fuites d'extrémités

Sa méthode de calcul est intéressante : elle donne des résultats proches de ceux fournis par la formule analytique de M. Liwschitz et des valeurs mesurées : l'écart reste inférieur à 10%. En revanche, il n'étudie que les régimes permanents, et ne définit donc pas d'inductance de fuites en régime transitoire. Enfin, si son étude ne prend pas en compte les éléments magnétiques ou conducteurs des extrémités, tels que le flasque de la machine ou l'écran statorique, elle présente l'avantage de pouvoir les ajouter facilement au modèle si on le souhaite.

b) V. SILVA [SILVA-94]

V. Silva, quant à elle, ne résout que le problème tridimensionnel. En revanche, elle calcule l'inductance de fuites des têtes de bobines statoriques par deux méthodes différentes. Son premier calcul consiste à déterminer le flux traversant les bobines d'une phase, ce qui permet d'avoir directement la valeur de l'inductance de fuites cyclique de cette phase :

$$L_{\text{cyclique}} = N \frac{\phi}{I} \quad (\text{I.18})$$

Pour son second calcul, elle reprend les travaux de A. Taïeb, en se limitant à une simulation 3D. Le volume d'intégration choisi pour le calcul de la coénergie est restreint à l'air entourant les développantes. Elle en exclut ainsi l'entrefer des derniers paquets de tôles, qui était pris en compte par A. Taïeb, et qui participe en partie aux fuites des extrémités. Cette approche suppose que les fuites magnétiques des parties frontales sont isolées dans le volume d'air entourant les têtes de bobines, ce qui n'est pas tout à fait exact.

c) J.P. DUCREUX [DUCREUX-94]

Dans son étude des parties frontales d'une machine asynchrone, J.P. Ducreux détermine l'inductance de fuites des têtes de bobines statoriques en utilisant la même approche que A. Taïeb. Il réalise à la fois le calcul de l'inductance de fuites de la partie droite des inducteurs et un calcul de champ tridimensionnel. Il représente, dans son modèle 3D, les têtes de bobines d'une phase du moteur asynchrone ainsi que les dernières tôles du circuit magnétique statorique.

Le calcul de la coénergie sur le volume d'air entourant les extrémités des bobinages ainsi que sur l'entrefer des paquets de tôles représentés dans le modèle 3D permet de déterminer une première inductance de fuites. J.P. Ducreux retranche ensuite de cette valeur l'inductance de fuites de la partie droite du circuit magnétique représenté pour obtenir finalement l'inductance de fuites des têtes de bobines statoriques.

J.P. Ducreux montre enfin, par plusieurs calculs, que la prise en compte des pièces magnétiques des extrémités comme le rotor, l'arbre ou le carter fait varier la valeur de l'inductance de fuites d'extrémités de 15 à 20% par rapport à celle obtenue en ne considérant que le stator.

d) Conclusion sur le calcul numérique de l'inductance de fuites des têtes de bobines

La difficulté d'un tel calcul réside dans la définition correcte d'une longueur de fer équivalente où les phénomènes peuvent être considérés comme totalement bidimensionnels. Seul un

calcul entièrement tridimensionnel avec un modèle complet de la machine étudiée, événements radiaux inclus, pourrait permettre de bien séparer les phénomènes.

Il est pour l'instant impossible, pour des raisons de taille des problèmes numériques à résoudre, de traiter une telle modélisation.

Il serait cependant intéressant d'approfondir cette méthode en tenant compte de tous les éléments constitutifs des extrémités d'une machine, tels que l'écran conducteur, la carcasse magnétique, ou encore les bobinages du rotor.

I.3.5. Conclusion

Nous avons exposé dans ce paragraphe l'état de l'art concernant le calcul des inductances de fuites des têtes de bobines d'alternateurs. En règle générale, ces méthodes ne prennent pas en compte de façon suffisamment précise l'environnement électromagnétique des bobinages, et en particulier, l'influence de l'écran amortisseur de flux posé sur les dernières tôles du stator n'est jamais étudiée :

Éléments pris en compte par la méthode :	$L_{cyclique}$	Géométrie précise des conducteurs	Rotor	Régime transitoire	Flasque	Ecran
Liwschitz	Oui	-	-	-	-	-
Kostenko	Oui	-	-	-	-	-
Alger	Oui	-	-	-	-	-
Honsinger	Oui	-	-	-	Oui	-
Lawrenson	Oui	-	Oui	Oui	Oui	-
Taïeb/Silva	Oui	Oui	-	-	-	-
Ducreux	Oui	Oui	Oui	-	Oui	-

Tableau 1 : Tableau comparatif des différentes méthodes exposées

P.J. Lawrenson propose une méthode très complète qui prend en compte les parties magnétiques de la région des extrémités. Il est par ailleurs le seul auteur à définir une inductance de fuites en régime transitoire.

Le calcul par éléments finis est cependant la méthode qui pourrait offrir la représentation géométrique et physique la plus fidèle des extrémités des bobinages et des éléments magnétiques ou conducteurs les entourant. Elle pourrait permettre, d'autre part, une analyse de la sensibilité de la valeur de l'inductance de fuites des têtes de bobines en fonction de la fréquence de phénomènes électromagnétiques.

Enfin, il faut rappeler ici qu'une réflexion pourrait aussi être menée sur la définition de la longueur utile de fer, et de la partie du paquet de tôles qui participe aux flux de fuites des extrémités.

Nous procéderons au chapitre II à une comparaison des différentes méthodes exposées dans ce paragraphe pour déterminer l'inductance de fuites des têtes de bobines statoriques de l'alternateur d'essai qui sera nécessaire à nos modèles numériques.

I.4. Etat de l'art sur l'étude analytique des régimes transitoires des alternateurs couplés sur le réseau

I.4.1. Introduction

Nous avons exposé dans les paragraphes précédents quelques méthodes de calcul du champ magnétique dans les parties frontales d'alternateurs. Peu de travaux ont été faits concernant les régimes transitoires dans ces régions. L'étude des régimes transitoires des machines synchrones se limite en effet généralement à une étude analytique des grandeurs électriques.

Afin d'établir nos modèles tridimensionnels des parties frontales en régimes transitoires, il nous est nécessaire, dans un premier temps, de bien connaître les phénomènes ayant lieu dans la partie droite du circuit magnétique lors de régimes transitoires. Il est ainsi très important pour nous de connaître les variations des grandeurs électriques pendant les deux régimes de défaut qui nous intéressent, à savoir, le court-circuit triphasé brusque et le faux-couplage sur le réseau.

L'emploi de formules analytiques simples est une première approche dans la détermination de ces grandeurs. Nous allons donc rappeler ici les principaux résultats analytiques connus sur les régimes transitoires des machines synchrones.

I.4.2. Hypothèses simplificatrices et principe de calcul

Les études analytiques des régimes transitoires des machines synchrones sont majoritairement fondées sur la théorie de Park qui décompose les grandeurs électriques et magnétiques de la machine synchrone suivant deux axes, l'axe direct d et l'axe en quadrature q .

Les équations différentielles qui résultent du couplage entre les phénomènes magnétiques et les phénomènes électriques sont résolues par l'utilisation de la transformation de Laplace. Cette méthode suppose la linéarité du système à résoudre et ne permet donc pas la prise en compte de la saturation éventuelle du circuit magnétique et des variations de vitesse dues aux à-coups de couple lors du régime transitoire.

Nous nous limiterons donc ici à l'étude des régimes transitoires effectués sous tension réduite, et nous supposerons que la vitesse de la machine synchrone reste constante lors du transitoire.

Le calcul analytique des régimes transitoires des machines synchrones procède en deux étapes. La première consiste à obtenir des fonctions de transfert de la machine. Ces fonctions de transfert font intervenir des grandeurs caractéristiques de la machine : les réactances et les constantes de temps transitoires et subtransitoires.

Le calcul des tensions ou des courants de défaut s'effectue ensuite au cas par cas à partir de ces fonctions de transfert, de la connaissance de la nature du défaut, et des conditions électriques précédant le régime transitoire étudié.

Nous présenterons, dans un premier paragraphe, la démarche suivie pour obtenir les fonctions de transfert de la machine synchrone, puis nous ferons un bref rappel des expressions analytiques des régimes transitoires que nous allons plus particulièrement étudier, à savoir le court-circuit triphasé brusque et le faux-couplage.

Pour plus de détails, le lecteur pourra se référer aux nombreux ouvrages publiés sur le sujet, dont ceux de MM. Arnail, Barret et Kimbark, [ARNAIL-80], [BARRET-82], [KIMBARK-56].

I.4.3. Fonctions de transfert d'une machine synchrone

Il faut préciser avant toutes choses que les variables que nous allons définir dans les formules qui suivent sont toutes des grandeurs réduites.

La mise en forme opérationnelle des équations décrivant le fonctionnement d'une machine synchrone conduit au système suivant [BARRET-82] :

$$\begin{cases} \Psi_d = l_d(p)i_d + g(p)v_f \\ \Psi_q = l_q(p)i_q \end{cases} \quad (I.15)$$

avec :

- Ψ_d, Ψ_q : composantes du flux dans l'induit dans le repère (d,q)

- i_d, i_q : composantes du courant de l'induit dans le repère (d,q)
- v_f : tension du circuit d'excitation
- $l_d(p), l_q(p)$: inductances opérationnelles d'axe direct et d'axe en quadrature
- $g(p)$: fonction d'excitation

Cette mise en équation fait intervenir les fonctions de transfert du système : les inductances opérationnelles $l_d(p)$ et $l_q(p)$ et la "fonction d'excitation" $g(p)$.

Ces termes sont des fractions rationnelles fonctions des diverses inductances et résistances de l'inducteur et de l'induit de la machine synchrone. La réduction de ces fractions rationnelles fait apparaître les constantes de temps caractéristiques de la machine :

$$\left\{ \begin{array}{l} l_d(p) = l_d \frac{(1 + T'_d p) (1 + T''_d p)}{(1 + T'_{d0} p) (1 + T''_{d0} p)} \\ g(p) = \frac{m_{af}}{r_f} \frac{(1 + T_D p)}{(1 + T'_{d0} p) (1 + T''_{d0} p)} \\ l_q(p) = l_q \frac{1 + T''_q p}{1 + T''_{q0} p} \end{array} \right. \quad (I.16)$$

avec :

- T'_d : constante de temps transitoire longitudinale en court-circuit (induit en court-circuit)
- T'_{d0} : constante de temps transitoire longitudinale à circuit ouvert (induit à circuit ouvert)
- T''_d : constante de temps subtransitoire longitudinale en court-circuit
- T''_{d0} : constante de temps subtransitoire longitudinale à circuit ouvert
- T''_q : constante de temps subtransitoire transversale en court-circuit
- T''_{q0} : constante de temps subtransitoire transversale à circuit ouvert
- T_D : constante de temps des fuites d'amortisseur d'axe direct
- l_d : inductance synchrone longitudinale
- l_q : inductance synchrone transversale
- m_{af} : mutuelle entre les enroulements de l'inducteur et de l'induit
- r_f : résistance de l'enroulement de l'inducteur

Ces constantes de temps ont des expressions complexes en fonction des inductances et des résistances de la machine. On retiendra cependant qu'elles vérifient les conditions suivantes :

$$\begin{cases} T''_d \ll T'_d \\ T''_{d0} \ll T'_{d0} \end{cases} \quad (I.17)$$

Enfin, on tire des expressions des inductances opérationnelles, des réactances opérationnelles et leurs admittances, à l'aide desquelles on décrira ensuite les régimes transitoires :

$$\begin{cases} y_d(p) = \frac{1}{x_d} + \left(\frac{1}{x'_d} - \frac{1}{x_d} \right) \frac{T'_d p}{1 + T'_d p} + \left(\frac{1}{x''_d} - \frac{1}{x'_d} \right) \frac{T''_d p}{1 + T''_d p} \\ y_q(p) = \frac{1}{x_q} + \left(\frac{1}{x''_q} - \frac{1}{x_q} \right) \frac{T''_q p}{1 + T''_q p} \end{cases} \quad (I.18)$$

avec :

- x_d : réactance synchrone longitudinale
- x'_d : réactance transitoire longitudinale
- x''_d : réactance subtransitoire longitudinale
- x_q : réactance synchrone transversale
- x''_q : réactance subtransitoire transversale

Le calcul des régimes transitoires qui est l'étude de variations brusques de courant ou de tension, suivant le type de régime transitoire considéré, revient ainsi à l'étude d'un échelon de tension ou de courant appliqué au système défini ci-dessus.

I.4.4. Cas du court-circuit triphasé brusque

Le court-circuit triphasé brusque, tout comme le faux-couplage, consiste à appliquer au système une variation brusque de tension. Les principales hypothèses servant à établir les formules analytiques des courants de court-circuit sont celles décrites au paragraphe I.4.2. auxquelles on ajoute l'hypothèse que la tension d'excitation v_f reste constante lors du régime transitoire.

Le courant d'une phase lors d'un court-circuit triphasé à vide prend la forme suivante :

$$\begin{aligned}
 i(t) = & -e \left(\frac{1}{X_d} + \left(\frac{1}{X'_d} - \frac{1}{X_d} \right) e^{-t/T_d} + \left(\frac{1}{X''_d} - \frac{1}{X'_d} \right) e^{-t/T''_d} \right) \cos(\omega t + \theta_0) \\
 & + \frac{e}{2} \left(\frac{1}{X''_d} + \frac{1}{X''_q} \right) e^{-\alpha t} \cos \theta_0 + \frac{e}{2} \left(\frac{1}{X''_d} - \frac{1}{X''_q} \right) e^{-\alpha t} \cos(2\omega t + \theta_0)
 \end{aligned} \tag{I.19}$$

où :

- e : valeur crête réduite de la tension simple du régime à vide précédant le court-circuit,
- θ_0 : angle correspondant à l'instant où s'est produit le court-circuit,
- $\alpha = 1/T_a$: coefficient d'amortissement de l'induit,
- T_a : constante de temps de l'induit.

L'expression analytique du courant d'excitation nous montre qu'il est indépendant de θ_0 :

$$i_f(t) = i_{f0} + i_{f0} \frac{X_d - X'_d}{X'_d} \left(e^{-t/T_d} - \left(1 - \frac{T_D}{T''_d} \right) e^{-t/T''_d} - \frac{T_D}{T''_d} e^{-\alpha t} \cos \omega t \right) \tag{I.20}$$

Dans cette expression, i_{f0} est le courant d'excitation du régime établi précédant le court-circuit.

I.4.5. Cas du faux-couplage d'un alternateur sur le réseau

Lorsque l'on couple un alternateur au réseau, il faut s'assurer que les deux systèmes triphasés de tensions du réseau et de l'alternateur soient les mêmes. Cela impose que les tensions des deux systèmes doivent être égales en amplitude, qu'elles doivent être en phase et que la vitesse de l'alternateur soit égale à celle du synchronisme.

Nous allons nous limiter, dans ce paragraphe, à l'étude des couplages effectués avec un déphasage, à vitesse supposée constante, et à amplitudes égales des tensions du réseau et de l'alternateur. Les deux faux-couplages qui nous intéressent en particulier sont le faux-couplage à 120° , pour lequel on assiste à un couple transitoire maximal, et celui à 180° , qui provoque les pointes de courants les plus élevées.

Les expressions des courants de faux-couplage sont plus complexes que celles du court-circuit triphasé à vide. Elles font en effet intervenir non seulement le déphasage θ_0 de la phase

considérée à l'instant du défaut, mais aussi l'angle de faux-couplage λ , déphasage entre les tensions homologues du réseau et de l'alternateur au moment du faux-couplage :

$$\begin{aligned}
 i(t) = & \frac{k}{2} e^{-\alpha t} \left(\frac{1}{x''_d} - \frac{1}{x''_q} \right) \sin(2\omega t + \theta_0 + \frac{\lambda}{2}) + \frac{k}{2} e^{-\alpha t} \left(\frac{1}{x''_d} + \frac{1}{x''_q} \right) \sin(\frac{\lambda}{2} - \theta_0) \\
 & - \frac{k}{2} \left[\left(\frac{1}{x_d} - \frac{1}{x_q} \right) + \left(\frac{1}{x'_d} - \frac{1}{x_d} \right) e^{-t/T'_d} - \left(\frac{1}{x''_q} - \frac{1}{x_q} \right) e^{-t/T''_q} + \left(\frac{1}{x''_d} - \frac{1}{x'_d} \right) e^{-t/T''_d} \right] \sin(\omega t + \theta_0 + \frac{\lambda}{2}) \\
 & + \frac{k}{2} \left[\left(\frac{1}{x_d} + \frac{1}{x_q} \right) + \left(\frac{1}{x'_d} - \frac{1}{x_d} \right) e^{-t/T'_d} + \left(\frac{1}{x''_q} - \frac{1}{x_q} \right) e^{-t/T''_q} + \left(\frac{1}{x''_d} - \frac{1}{x'_d} \right) e^{-t/T''_d} \right] \sin(\omega t + \theta_0 - \frac{\lambda}{2})
 \end{aligned}
 \tag{I.21}$$

où :

- $k = 2e \sin(\frac{\lambda}{2})$
- e : valeur crête réduite de la tension simple du réseau
- λ : angle de faux-couplage
- θ_0 : angle correspondant à l'instant du faux-couplage

I.4.6. Conclusion

L'utilisation de formules analytiques pour décrire les variations des courants de phases lors d'un court-circuit ou d'un faux-couplage présente l'avantage d'être rapide. D'autre part, les grandeurs qui interviennent dans le calcul analytique, à savoir les réactances et les constantes de temps transitoires et subtransitoires peuvent être facilement obtenues par des essais bien définis.

En revanche, les formules analytiques ne permettent pas la prise en compte de certains phénomènes, tels que la saturation locale du circuit magnétique de la machine synchrone ou les variations de vitesse lors du transitoire. Enfin, elles ne concernent que le terme fondamental des grandeurs électriques, ce qui limite fortement leur validité dans l'étude de certaines machines, et en particulier celles possédant un grand nombre d'harmoniques d'espace.

Une étude analytique ne peut donc pas prendre en compte la totalité des phénomènes électromagnétiques prenant part à un régime transitoire. Ce sont les méthodes de calcul par éléments finis qui pourront résoudre ces problèmes de façon précise.

I.5. Conclusion

L'étude bibliographique que nous avons effectuée nous apporte plusieurs éléments constructifs pour aborder le problème du calcul de champ dans la région des extrémités des alternateurs.

Tout d'abord, concernant le calcul de champ en régime permanent, il apparaît que peu d'études valident leurs résultats par des données expérimentales.

Ensuite, nous avons pu mettre en évidence les limitations de l'approche analytique des régimes transitoires, ce qui justifie les études numériques ultérieures de ces problèmes. D'autre part, en ce qui concerne le cas du faux-couplage, aucune étude expérimentale n'a encore été faite, et ce régime est relativement peu étudié de manière générale.

Il ressort donc clairement qu'une étude par éléments finis, menée en parallèle avec une campagne d'essais sur un alternateur de test, pourra apporter des connaissances nouvelles dans le domaine du calcul de champ et dans celui de l'étude des régimes transitoires des machines synchrones.

CHAPITRE II

**MODELISATION ELECTROMAGNETIQUE
PAR ELEMENTS FINIS
DES PARTIES FRONTALES DES ALTERNATEURS**

II.1. Introduction

L'étude bibliographique présentée au chapitre précédent a fait ressortir la nécessité d'une étude par éléments finis tridimensionnels du champ magnétique dans la région des extrémités des alternateurs en régimes permanents et transitoires. D'autre part, nous avons observé l'absence de validations expérimentales de la plupart des modèles de calcul de champ dans les parties frontales d'alternateurs. L'objectif de notre travail est de proposer des cas de validation de modèles par éléments finis des parties frontales des alternateurs au moyen de résultats expérimentaux obtenus sur un alternateur d'essai, pour des régimes permanents et des régimes transitoires.

Pour introduire notre étude nous allons présenterons dans ce chapitre les modèles numériques par éléments finis de l'alternateur d'essai que nous avons développés et qui ont servi de point de départ à l'ensemble de ce travail. Nous verrons que cette étude tridimensionnelle nécessite au préalable une étude bidimensionnelle de la partie droite de l'alternateur.

Ces modèles seront ensuite confrontés aux résultats des essais effectués sur l'alternateur.

II.2. Présentation du modèle numérique 3D des parties frontales d'alternateur

II.2.1. Intérêt d'une modélisation tridimensionnelle

Le chapitre précédent a mis en exergue les limitations des approches analytiques ou semi-tridimensionnelles dans le cadre d'une étude électromagnétique des parties frontales d'alternateurs. Les calculs de champ analytiques imposent une trop grande simplification de la géométrie du problème, et les modèles axipériodiques font, entre autres, l'hypothèse d'une répartition continue des courants en nappes, et ne tiennent donc pas compte de la géométrie exacte des têtes de bobines.

Nous présentons dans ce chapitre les modèles tridimensionnels par éléments finis que nous avons bâtis pour l'étude des régimes permanents et des régimes transitoires des alternateurs. Ces modèles des parties frontales d'alternateurs ont été développés au moyen du logiciel de calcul de champ par éléments finis Flux3D [FLUX3D-93].

II.2.2. Formulations tridimensionnelles des équations de Maxwell

a) Rappel sur les équations de Maxwell

Les phénomènes électromagnétiques sont entièrement décrits par les équations de Maxwell aux dérivées partielles associées aux lois constitutives des matériaux.

Dans l'approximation des régimes quasi-stationnaires, où l'on suppose que les courants de déplacement sont négligeables, ces équations s'écrivent :

$$\mathbf{rot}(\mathbf{E}) = -\frac{\partial \mathbf{B}}{\partial t} \quad \text{Loi de Faraday} \quad (\text{II.1})$$

$$\mathbf{rot}(\mathbf{H}) = \mathbf{J} \quad \text{Loi d'Ampère} \quad (\text{II.2})$$

$$\operatorname{div}(\mathbf{D}) = \rho \quad \text{Loi de Gauss} \quad (\text{II.3})$$

$$\operatorname{div}(\mathbf{B}) = 0 \quad \text{Conservation du flux} \quad (\text{II.4})$$

$$\mathbf{B} = \mu\mathbf{H} + \mathbf{B}_r \quad (\text{II.5})$$

$$\mathbf{D} = \varepsilon\mathbf{E} \quad \text{Relations constitutives des matériaux} \quad (\text{II.6})$$

$$\mathbf{J} = \sigma\mathbf{E} \quad (\text{II.7})$$

avec :

- \mathbf{B} (T) induction magnétique
- \mathbf{B}_r (T) induction magnétique rémanente
- \mathbf{D} (C.m⁻²) induction électrique
- \mathbf{E} (V.m⁻¹) champ électrique
- \mathbf{H} (A.m⁻¹) champ magnétique
- \mathbf{J} (A.m⁻²) densité de courant
- ε (F.m⁻¹) permittivité
- μ (H.m⁻¹) perméabilité
- ρ (C.m⁻³) densité volumique de charge électrique
- σ (S.m⁻¹) conductivité

Les quatre équations de Maxwell induisent des conditions de passage aux interfaces entre deux milieux 1 et 2 aux propriétés physiques distinctes :

$$\begin{aligned} (\mathbf{B}_2 - \mathbf{B}_1) \cdot \mathbf{n} &= 0 \\ (\mathbf{H}_2 - \mathbf{H}_1) \wedge \mathbf{n} &= \mathbf{K} \\ (\mathbf{J}_2 - \mathbf{J}_1) \cdot \mathbf{n} &= 0 \\ (\mathbf{E}_2 - \mathbf{E}_1) \wedge \mathbf{n} &= \mathbf{0} \end{aligned} \quad (\text{II.8})$$

où les vecteurs \mathbf{n} et \mathbf{K} sont respectivement le vecteur normal à l'interface, et la densité surfacique de courant sur l'interface.

La méthode numérique employée par le logiciel Flux3D est celle des éléments finis nodaux. Elle impose donc l'utilisation de potentiels comme variables d'état. Nous avons choisi, pour notre problème magnétostatique, d'utiliser un couplage entre le potentiel scalaire magnétique total ϕ et le potentiel scalaire magnétique réduit ϕ_r . Cela nous a permis de réduire à une le nombre d'inconnues par nœud du maillage alors que l'emploi du potentiel vecteur magnétique \mathbf{A} aurait imposé trois inconnues par nœud.

b) Formulation en potentiel scalaire magnétique total ϕ

La méthode des éléments finis impose une reformulation des équations de Maxwell aux dérivées partielles (II.1) à (II.4) associées aux conditions aux limites (II.8) du problème en fonction de la variable d'état choisie.

Nous allons exposer ici brièvement la formulation en potentiel scalaire magnétique total.

Cette formulation s'utilise dans des régions où il n'y a aucune source de courant. En l'absence de courants dans le domaine considéré, le champ \mathbf{H} est à rotationnel nul. Il dérive ainsi d'un potentiel scalaire, le potentiel scalaire total ϕ :

$$\mathbf{H} = - \text{grad}(\phi) \tag{II.9}$$

L'équation à résoudre est la suivante :

$$\text{div}(\mu \text{grad}(\phi)) = 0 \tag{II.10}$$

La conservation du champ magnétique tangentiel lors du passage d'un milieu à l'autre est assurée fortement. En revanche, il faut imposer explicitement la continuité de la composante normale de l'induction.

Enfin, cette formulation ne peut pas s'appliquer aux régions dites "multiplement connexes". Considérons en effet le problème d'un tore décrit en potentiel scalaire total :

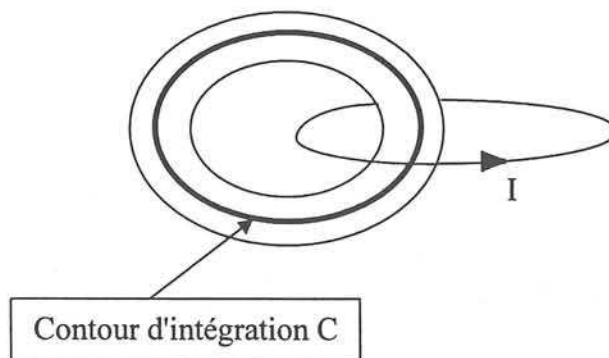


Figure II.1 : Illustration du problème de connexité en potentiel scalaire

L'application du théorème d'Ampère le long du contour C inclus dans le tore est en contradiction avec la définition du potentiel scalaire :

$$\oint_C \mathbf{H} d\mathbf{l} = I \neq 0 \quad (\text{II.11})$$

Il faut donc être prudent lors de l'emploi de cette formulation.

c) Formulation en potentiel scalaire magnétique réduit ϕ_r

Nous avons vu au paragraphe précédent que la formulation des équations de Maxwell en potentiel scalaire magnétique total ϕ ne peut pas décrire des régions parcourues par des courants. C'est le potentiel scalaire réduit ϕ_r qui est alors utilisé.

Le champ magnétique est décomposé en deux champs :

$$\mathbf{H} = \mathbf{H}_j + \mathbf{H}_r \quad (\text{II.12})$$

où \mathbf{H}_j est le champ source, c'est à dire le champ dû aux courants sources, et calculé en l'absence de régions conductrices ou ferromagnétiques par la loi de Biot et Savart :

$$\mathbf{H}_j(\mathbf{M}) = \iiint_{\mathbf{K} \in \mathbf{D}} \frac{1}{4\pi} \mathbf{j}_\mathbf{K} \wedge \frac{\mathbf{KM}}{\mathbf{KM}^3} d^3\tau \quad (\text{II.13})$$

Le rotationnel du champ \mathbf{H}_j est égal aux courants sources :

$$\text{rot}(\mathbf{H}_j) = \mathbf{J}_s = \text{rot}(\mathbf{H}) \quad (\text{II.14})$$

Ainsi, d'après (II.12) et (II.14) le rotationnel du champ de réaction \mathbf{H}_r est nul, ce qui signifie qu'il dérive d'un potentiel ϕ_r .

L'équation à résoudre pour ce type de problèmes est donc :

$$\text{div}[\mu(-\text{grad}(\phi_r) + \mathbf{H}_j)] = 0 \quad (\text{II.15})$$

De même que pour la formulation en potentiel scalaire total, la continuité de la composante normale de l'induction n'est pas assurée fortement au passage entre deux régions de perméabilités différentes.

Enfin, cette formulation n'est pas adaptée à l'étude de régions de perméabilité importante, typiquement supérieure à $100\mu_0$. Il faut, tant que faire se peut, utiliser le potentiel scalaire total dans ces régions.

II.2.3. Description géométrique du modèle des extrémités de l'alternateur d'essai

Le modèle 3D des parties frontales d'alternateur que nous avons conçu représente d'une part les extrémités des bobinages du stator et du rotor, ainsi que divers éléments les entourant (nous verrons pourquoi tous ne sont pas représentés), et d'autre part, les derniers paquets de tôles du circuit magnétique de la machine, où nous considérons que le champ est encore tridimensionnel.

C'est ainsi que nous avons représenté l'écran amortisseur de flux, pièce en cuivre dont l'épaisseur est égale à l'épaisseur de peau du cuivre à 50 Hz, soit 1cm, et l'arbre de la machine. En revanche, la cage d'amortisseur et la frette, ne sont pas prises en compte dans notre modélisation.

Enfin, la carcasse de l'alternateur est modélisée par une surface qui entoure la totalité du modèle.

Le logiciel Flux3D nous permettant l'utilisation de conditions de symétries cycliques ou anticycliques, nous nous sommes limités à la représentation d'un pôle de l'alternateur.

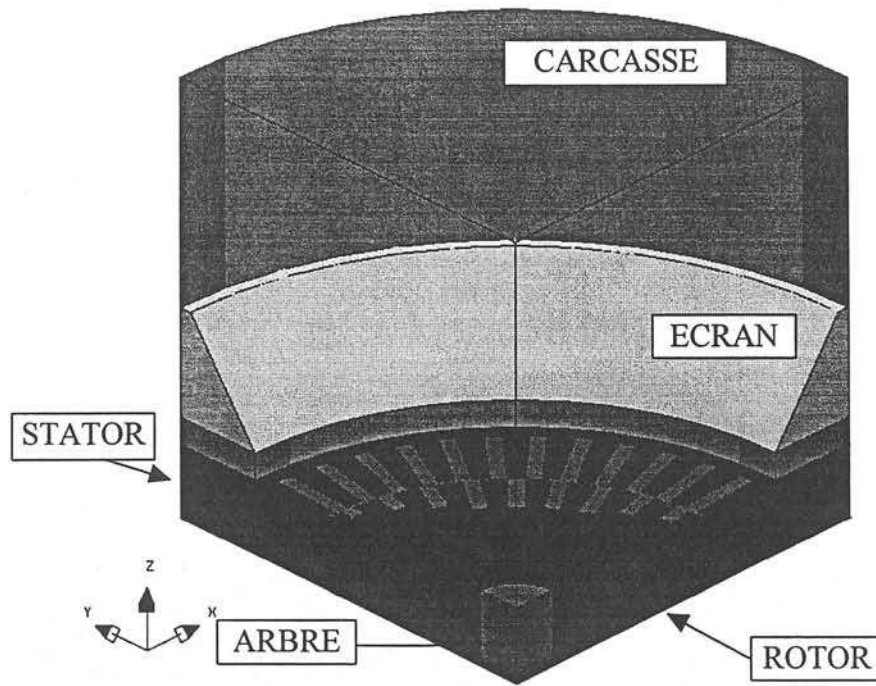


Figure II.2 : Vue en perspective du modèle 3D représentant un des quatre pôles de l'alternateur - Les bobinages ne sont pas représentés

Les bobinages statoriques et rotoriques sont représentés à l'aide d'inducteurs filaires. Ils sont symétrisés pour les besoins du logiciel par rapport au plan de symétrie axiale (figures II.3 et II.4). De même, Flux3D impose de représenter les bobinages des quatre pôles :

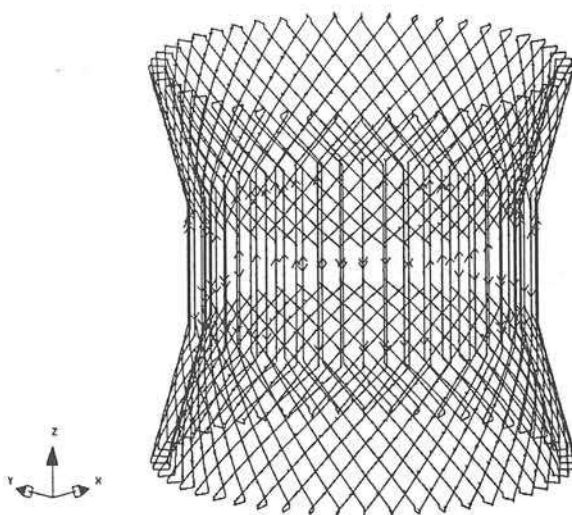


Figure II.3 : Bobinage stator
(en développantes de cône)

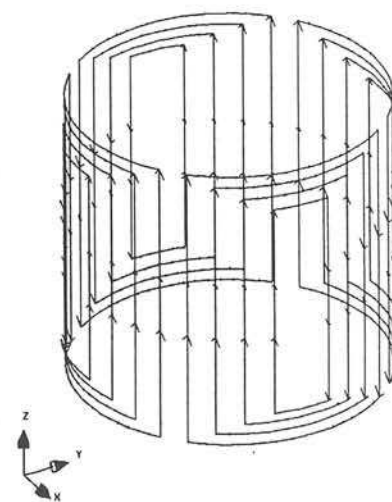


Figure II.4 : Bobinage rotor
concentrique

II.2.4. Maillage du problème

Notre modèle est discrétisé en 36 000 tétraèdres du second ordre, ce qui conduit à un problème d'environ 50 000 inconnues à résoudre :

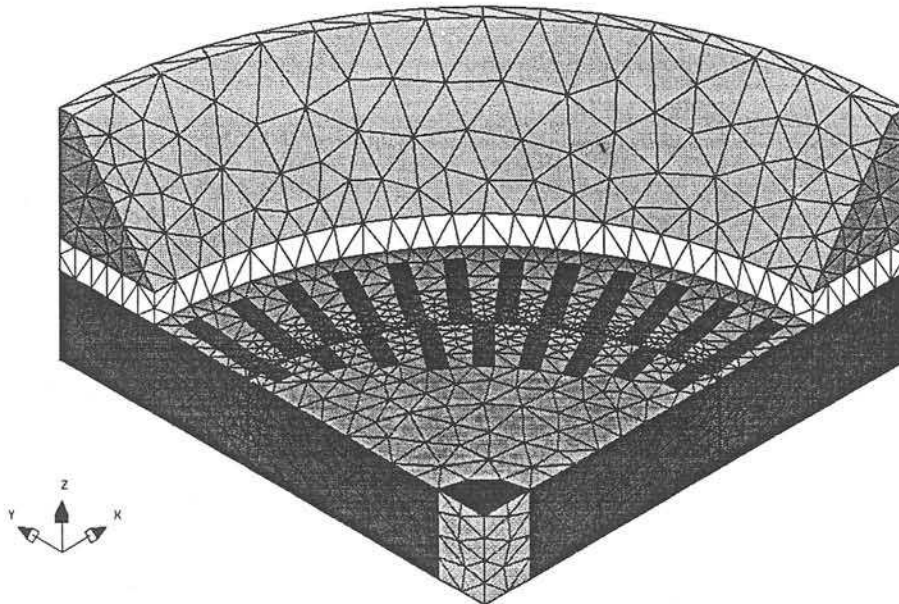


Figure II.5 : Maillage surfacique des volumes du circuit magnétique et de l'écran

Le maillage du circuit magnétique a requis un soin particulier : l'entrefer de l'alternateur étant petit par rapport aux autres dimensions géométriques, il a fallu veiller à ne pas générer trop d'éléments volumiques dans ce volume, pour limiter la taille du problème à résoudre.

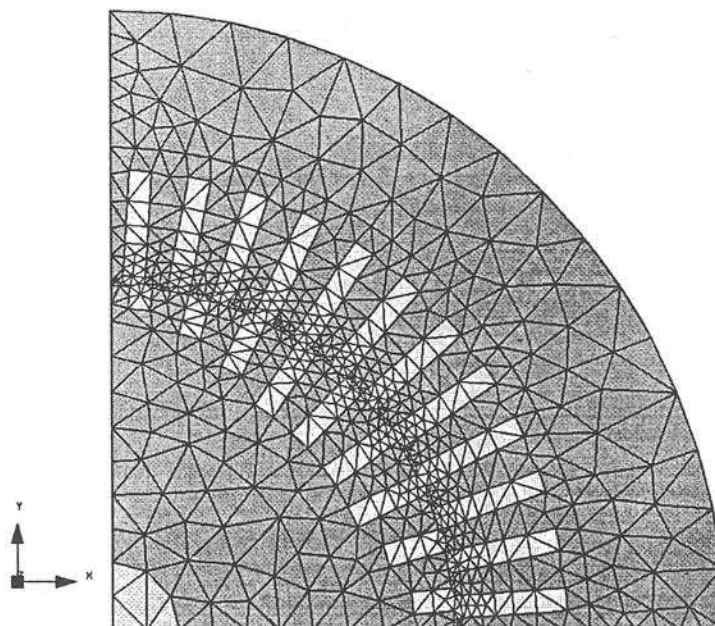


Figure II.6 : Détail du maillage surfacique du circuit magnétique dans le modèle 3D

II.2.5. Description physique du problème

Nous nous sommes restreint, par manque de temps, à un unique modèle tridimensionnel des parties frontales de l'alternateur d'essai pour décrire à la fois les fonctionnements en régimes permanents et en régimes transitoires de défaut. De même, nous étudierons notre problème en magnétostatique uniquement.

a) Hypothèses de modélisation

Ce modèle étant avant tout développé pour une étude en régime permanent, nous avons fait un certain nombre d'hypothèses simplificatrices.

Tout d'abord, nous avons supposé le circuit magnétique linéaire et isotrope. Cette approximation est justifiée par le fait que l'alternateur d'essai a un fonctionnement très linéaire en régime permanent. Les paquets de tôles sont ainsi représentés par du fer massif linéaire et non conducteur.

Nous avons ensuite négligé les courants de Foucault dans les parties massives non magnétiques telles que la frette en dural, la cage d'amortisseur, ou l'écran statorique en cuivre. En effet, la frette tournant à la vitesse de synchronisme, les champs tournants du stator et du rotor n'induisent pas de courants de Foucault à sa surface. Les seuls courants qui peuvent se développer à sa surface ne sont dus qu'aux champs harmoniques du fondamental, qui sont d'amplitudes nettement plus faibles. De même, on néglige les courants circulant dans les barres de la cage d'amortisseur en régime permanent.

Le modèle ne comporte donc ni la frette rotorique ni la cage d'amortisseur, et l'écran est représenté par de l'air.

La carcasse est, quant à elle, assimilée à un écran magnétique parfait. Par conséquent, des conditions aux limites de flux tangentiel sont imposées à sa surface.

Enfin, les conducteurs sont représentés par des inducteurs filaires, ceci pour des raisons de modélisation uniquement. Cela nous a permis d'une part de simplifier la description

géométrique des têtes de bobines, et surtout de nous autoriser l'emploi du potentiel scalaire, et de s'affranchir ainsi de l'utilisation du potentiel vecteur, qui aurait été trop coûteuse en temps de calcul.

L'étude des régimes transitoires se fera à partir de ce même modèle conçu initialement pour décrire les régimes permanents. Certaines hypothèses ne seront plus tout à fait justifiées, en particulier celles concernant la description de la cage et de l'écran. Nous verrons au chapitre IV; à l'aide des résultats des essais menés sur l'alternateur d'essai en quoi cette modélisation simplifiée peut, en définitive, approcher la réalité des phénomènes électromagnétiques.

b) Description des régions volumiques : propriétés physiques et formulations utilisées

Le problème est résolu en magnétostatique linéaire, en utilisant un couplage entre les formulations tridimensionnelles en potentiel scalaire magnétique total et en potentiel scalaire magnétique réduit. Ce choix a permis de limiter la taille de notre problème, en ramenant à une le nombre d'inconnues par nœud, alors qu'une formulation en potentiel vecteur magnétique aurait nécessité trois inconnues par nœud du maillage. Nous avons donc un problème contenant environ 50 000 nœuds.

L'emploi exclusif du potentiel scalaire total ϕ n'était pas suffisant car notre système comporte des sources de courant. De même, l'emploi du potentiel scalaire réduit ϕ_r seul ne pouvait être envisagé car nous avons vu qu'il induit des problèmes numériques dans les régions à perméabilité élevée, supérieure à $100\mu_0$ environ.

La solution a donc consisté à utiliser les deux potentiels simultanément, ϕ pour les régions ferromagnétiques et celles qui ne sont pas traversées par des courants, et ϕ_r pour celles traversées par des courants. Des problèmes numériques dus au couplage entre formulations sont alors apparus, qui ont été résolus par une répartition judicieuse des potentiels et des régions.

Le rotor et le stator ont ainsi été divisés chacun en deux sous-régions, pour isoler les volumes complexes des dents du circuit magnétique. En effet, l'entrefer est décrit à l'aide du potentiel scalaire magnétique réduit, et si l'on utilise le potentiel total pour les dents statoriques et rotoriques, la surface de couplage entre les deux formulations devient trop complexe, et induit des erreurs numériques dans les calculs.

Nous avons donc utilisé la formulation en ϕ_r pour les régions des dents du stator et du rotor, et nous avons décrit le reste du circuit magnétique en potentiel scalaire total ϕ .

La répartition des régions est ainsi :

Région	Matériau	Formulation
air	air ($\mu_r=1$)	ϕ_r
entrefer	air ($\mu_r=1$)	ϕ_r
arbre	air ($\mu_r=1$)	ϕ
rotor : dents	fer ($\mu_r=100$)	ϕ_r
rotor : centre	fer ($\mu_r=100$)	ϕ
stator : dents	fer ($\mu_r=100$)	ϕ_r
stator : couronne	fer ($\mu_r=100$)	ϕ

Tableau II.1 : Potentiels scalaires utilisés pour chaque région du modèle numérique

c) Conditions aux limites

La carcasse magnétique est représentée par une condition aux limites de champ tangentiel sur sa surface. Nous faisons ici l'hypothèse qu'aucun flux ne sort du carter de l'alternateur.

Nous avons de même imposé une condition aux limites de champ tangentiel sur le plan de symétrie axiale du modèle, car le champ est bidimensionnel dans la partie droite de la machine.

Enfin, des conditions aux limites de périodicité anticyclique ont été appliquées aux faces latérales extérieures de la géométrie. La méthode employée par Flux3D impose un même maillage surfacique pour deux faces images l'une de l'autre par périodicité.

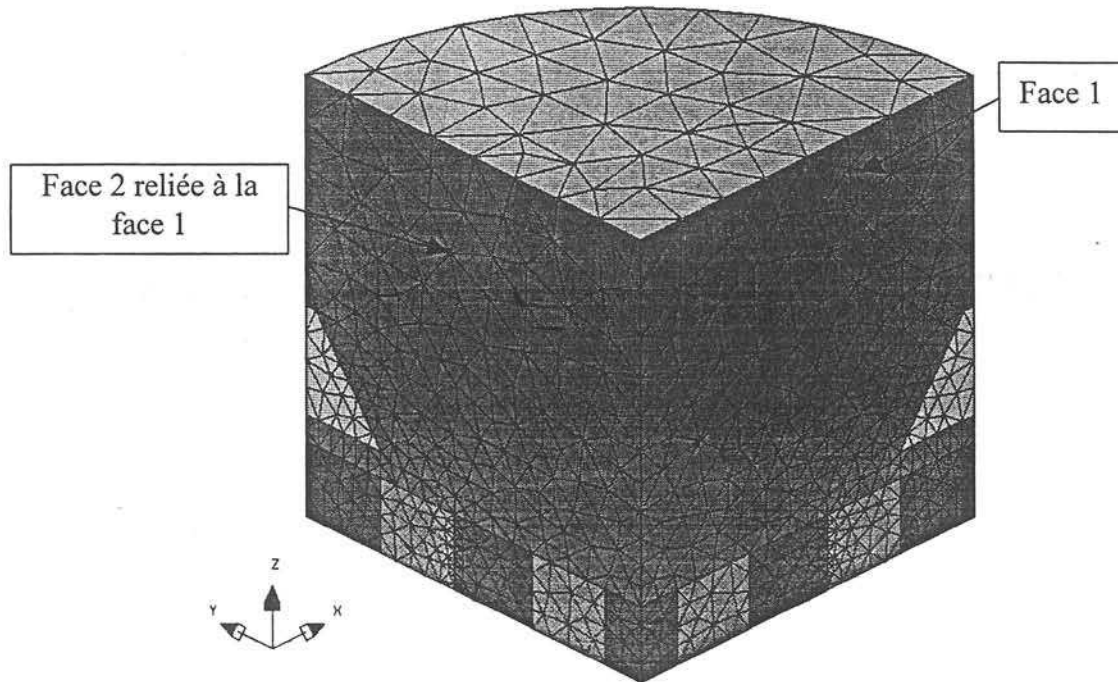


Figure II.7 : Maillage relié des faces où l'on applique des conditions de périodicité

II.2.6. Conclusion sur la modélisation tridimensionnelle

Le modèle 3D des parties frontales d'alternateurs, que nous avons développé, nécessite d'imposer un courant dans les inducteurs du stator et du rotor. Il demande donc de connaître les valeurs instantanées des courants dans les enroulements du stator et du rotor pour le fonctionnement étudié. Ces valeurs de courant peuvent être soit déduites des équations des machines synchrones, c'est à dire du diagramme de Potier, soit obtenues à l'aide d'un calcul par éléments finis bidimensionnels.

Un calcul simple des courants peut suffire, dans certains cas, à initialiser le problème 3D. En revanche, si l'on veut effectuer à l'issue du calcul de champ une détermination des efforts électrodynamiques exercés sur les conducteurs, il est préférable de déterminer les courants de façon précise, pour tenir compte des harmoniques d'espace ou du niveau de saturation de la machine.

C'est pourquoi nous avons estimé nécessaire de développer un modèle 2D complémentaire à notre modèle principal ; ce modèle bidimensionnel nous offrira de plus la possibilité de coupler les phénomènes électromagnétiques à des équations de circuit, ce qui n'est pas réalisable actuellement avec Flux3D, car cela conduirait à des calculs beaucoup trop lourds en régimes transitoires notamment.

II.3. Présentation du modèle numérique 2D de la partie droite d'un alternateur

II.3.1. Intérêt d'une modélisation bidimensionnelle

Si l'objet de notre travail est l'étude électromagnétique des parties frontales des turboalternateurs, qui est une étude exclusivement tridimensionnelle, il n'en reste pas moins nécessaire de procéder en premier lieu à une étude 2D de la partie droite du circuit magnétique des alternateurs, où l'on considère que les phénomènes sont entièrement bidimensionnels.

Cette étude nous permettra d'une part de définir les principales caractéristiques géométriques et électriques de l'alternateur d'essai que nous avons dû dimensionner, et d'autre part, de calculer les courants des bobinages qui nous serviront à initialiser correctement les problèmes 3D, et à mener à bien le calcul des efforts électrodynamiques sur les conducteurs statoriques.

Le logiciel que nous avons utilisé est le logiciel de calcul de champ par éléments finis bidimensionnels Flux2D [FLUX2D-96].

II.3.2. Représentation de la géométrie de la partie droite de l'alternateur

Le modèle bidimensionnel d'alternateur que nous avons développé représente seulement un des quatre pôles de l'alternateur d'essai. Le logiciel propose en effet l'utilisation de symétries, ce qui permet de réduire le nombre d'inconnues du problème.

Nous avons ainsi un système à résoudre comportant environ 13 000 inconnues.

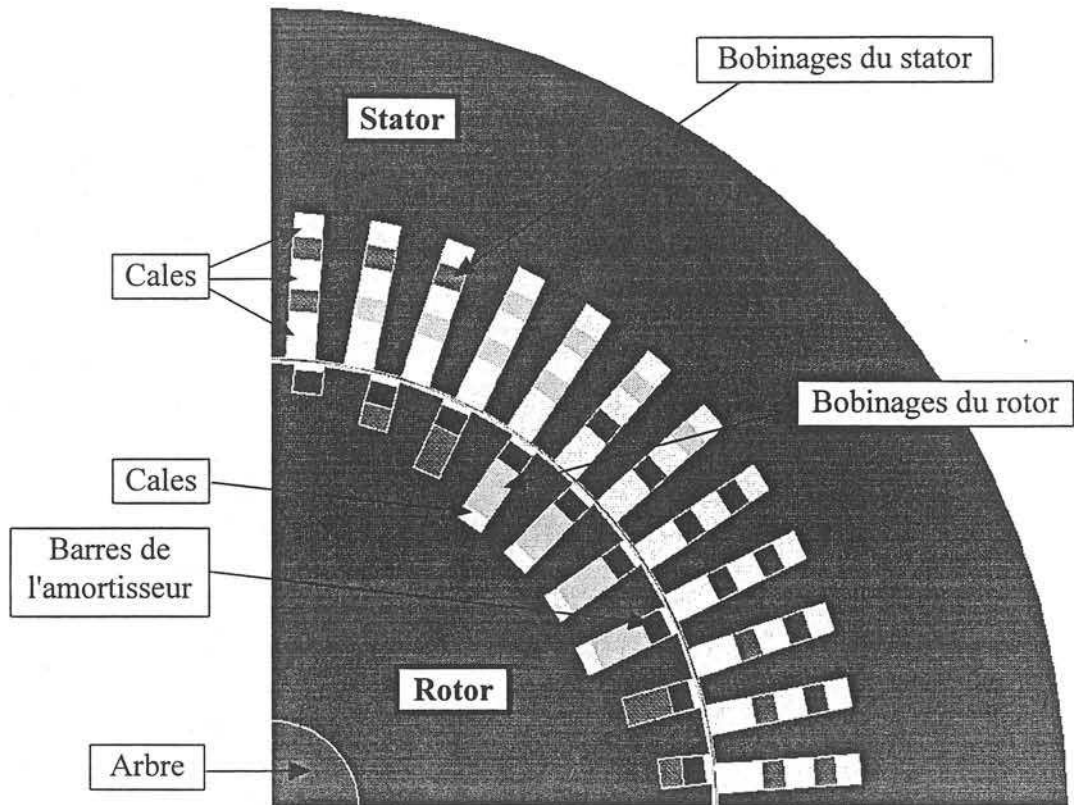


Figure II.8 : Modèle Flux2D de la partie droite du circuit magnétique

Nous avons du mailler très finement notre problème, en particulier les barres de l'amortisseur et l'entrefer :

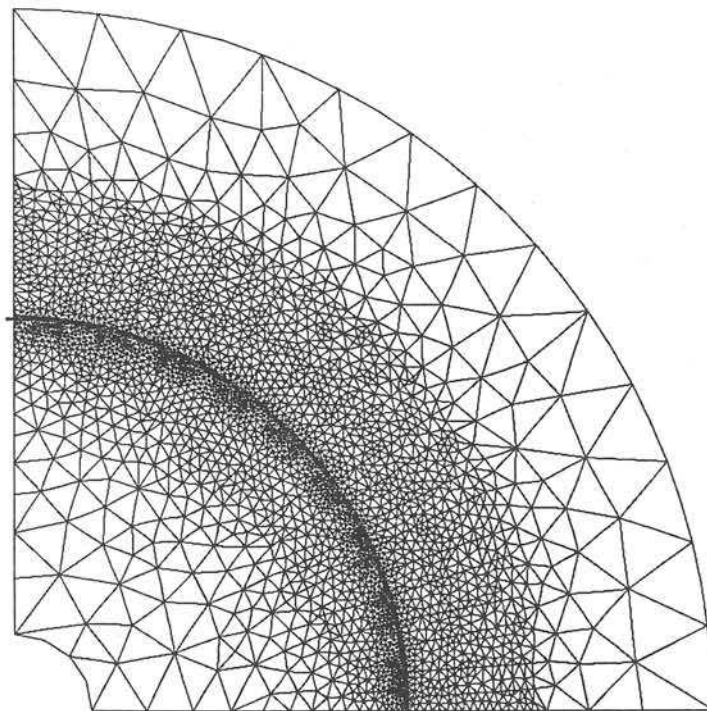


Figure II.9 : Maillage du modèle 2D

Notre modèle comporte une bande de roulement, région située dans l'entrefer qui permet de prendre en compte la rotation du rotor lors des simulations en pas à pas dans le temps. Cette région ne contient qu'une seule couche d'éléments triangulaires, et elle sera remaillée à chaque pas de rotation du rotor, alors que le maillage du rotor et du stator restera inchangé.

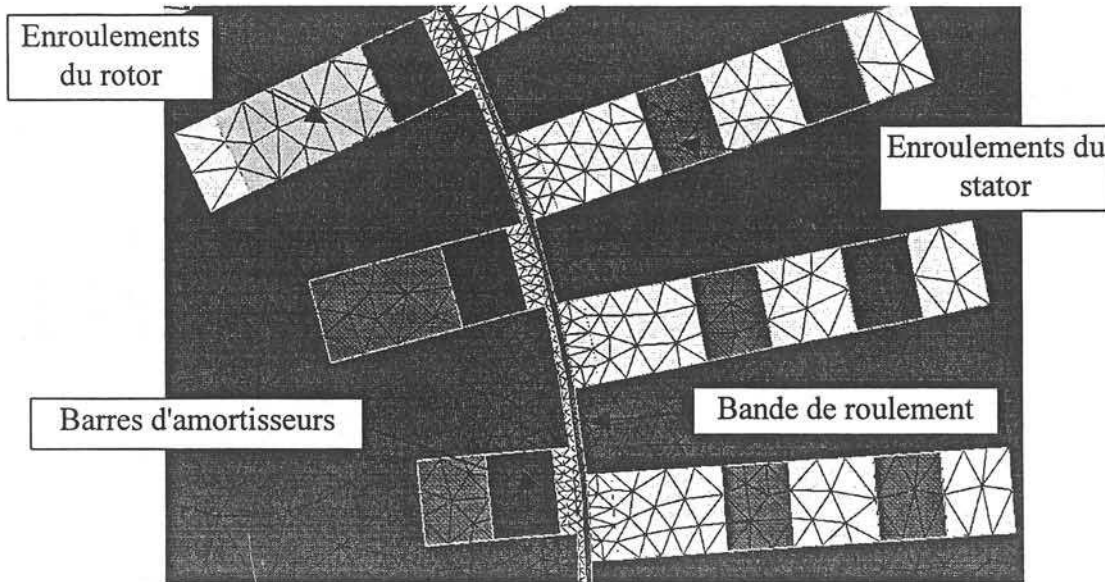


Figure II.10 : Détail du maillage du modèle 2D - Bande de roulement

Enfin, le modèle nécessite d'imposer une longueur de fer utile suivant laquelle les phénomènes électromagnétiques ayant lieu dans la machine sont exclusivement bidimensionnels. Cette longueur de fer équivalente, qui est entre autres nécessaire au calcul du flux dans les bobinages, est déterminée analytiquement en tenant compte de la présence d'événements radiaux dans le circuit magnétique ainsi que du foisonnement des paquets de tôles.

Nous avons utilisé la formule d'Arnold reprise par J.F. Heuillard [HEUILLARD], en introduisant un terme correspondant au foisonnement des tôles du circuit magnétique, qui n'était pas pris en compte initialement :

$$L_u = \frac{1}{2}(L_{us} + L_r + e) \quad (II.16)$$

où :

$$L_{us} = k_{\text{fois}}.(L_{\text{emp.}} - n_e l_e) + 1,46 (n_e + 1) e \log_{10} \left[1 + \left(\frac{\pi l_e}{2e} \right) \right] \quad (II.17)$$

et :

- L_u : longueur équivalente d'entrefer utile
- L_r : longueur active du rotor

- e : entrefer
- L_{us} : longueur équivalente utile du fer stator donnée par :
- k_{fois} : coefficient de foisonnement des tôles du circuit magnétique
- $L_{emp.}$: longueur totale de l'empilement des tôles
- n_e : nombre d'événements radiaux
- l_e : largeur des événements radiaux

Dans notre cas, le rotor est feuilleté et possède des événements radiaux sur toute sa longueur, placés aux mêmes cotes que ceux du paquet de tôles du stator. Ainsi, $L_r = L_{us}$ et la longueur la longueur utile d'entrefer L_u est donc : $L_u = L_{us} + e/2 \approx L_{us}$ soit 333mm environ.

II.3.3. Couplage avec les équations de circuit - Inductance de fuites des têtes de bobines statoriques et impédance de l'anneau de court-circuit de la cage d'amortisseur

a) Intérêt du module de couplage aux équations de circuit

Le logiciel de calcul de champ par éléments finis bidimensionnels Flux2D nous permet de coupler les phénomènes électromagnétiques à des équations de circuit représentant l'état électrique du système décrit.

Ce module permet, entre autres choses, de prendre en compte certains phénomènes 3D par l'insertion dans le circuit de composants électriques judicieusement choisis. C'est le cas, par exemple, des fuites magnétiques autour des têtes de bobines, qui peuvent être prises en compte dans une modélisation 2D par une inductance cyclique de fuites insérée dans le circuit électrique des trois phases de l'alternateur.

b) Inductances de fuites des bobinages

Ces inductances de fuites peuvent être calculées soit à l'aide d'une modélisation tridimensionnelle par éléments finis, soit par application des formules analytiques empiriques traditionnellement utilisées par les constructeurs d'alternateurs et décrites au chapitre I. Nous présentons ci-dessous une comparaison entre les valeurs de l'inductance de fuites des têtes de bobines statoriques calculées à partir des différentes méthodes détaillées dans le chapitre I :

	Liwshitz	Kostenko	Alger	Honsinger	Lawrenson	Flux3D	Valeur retenue
L_{TB} (μH) par phase	55,5	33,5	33,4	25,1	19,9	21,3	16,7

Tableau II.2 : Calcul de l'inductance de fuites des têtes de bobines de l'alternateur d'essai

Le modèle tridimensionnel utilisé pour ce calcul est celui décrit au paragraphe II.2. Il ne tient pas compte de la présence de l'écran statorique, ni de l'encombrement exact des bobinages, qui sont représentés par des inducteurs filaires. Pour être plus près de la réalité, il aurait fallu décrire notre problème avec une représentation volumiques des têtes de bobines, mais on a vu au paragraphe précédent, que cela impliquait l'utilisation du potentiel vecteur A et que cela menait donc à des problèmes trop lourds à résoudre.

La valeur retenue pour être incluse dans le modèle 2D est la valeur fournie par la formule d'Alger, utilisée par de nombreux constructeurs de machines, à laquelle on a cependant affecté le coefficient de pondération préconisé par P.J. Lawrenson pour obtenir une valeur "équivalente" en régime transitoire de cette inductance. Nous avons ainsi un circuit dont les inductances de fuites de têtes de bobines du stator ne seront pas décrites correctement en régime permanent, mais cela n'engendre qu'une très faible erreur sur les valeurs d'induction calculées car cette inductance de fuites est très faible (0,3% de l'inductance synchrone). Elle ne joue véritablement un rôle qu'en régimes transitoires.

c) Représentation de la cage d'amortisseur

Le couplage du problème électromagnétique avec des équations de circuit permet, de même, la prise en compte de la répartition tridimensionnelle des courants dans l'anneau de court-circuit de la cage d'amortisseur d'un alternateur, en représentant chaque portion de cet anneau de court-circuit située entre deux barres consécutives par une résistance en série avec une inductance :

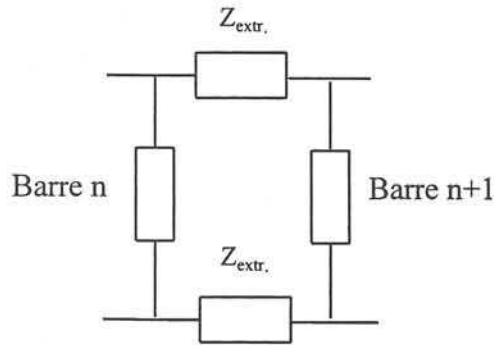


Figure II.11 : Représentation d'une portion de l'anneau de court-circuit

Le calcul de ces paramètres peut là aussi être fait à partir d'une modélisation 3D ou bien à partir de formules analytiques [TRICKEY-36], [VASSENT-90], [TAIEB-92].

Nous nous sommes contentés d'une étude tridimensionnelle du problème, en nous limitant à un modèle de la portion d'anneau située entre deux barres consécutives. Une étude complète sur un pôle aurait été nécessaire au calcul exact de la résistance de l'anneau, car les courants des développant dans l'anneau se referment sur un pôle. Nous avons cependant voulu simplifier notre problème, et avoir au moins un ordre de grandeur de la valeur de cette résistance.

Voici schématiquement la géométrie de l'anneau de court-circuit de la cage d'amortisseur de l'alternateur d'essai :

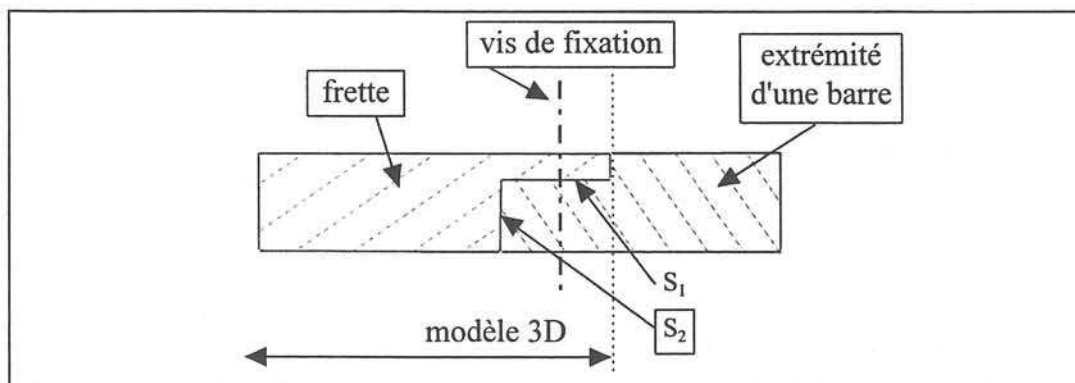


Figure II.12 : Schéma de la géométrie de l'anneau de court-circuit de la cage d'amortisseur (frette en dural et barre d'amortisseur en cuivre)

Chaque barre est fixée à son extrémité à la frette rotorique au moyen d'une vis de fixation. La résistance équivalente pour le trajet du courant dans cette région dépendra donc beaucoup de la qualité du contact entre le cuivre et l'aluminium aux surfaces d'appui mécanique.

Nous avons supposé que le contact était parfait sur toutes les surfaces de contact. Nous avons ainsi fortement sous-estimé la valeur de la résistance équivalente.

Cependant, il nous a semblé que, au vu de la configuration décrite par la figure II.12, le contact devait être presque parfait sur la surface S_1 . Cette hypothèse ne doit pas être très éloignée de la réalité. En revanche, rien ne nous assure que le contact en S_2 et surtout sur les faces latérales se fasse correctement.

Le modèle des deux extrémités des barres et de la frette est le suivant :

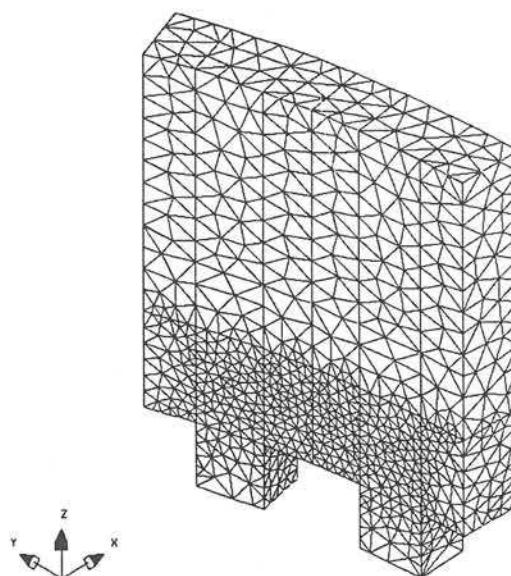
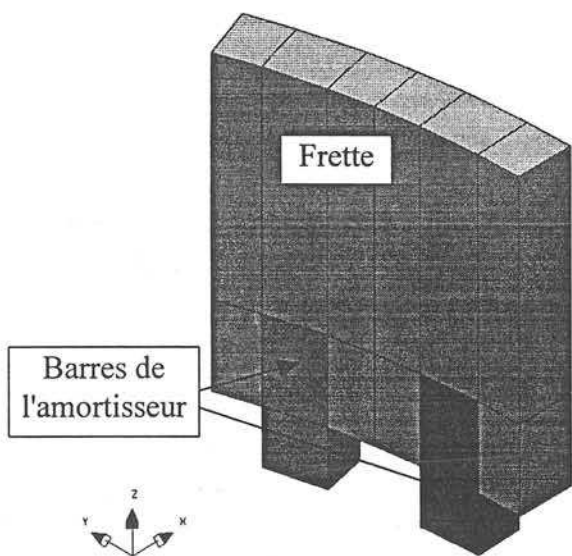


Figure II.12 : Représentation tridimensionnelle d'une portion de l'anneau de court-circuit

Figure II.13 : Maillage du modèle

La géométrie est entourée d'une boîte d'air dont les dimensions sont grandes par rapport à celles du modèle. Une condition aux limites de flux tangentiel est imposée sur les faces externes de ce volume d'air.

Nous avons tout d'abord calculé la résistance équivalente de notre modèle, puis nous avons effectué le calcul de son inductance.

Le premier calcul réalisé est un calcul électrocinétique où l'on a imposé une différence de potentiel à la base des barres ; le courant circulant entre les deux extrémités de barres est ainsi calculé, et on en déduit la valeur de la résistance équivalente de la portion d'anneau représentée.

La seconde résolution est une simulation en magnétostatique qui part du problème électrocinétique résolu précédemment : le courant résultat de la première simulation est imposé en chaque nœud. Un calcul de la coénergie magnétique sur tout le domaine donne, comme on l'a vu au chapitre I, la valeur de l'inductance équivalente.

R_a ($\mu\Omega$)	L_a (nH)
6,4	4,0

Tableau II.3 : Calcul de la résistance et de l'inductance d'anneau de la cage d'amortisseur par Flux3D

d) Exemple d'un circuit électrique couplé au problème magnétique

Enfin, l'un des principaux intérêts de l'utilisation du couplage avec un circuit électrique est de nous permettre de résoudre des problèmes de régimes transitoires tels que les courts-circuits ou les faux-couplages. On dispose en effet de composants "interrupteurs" que l'on peut insérer dans le circuit électrique représentant l'alternateur.

Voici par exemple le circuit utilisé pour la simulation d'un régime de fonctionnement à vide de l'alternateur qui peut être suivi d'un court-circuit triphasé par fermeture des trois interrupteurs situés sur les phases du stator.

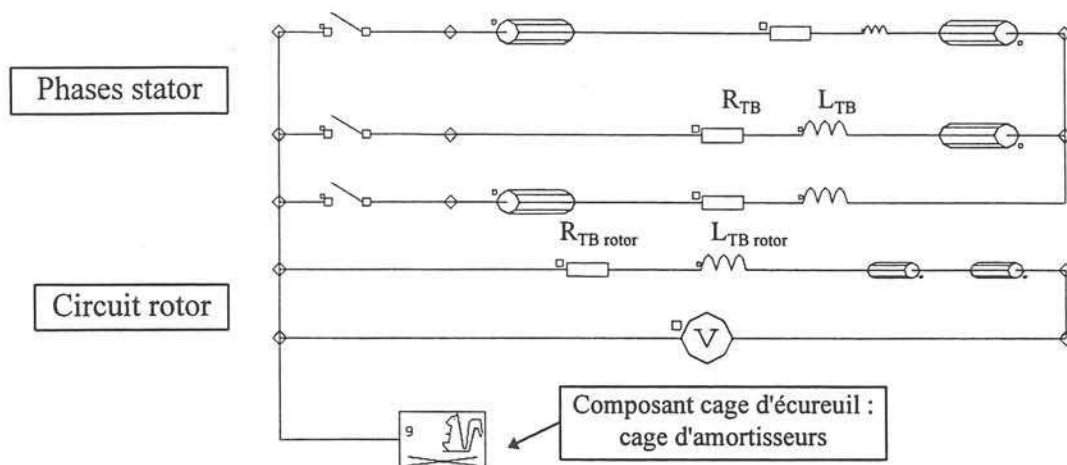


Figure II.14 : Exemple d'un circuit électrique que l'on peut coupler au problème magnétique

Les trois phases du stator sont représentées par leurs enroulements et par les composants L_{TB} et R_{TB} qui représentent la partie 3D de ces bobinages. On inclue aussi dans ces composants les résistances ou inductances éventuelles des câbles de liaison.

Le circuit rotorique, représenté lui aussi par les bobinages de l'inducteur et leurs extrémités, comporte une source de tension qui impose une tension constante aux bornes des enroulements du rotor.

Le lecteur se reportera à l'annexe 1 pour avoir le détail du circuit électrique décrivant l'alternateur d'essai ainsi que les différentes méthodes employées pour le calcul de chaque élément du circuit : analytiques, numériques ou expérimentales.

II.3.4. Conclusion sur la modélisation bidimensionnelle

Nous avons décrit dans ce paragraphe le modèle bidimensionnel d'alternateur que nous allons utiliser pour la suite de notre étude.

Ce modèle peut prendre en compte certains aspects tridimensionnels de la machine étudiée, comme l'inductance de fuites des têtes de bobines statoriques ou l'impédance de l'anneau de court-circuit de la cage d'amortisseur. Il nécessite donc une pré-étude tridimensionnelle pour déterminer avec précision ces différents paramètres.

D'autre part, ce modèle 2D a essentiellement été développé pour nous permettre de calculer les courants instantanés dans les enroulements en régimes permanents et transitoires qui serviront de données d'entrée aux problèmes tridimensionnels.

Ainsi, si une modélisation bidimensionnelle présente certains avantages en comparaison avec une étude 3D, comme celui de la rapidité de sa mise en œuvre ou bien la possibilité de coupler les phénomènes électromagnétiques avec des équations de circuit, elle n'en reste pas moins dans notre cas un complément au modèle initial qui est exclusivement tridimensionnel.

II.4. Conclusion

Nous avons présenté dans ce chapitre le modèle numérique des parties frontales d'un alternateur qui est le point de départ de notre étude. Ce modèle prend en compte certains éléments constitutifs de la région des extrémités d'un alternateur, et il nous permettra d'effectuer des simulations de régimes permanents aussi bien que transitoires. Nous avons vu que ce modèle est exclusivement tridimensionnel, mais qu'il ne peut s'affranchir d'une étude bidimensionnelle menée en parallèle.

L'objet de notre travail étant la validation d'un modèle numérique des extrémités d'alternateurs par une étude expérimentale, nous avons conçu un banc d'essai d'alternateur, qui nous a permis d'avoir une grande maîtrise des paramètres d'un alternateur que l'on a soumis à de nombreux essais.

CHAPITRE III

BANC D'ESSAI D'UN ALTERNATEUR POUR LA VALIDATION DES CALCULS ELECTROMAGNETIQUES

III.1. Introduction

Nous avons présenté, au chapitre précédent, le modèle numérique tridimensionnel des parties frontales d'alternateurs que nous avons réalisé, ainsi que la modélisation bidimensionnelle de la partie droite du circuit magnétique. Cette dernière modélisation est nécessaire au calcul des courants qui interviendront dans notre problème 3D. Les résultats fournis par ces modèles seront comparés à des données expérimentales issues d'essais sur un alternateur. Cette étude comparative sera faite pour des régimes *permanents* aussi bien que *transitoires*, et sur des grandeurs électriques *globales* de type tensions et courants aussi bien que sur des valeurs *locales* de l'induction magnétique.

C'est pourquoi nous avons conçu une machine synchrone et son banc d'essai, dédié à l'étude électromagnétique des parties frontales d'alternateur en régimes de fonctionnement divers allant du régime permanent à vide aux régimes transitoires les plus contraignants, tels que les essais de courts-circuits brusques et les faux-couplages à 120 et 180 degrés sur le réseau.

Cette machine synchrone a été construite suivant des critères précis pour nous permettre de représenter certains phénomènes électromagnétiques des extrémités des turboalternateurs.

Dans ce chapitre, nous présenterons cet alternateur d'essai en montrant ses spécificités, puis nous décrirons le banc d'essai de l'alternateur, en exposant ses fonctionnalités et les essais qu'il nous permettra de réaliser.

III.2. Conception de l'alternateur d'essai

III.2.1. Démarche adoptée pour la construction de l'alternateur

Il est bon de rappeler ici que notre objectif est l'étude du comportement électromagnétique des parties frontales des turboalternateurs. Nous avons donc conçu un alternateur qui nous permette non seulement de représenter certains phénomènes électromagnétiques propres aux grands alternateurs, mais aussi de rester fidèle à la topologie des extrémités des turboalternateurs.

Le lecteur comprendra aisément qu'une représentation complète à échelle réduite d'un turboalternateur n'est pas possible ; il nous a donc fallu faire des choix de dimensionnement. C'est ainsi que nos principaux critères de conception furent d'une part des critères géométriques dans les parties frontales, et d'autre part des critères électromagnétiques dans la partie droite de la machine.

Le dimensionnement électromagnétique de l'alternateur a été réalisé à l'aide du modèle par éléments finis bidimensionnels présenté au chapitre précédent, et suivant des méthodes que nous exposerons en détail au cours de ce chapitre.

Il était par ailleurs important, pour dimensionner correctement le banc d'essai de l'alternateur, de connaître les ordres de grandeur des pointes de courant maximales pouvant se produire durant les essais de régimes transitoires les plus contraignants. Nous avons choisi de procéder à des calculs analytiques et à des simulations numériques avec Flux2D de ces régimes transitoires. Les modèles numériques que nous avons employés sont ceux du chapitre II. Sachant que l'alternateur était en cours de fabrication, nous avons dû faire quelques approximations et quelques hypothèses sur la géométrie pour mener nos calculs de dimensionnement.

Enfin, pour exploiter au mieux les essais que nous allons effectuer, nous avons porté un soin particulier à l'instrumentation des parties frontales de l'alternateur, où nous avons installé une cinquantaine de capteurs de flux, judicieusement répartis et soigneusement repérés.

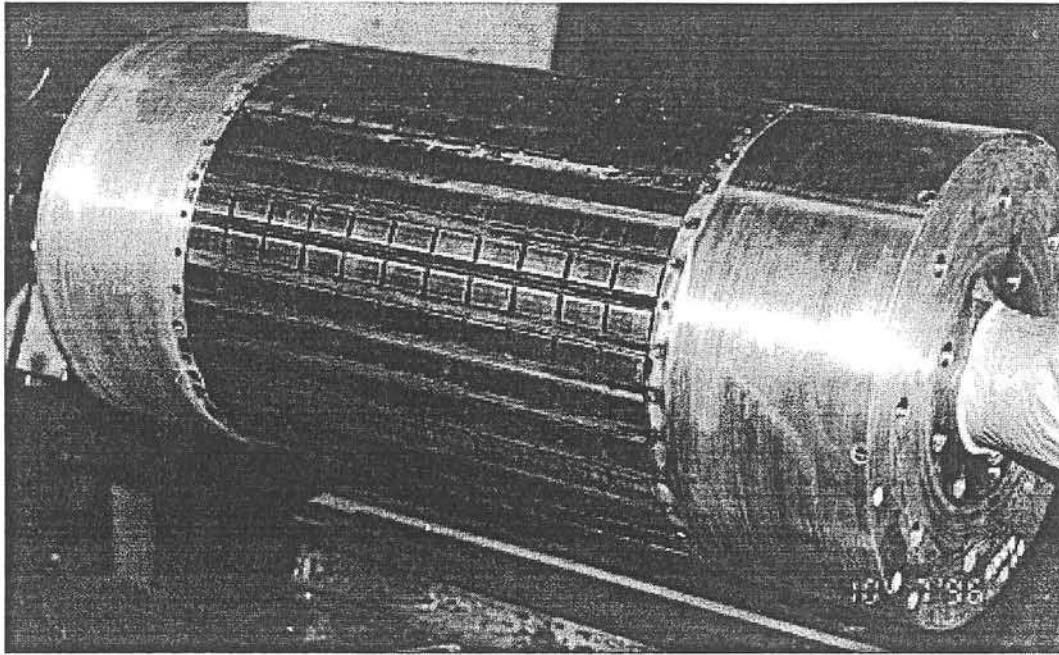


Figure III.2 : Rotor de l'alternateur - Vue prise sur le site de fabrication

III.2.4. Niveaux d'induction dans l'entrefer

Nous avons fixé comme premier critère de dimensionnement de l'alternateur d'essai le niveau maximal d'induction que l'on pourrait obtenir en fonctionnement à vide dans son entrefer. Dans un turboalternateur, les valeurs crêtes de l'induction dans l'entrefer pour un régime nominal à vide sont de l'ordre de 1T. La principale motivation nous ayant conduit à la définition de ce critère était l'obtention de flux de fuites au niveau des têtes de bobines du stator qui soient suffisamment importants pour que l'on puisse les observer aisément.

Il s'est avéré ici très difficile de concilier les exigences géométriques et électromagnétiques. La forme des développantes du stator nous imposant d'avoir des bobines préformées, les encoches du stator devaient impérativement être ouvertes, ce qui conduit à des valeurs d'induction dans l'entrefer relativement faibles. De même, nous avons convenu de garder des encoches ouvertes au rotor, comme c'est le cas pour les rotors des turboalternateurs.

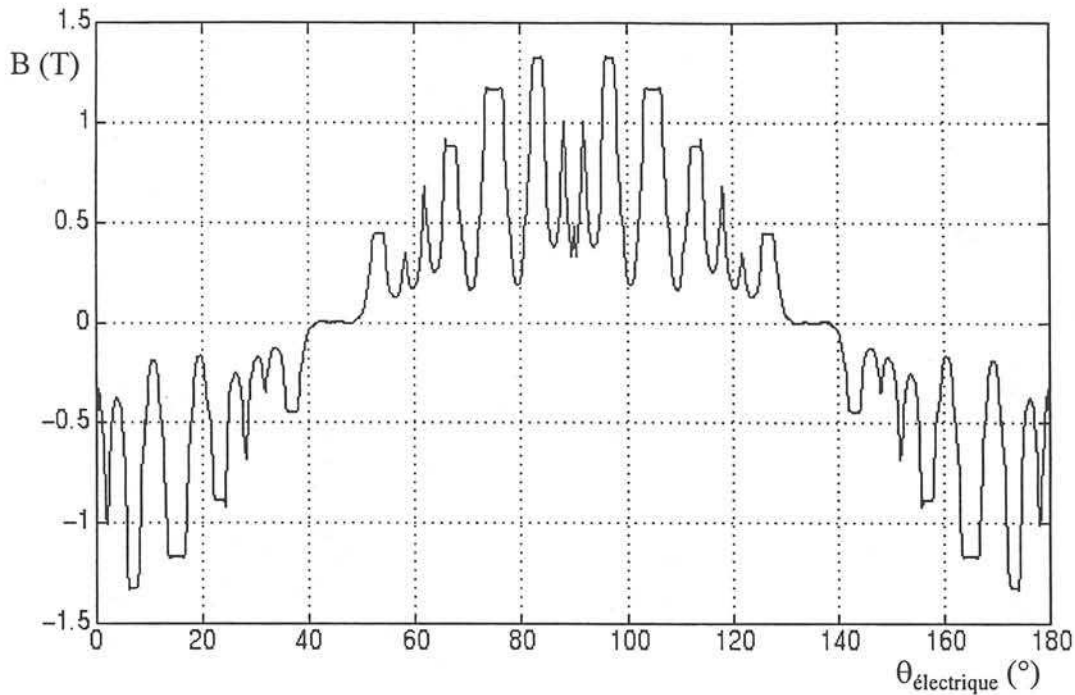


Figure III.3 : Induction dans l'entrefer pour un régime à vide ($I_f = 10A$)

L'encochage du circuit magnétique impose à l'induction dans l'entrefer de l'alternateur un fort taux d'harmoniques d'espace, cependant déjà diminué grâce au raccourcissement du pas du bobinage. Dans le cas des turboalternateurs, les encoches sont aussi des encoches ouvertes, mais leur ouverture reste faible par rapport à la largeur des dents. Les grands alternateurs ont ainsi une induction dans l'entrefer beaucoup plus lisse que celle de l'alternateur d'essai.

L'emploi de cales magnétiques avait été envisagé pendant la conception de l'alternateur, ce qui aurait permis d'obtenir une induction à la fois plus élevée et plus lisse dans l'entrefer. Cette solution technologique n'a cependant pas été retenue en raison de problèmes d'approvisionnement de ces matériaux.

Nous avons donc été amenés à faire des compromis sur certaines grandeurs électromagnétiques. Si les valeurs d'induction ont dû être revues à la baisse, nous allons voir au paragraphe suivant qu'il en a été de même pour les valeurs des réactances et constantes de temps transitoires et subtransitoires.

En revanche le circuit magnétique du rotor est feuilleté, et non massif comme pour les alternateurs de grandes puissances. Nous souhaitons, en effet, que des courants induits puissent se développer dans l'alternateur uniquement dans des parties massives conductrices et non magnétiques. Le feuilletage du circuit magnétique du rotor nous permet ainsi de nous affranchir des phénomènes de courants induits dans le rotor massif.

Ce découplage que nous avons volontairement introduit entre les phénomènes électromagnétiques liés, d'une part, à la saturation des matériaux magnétiques, et d'autre part, aux courants induits dans les matériaux conducteurs n'est pas présent dans les turboalternateurs, mais il facilite notre étude.

On distingue sur la figure III.1 la présence de l'écran sur les dernières tôles du stator, ainsi que la forme très particulière des têtes de bobines de l'enroulement du stator. La figure III.2 nous montre le rotor qui est fretté à ses deux extrémités.

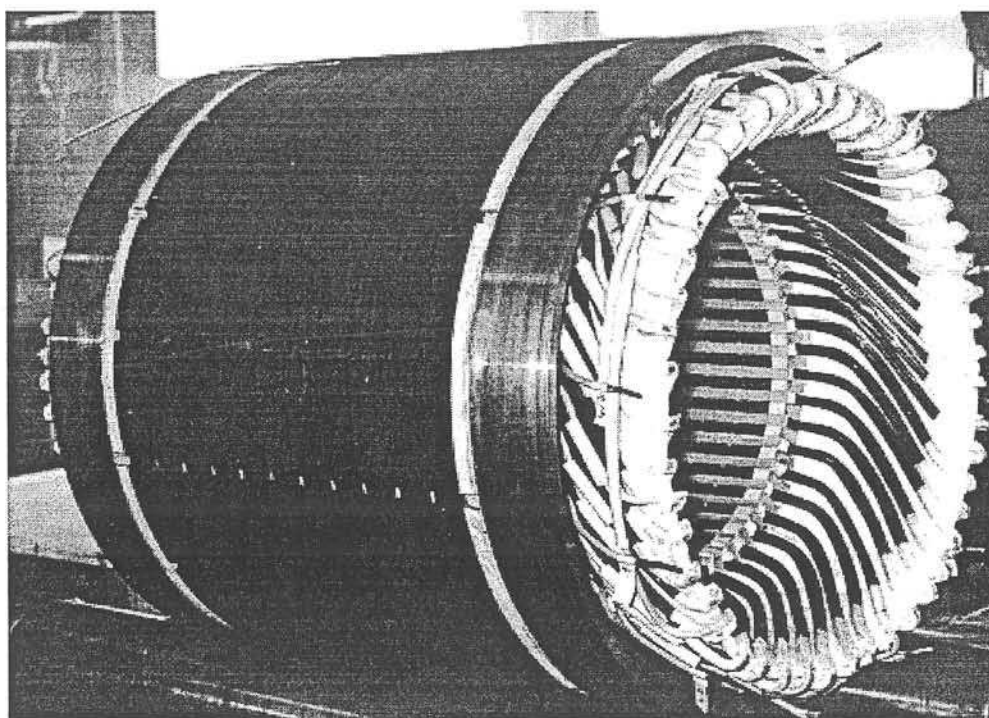


Figure III.1 : Stator de l'alternateur - Vue prise sur le site de fabrication

III.2.2. Description de l'alternateur d'essai

Il s'agit d'une machine synchrone quatre pôles à entrefer lisse, dont les principales caractéristiques électriques sont les suivantes :

- Puissance apparente nominale :	$S_n = 26,7 \text{ kVA}$
- Tension nominale entre phases (U_{eff}) :	$U_n = 220 \text{ V}$
- Courant nominal :	$I_n = 70 \text{ A}$
- Facteur de puissance nominal :	$\cos\varphi = 0,8$
- Fréquence :	$f = 50 \text{ Hz}$
- Vitesse de rotation :	$\omega_n = 1500 \text{ tr/mn}$
- Couplage :	étoile

Le diamètre de l'alésage du stator est de 310 mm, et l'entrefer de l'alternateur est de 1,5 mm. Le circuit magnétique comporte 48 encoches ouvertes au stator, et 36 au rotor. Le bobinage de l'alternateur est raccourci de 5/6. Les schémas de bobinage du rotor et du stator de l'alternateur sont regroupés dans l'annexe 2, et une description détaillée de la géométrie de sa partie droite est exposée dans l'annexe 3.

L'alternateur dispose enfin d'une cage d'amortisseur au rotor comportant 36 barres de cuivre.

III.2.3. Géométrie des extrémités de l'alternateur

Cet alternateur présente, dans la région de ses extrémités, certaines des caractéristiques géométriques d'un turboalternateur. Une attention particulière a en effet été portée à la forme des têtes de bobines du stator, qui sont en panier de développantes, comme dans les turboalternateurs.

De plus, nous avons gardé les principaux éléments constitutifs des parties frontales des turboalternateurs qui interviennent dans les phénomènes électromagnétiques ayant lieu dans ces régions. L'alternateur d'essai possède ainsi un écran statorique en cuivre, ainsi qu'une frette amagnétique conductrice au rotor.

III.2.5. Réactances synchrone, transitoire et subtransitoire

Cet alternateur sera soumis à de nombreux régimes transitoires de courts-circuits et de faux-couplages. Il a donc été nécessaire de concevoir l'alternateur et son banc d'essai pour qu'ils supportent les contraintes électriques et mécaniques induites par ces régimes. En particulier, le dimensionnement mécanique de l'alternateur a été effectué à partir des contraintes de couple maximal survenant lors du faux-couplage à 120° , et le dimensionnement électrique du banc a été réalisé à partir des valeurs maximales des courants atteintes lors des essais de faux-couplages à 180° .

Nous avons ainsi été amenés à étudier les régimes transitoires des turboalternateurs, pour d'une part, essayer de nous en approcher, et d'autre part, pour quantifier les contraintes électriques et mécaniques maximales qui s'exerceront sur le banc d'essai et l'alternateur. C'est ainsi que nous avons fixé des critères de dimensionnement concernant les valeurs des réactances et des constantes de temps transitoires et subtransitoires.

Notre étude a été menée en parallèle de la construction de l'alternateur. Les modèles à partir desquels nous avons travaillé étaient donc des modèles approchés. Nous détaillerons les approximations que nous avons faites, et nous en évaluerons à chaque fois les conséquences.

a) Grandeurs caractéristiques des turboalternateurs

Les grandeurs caractérisant les régimes transitoires des alternateurs ont déjà été introduites au chapitre I. Il s'agit principalement des réactances et des constantes de temps transitoires et subtransitoires. Ce sont ces constantes de temps qui déterminent la rapidité des variations des phénomènes transitoires ou subtransitoires, et les réactances fixent les amplitudes des courants de défaut.

Dans le cas des turboalternateurs, les valeurs des réactances transitoire et subtransitoire sont définies en régime "saturé" et "non saturé". Les premières études à vide de notre alternateur nous ayant montré que son fonctionnement était très linéaire, nous avons restreint notre critère sur les réactances transitoire et subtransitoire à leurs valeurs définies en régime non saturé.

Le tableau III.1 présente les ordres de grandeur de ces réactances et constantes de temps pour les turboalternateurs :

X_d (%)	X'_d (%)	X''_d (%)	T'_d (s)	T''_d (s)
150-250	20-35	15-25	1-1,5	0,02-0,05

Tableau III.1 : Grandeurs caractéristiques des turboalternateurs

Valeurs tirées de l'ouvrage de P. Barret sur les régimes transitoires [BARRET-82]

Les phénomènes les plus rapides, qui sont les phénomènes subtransitoires, ont donc une constante de temps de l'ordre de 40 ms. Ils sont ainsi bien distincts des phénomènes transitoires, qui interviennent après le régime subtransitoire, et dont les variations sont beaucoup plus lentes.

Nous avons cherché à obtenir un découplage similaire des régimes subtransitoire et transitoire dans notre alternateur d'essai, afin de rester proche du comportement des turboalternateurs en régimes transitoires. Ce découplage a de plus l'intérêt de faciliter l'analyse des essais de courts-circuits et de faux-couplages que nous allons effectuer. Nous verrons cependant dans les paragraphes suivants que la difficulté de représenter correctement la cage d'amortisseurs de l'alternateur nous a empêché de pouvoir déterminer X''_d et T''_d avec précision, et donc de remplir totalement ce critère.

La connaissance des diverses réactances de la machine est, quant à elle, nécessaire à la détermination des niveaux de contrainte lors des régimes de défaut. Rappelons que le courant maximal susceptible d'être généré dans les enroulements de l'induit d'un turboalternateur lors d'un faux-couplage à 180° est donné par :

$$I_{\max} = 4E/X''_d \quad (\text{III.1})$$

où E est la valeur crête de la tension simple du réseau sur lequel on couple l'alternateur.

Il est donc important que cette réactance soit suffisamment grande pour diminuer les contraintes électriques sur l'alternateur.

Nous allons nous attacher prioritairement au calcul des réactances caractéristiques de l'alternateur. Le découplage souhaité des constantes de temps est en effet une conséquence du

découplage des réactances transitoire et subtransitoire : si ces deux réactances sont proches, les régimes transitoire et subtransitoire seront pratiquement confondus. Nous effectuerons tout de même le calcul de T'_d pour vérifier que les variations temporelles des phénomènes transitoires ne seront pas trop rapides, nous permettant ainsi une exploitation facile des essais.

b) Principe du calcul des réactances

Dans les trois paragraphes suivants, nous utiliserons des résultats extraits du mémoire de thèse de S. Nabeta [NABETA-94] pour réaliser le calcul des réactances synchrone, transitoire et subtransitoire de l'alternateur d'essai. Nous nous proposons donc de décrire dans un premier temps sa méthode de calcul.

S. Nabeta s'inspire de l'essai d'application à l'arrêt d'une tension de fréquence variable décrit par la norme IEEE [IEEE-87], qui permet l'obtention de la caractéristique de réponse en fréquence d'une machine synchrone.

Dans cet essai, l'enroulement d'excitation est en court-circuit et le rotor est à l'arrêt, dans une position qui permet à l'axe d d'être colinéaire avec l'axe d'une phase. Le même essai peut être réalisé dans l'axe q, si l'on recherche la caractéristique de la machine suivant son axe en quadrature. Une tension de fréquence variable de quelques mHz à quelques centaines de Hz amplifiée à 1V est ensuite appliquée aux bornes de l'induit de manière à créer un champ pulsant dans l'axe d (ou l'axe q) :

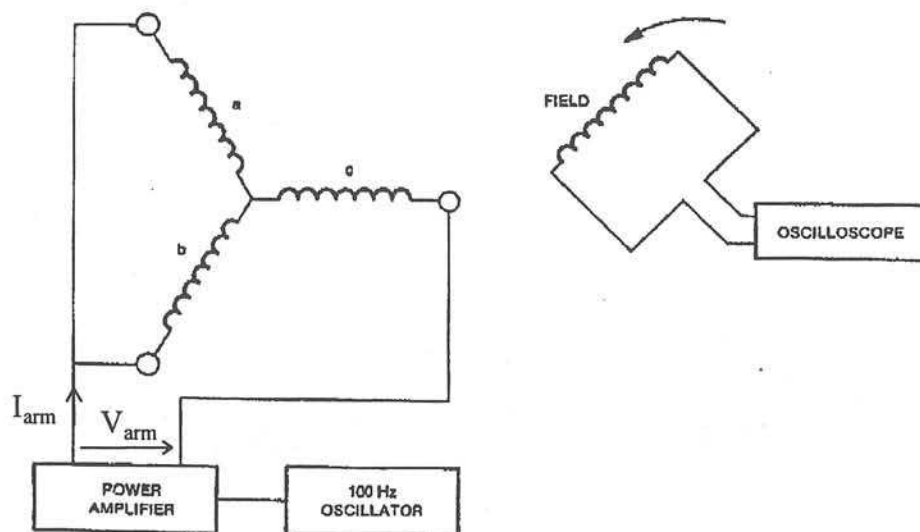


Figure III.4 : Schéma électrique pour l'essai SSFR (emprunté à la norme IEEE [IEEE-87])

La caractéristique de réponse en fréquence est le diagramme de Bode de l'inductance opérationnelle $L_d(p)$ définie par :

$$Z_d(p) = \frac{2}{3} Z_{arm}(p) = R_a + 2\pi p L_d(p) \quad (III.2)$$

où $p = jf$, f est la fréquence des phénomènes, R_a la résistance de phase de l'induit, et $Z_{arm} = V_{arm}/I_{arm}$.

Nous avons par ailleurs introduit, au chapitre I, l'expression de $L_d(p)$ en fonction des constantes de temps caractéristiques des régimes transitoires et de l'inductance synchrone d'axe direct :

$$L_d(p) = L_d \frac{(1 + T'_d p)(1 + T''_d p)}{(1 + T'_{d0} p)(1 + T''_{d0} p)} \quad (III.3)$$

où : - $p = jf$
 - f : fréquence des phénomènes

Cette équation permet de déterminer le diagramme de Bode asymptotique de $L_d(jf)$:

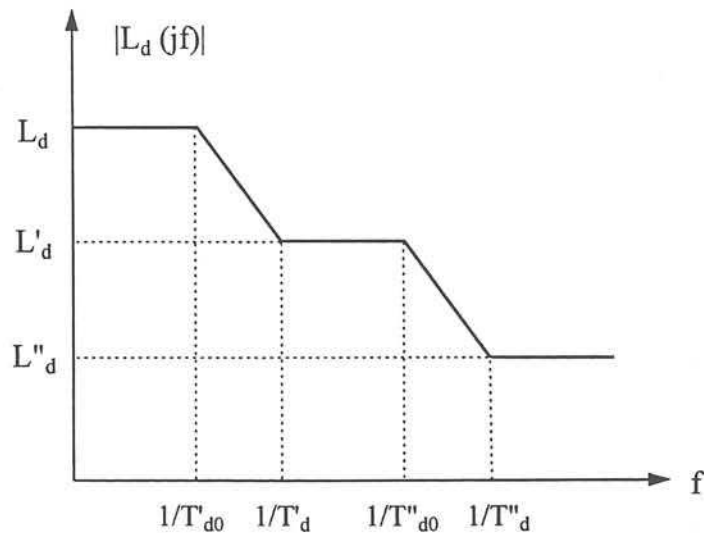


Figure III.5 : Diagramme de Bode asymptotique de l'inductance opérationnelle $L_d(p)$

A titre indicatif, la figure III.6 décrit l'allure classique de l'inductance opérationnelle d'une machine synchrone fournie par la norme IEEE. On remarque que les paliers ne sont pas très marqués :

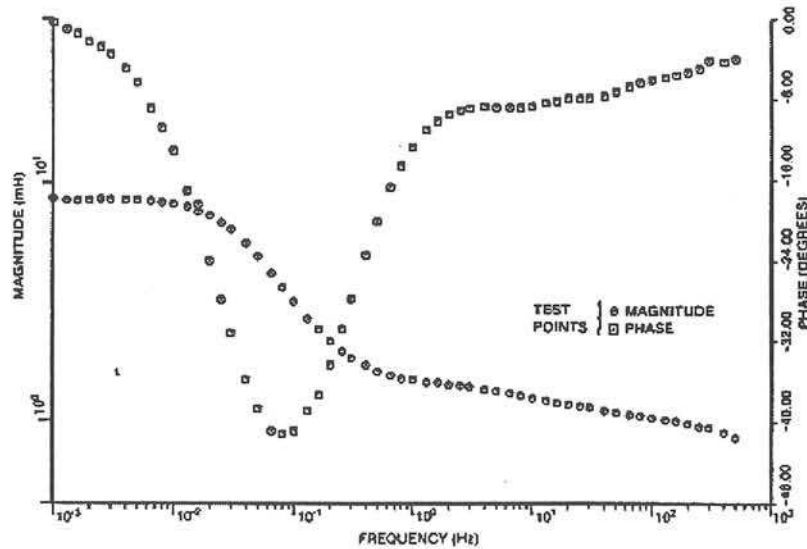


Figure III.6 : Diagramme de Bode de l'inductance opérationnelle $L_d(p)$
 Figure empruntée à la norme IEEE [IEEE-87]

L'équation (III.2) et son diagramme de Bode asymptotique (figure III.6) expliquent en grande partie la démarche de S. Nabeta.

En effet, chaque domaine fréquentiel correspond à l'une des réactances que l'on souhaite déterminer :

- lorsque f tend vers 0 : $L_d(p) \approx L_d$,
- lorsque f est compris entre $1/T'_d$ et $1/T''_{d0}$: $L_d(p) \approx L'_d$,
- enfin, lorsque f tend vers l'infini : $L_d(p) \approx L''_d$.

S. Nabeta effectue donc trois simulations par éléments finis distinctes qui reproduisent chacune l'essai SSFR dans chacun de ces trois domaines de fréquence.

c) Réactance synchrone

La réactance synchrone intervient dans le régime de court-circuit permanent. Nous souhaitons que sa valeur soit proche de celle d'un turboalternateur.

Nous avons vu au paragraphe précédent que cette réactance correspondait à la valeur de la réactance opérationnelle aux faibles pulsations. Ainsi, le calcul de la réactance synchrone de l'alternateur se fait-il à partir d'une simulation numérique bidimensionnelle en utilisant le module de calcul magnétostatique linéaire, et en positionnant le rotor de façon à aligner le flux résultant du stator dans l'axe d de l'alternateur.

Nous imposons, par ailleurs, un courant nul dans l'enroulement d'excitation, pour ne pas avoir de couplage entre l'enroulement d'induit et l'enroulement du rotor.

La réactance synchrone est déduite de cette simulation par le calcul de la réactance de phase de l'induit, auquel on ajoute la réactance de fuites des extrémités calculée au chapitre II :

$$X_d = X_{\text{phase}} + X_{\text{TB}} \quad (\text{III.4})$$

La valeur de la réactance synchrone de notre alternateur obtenue par simulation s'élève à 3,71 Ω , soit 178 % en valeur réduite.

d) Réactance transitoire X'_d

D'après la méthode exposée au paragraphe b), la réactance transitoire X'_d est la valeur asymptotique de la réactance opérationnelle dans le domaine fréquentiel $1/T'_d < f < 1/T''_{d0}$. Sa valeur peut donc être approchée en réalisant une simulation de l'essai de réponse en fréquence avec rotor à l'arrêt à une fréquence voisine mais supérieure à l'inverse de la constante de temps transitoire.

La simulation numérique est réalisée avec le module de magnétodynamique linéaire du logiciel Flux2D. Les enroulements de l'induit sont alimentés par un champ pulsant de fréquence donnée, aligné avec l'axe d du rotor. La fréquence utilisée pour cette simulation devant être supérieure à $1/T'_d$, nous avons retenu la valeur de 50 Hz, qui permet d'assurer cette condition pour des valeurs classiques des constantes de temps transitoires des alternateurs.

Le modèle numérique bidimensionnel du circuit magnétique est couplé avec un circuit électrique qui représente les enroulements du rotor et du stator ainsi que leurs inductances et

résistances d'extrémité L_{TB} et R_{TB} . La cage d'amortisseur n'est pas prise en compte, car son influence est faible dans ces domaines de fréquence.

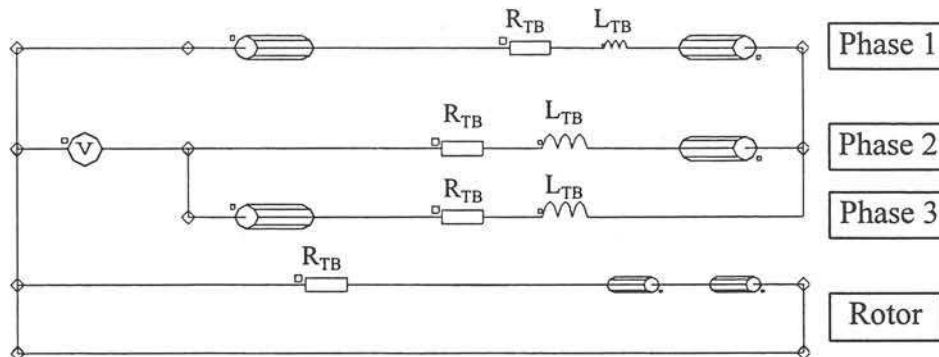


Figure III.7 : Circuit électrique utilisé pour le calcul de X'_d

La principale hypothèse que nous avons faite ici est relative au circuit de l'inducteur. Nous avons en effet négligé l'inductance de fuites des extrémités des bobinages du rotor, par manque d'informations suffisantes pour la déterminer, ces calculs ayant été menés au moment de la conception de l'alternateur.

Cette approximation revient à sous-estimer les réactances que nous allons calculer, et ainsi à majorer les courants transitoires de la machine. Ce facteur n'est donc pas bloquant pour notre dimensionnement, car nous cherchons ici à déterminer les contraintes maximales sur l'alternateur, et cette imprécision de nos premiers modèles a pour conséquence de majorer ces contraintes maximales.

Enfin, nous avons déduit de notre résultat de calcul de X'_d la constante de temps transitoire T'_d de l'alternateur :

$$X'_d = X_d \frac{T'_d}{T'_{d0}} \quad (\text{III.5})$$

où :

- $T'_{d0} = \frac{L_f}{r_f}$
- L_f : inductance propre du circuit d'excitation (H)
- r_f : résistance de l'enroulement d'excitation (Ω)

Cela nous a permis de vérifier a posteriori que la fréquence de simulation était choisie correctement. En effet, nous avons obtenu une constante de temps transitoire de l'ordre de 20 ms, et $1/T'_d \approx 50$ Hz.

En revanche, cette valeur est faible par rapport à celle des turboalternateurs, ce qui signifie que les régimes transitoires de l'alternateur seront extrêmement rapides. Nous verrons au chapitre IV que certaines méthodes d'étude des régimes transitoires, de courts-circuits notamment, permettent de s'affranchir des problèmes de faibles constantes de temps et de variations très rapides des phénomènes électromagnétiques.

e) Réactance subtransitoire

La réactance subtransitoire est la valeur limite de la réactance opérationnelle lorsque la fréquence des phénomènes tend vers l'infini. La simulation numérique est donc identique à celle du paragraphe précédent, à ceci près que la fréquence de la tension appliquée au stator doit être choisie plus élevée, supérieure à $1/T''_d$. Nous avons fixé cette valeur à 300 Hz, qui est supérieure à l'inverse des constantes de temps subtransitoires classiques des turboalternateurs. Une rapide étude paramétrique sur le modèle de l'alternateur a de plus montré la quasi-invariance de X''_d en fonction de la fréquence à partir de 300 Hz.

La cage d'amortisseur, qui ne joue un rôle qu'aux fréquences élevées, est prise en compte dans cette simulation, à la fois dans le modèle magnétique et dans le circuit :

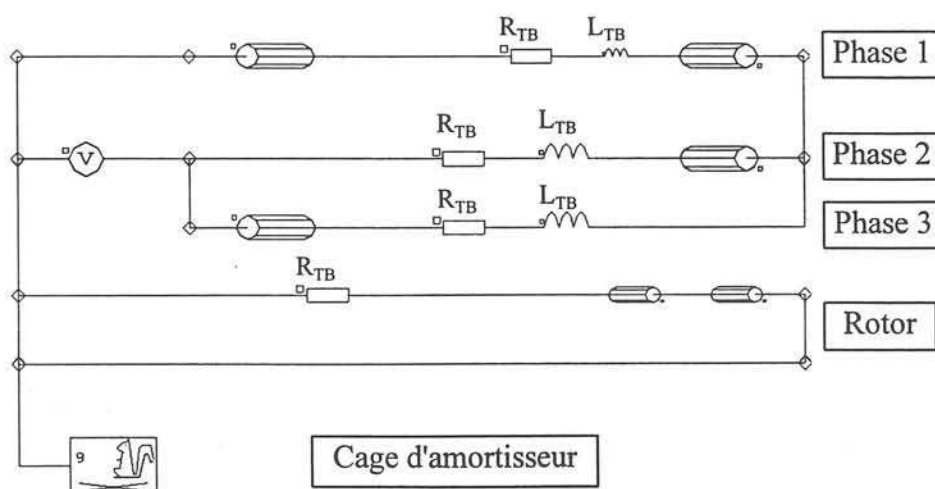


Figure III.8 : Circuit électrique utilisé pour le calcul de X''_d

Ne disposant pas de toutes les données constructeur de l'anneau de la cage d'amortisseur lors des calculs de dimensionnement, nous nous sommes mis, cette fois encore, dans une situation défavorable : celle où l'amortisseur ne joue aucun rôle, ou presque. Nous avons ainsi choisi comme valeurs de la résistance et de l'inductance d'anneau (voir le chapitre I pour ces définitions) les valeurs suivantes :

$$R_a = 10 \text{ m}\Omega$$

$$L_a = 0.1 \text{ mH}$$

La résistance d'anneau est alors grande par rapport à la résistance d'une barre, qui est environ de $0,1\text{m}\Omega$.

Le choix de l'inductance d'anneau L_a s'est opéré par étude paramétrique de ce terme. Nous avons remarqué une invariance de la valeur de X''_d en fonction de ce terme, ce qui s'explique par le fait que la valeur de R_a choisie met les barres de la cage pratiquement en circuit ouvert.

Nous sous-estimions ainsi une seconde fois, après l'approximation faite sur la valeur de l'inductance de fuites des têtes de bobines du rotor, la valeur de cette réactance, ce qui revient à nous placer dans le cas le plus critique.

Nous exposerons au chapitre IV une étude paramétrique des régimes transitoires de courts-circuits de l'alternateur en fonction des paramètres de l'anneau de court-circuit de la cage d'amortisseur. Nous verrons alors que nos hypothèses de départ sur les extrémités de la cage étaient proches de la réalité.

- f) Synthèse des grandeurs obtenues par simulation - Comparaison avec les grandeurs de référence des turboalternateurs

Les simulations effectuées à l'aide des modèles décrits dans les paragraphes précédents nous ont permis d'obtenir des valeurs approchées des différentes réactances :

	x_d (%)	x'_d (%)	x''_d (%)
turboalternateur	150-250	20-35	15-25
alternateur d'essai	178	10,4	8,3

Tableau III.2 : Réactances caractéristiques

Nous avons procédé par étapes successives en modifiant, dans nos modèles numériques, la position de l'entrefer, les dimensions des encoches ou la position des conducteurs dans celles-ci pour arriver à des niveaux de fuites magnétiques en régimes transitoires suffisants pour limiter les pointes de courant.

Les valeurs que nous obtenons finalement diffèrent sensiblement de celles des turboalternateurs, surtout dans le cas des réactances transitoire et subtransitoire. Nous avons cependant vu que l'hypothèse que nous avons faite sur l'inductance de fuites des têtes de bobines de l'enroulement d'excitation impliquait une minoration de la valeur de X'_d . De même, les incertitudes sur les paramètres de l'anneau de court-circuit de la cage d'amortisseur nous ont conduit à calculer une valeur minorée de X''_d .

D'autre part, il faut rappeler que la méthode développée par S. Nabeta est fondée sur l'approximation de l'inductance opérationnelle par ses asymptotes dans le domaine fréquentiel. Il ne s'agit donc pas de valeurs précises mais de premières approximations de ces réactances, qui étaient suffisantes dans notre cas pour dimensionner l'alternateur et son banc d'essai.

Enfin, les constantes de temps transitoire et subtransitoire ne seront pas non plus de l'ordre de grandeur de celles d'un turboalternateur, mais nous verrons au chapitre suivant qu'il ne s'agit pas d'un point bloquant pour l'exploitation de nos essais.

Nous déterminerons ces grandeurs avec plus de précision au chapitre IV, en nous appuyant sur des résultats d'essais notamment, et des méthodes de calcul numériques et analytiques.

III.2.6. Conclusion

Les dimensions finales retenues pour l'alternateur sont celles qui offrent le meilleur compromis entre, d'une part, les critères géométriques concernant les parties frontales, et d'autre part, les critères électromagnétiques.

Le principal obstacle à la réalisation des critères électromagnétiques fut la forme des encoches au stator, qui, étant ouvertes, ont imposé un faible niveau d'induction dans l'entrefer, et de faibles valeurs de réactances de fuites. Nous aurions obtenu des réactances transitoire et

subtransitoire supérieures en ayant des isthmes d'encoches au stator, mais cela n'était pas envisageable avec des bobines préformées au stator.

Cette étude, qui nous a fourni des premières valeurs de courants maximaux de faux-couplages dans les enroulements ainsi que des valeurs maximales de couple électromagnétique transitoire, nous a donc permis de dimensionner à la fois l'alternateur et son banc d'essai, afin qu'ils supportent les régimes transitoires auxquels nous allons les soumettre.

III.3. Instrumentation des parties frontales de l'alternateur en vue d'une validation des calculs de champ

Pour compléter la description de l'alternateur d'essai, nous allons maintenant exposer son instrumentation.

Nous souhaitons pouvoir mesurer à la fois un certain nombre de grandeurs électriques globales, ainsi que des relevés locaux d'induction, aux extrémités de la machine et dans le circuit magnétique statorique. Ces grandeurs devront être accessibles lors de régimes de fonctionnement très différents allant du régime permanent au régime transitoire le plus contraignant, comme le faux-couplage sur le réseau. Il a donc été nécessaire de prévoir une instrumentation à plusieurs niveaux.

L'alternateur est ainsi instrumenté dans ses circuits de puissance (circuits d'induit et d'excitation) à l'aide de capteurs LEM à effet Hall, dont nous verrons le détail au paragraphe III.4. Il est, de plus, instrumenté dans la région de ses parties frontales à l'aide de capteurs de flux disposés sur certaines développantes statoriques ainsi qu'en différents endroits du circuit magnétique et de l'écran amortisseur de flux.

Nous allons décrire ces capteurs d'induction magnétique, ainsi que leurs emplacements, dans les paragraphes suivants.

III.3.1. Description des capteurs de flux utilisés

Les mesures d'induction sont principalement effectuées à l'aide de bobines de mesure de 6,2 mm de diamètre moyen, comportant 30 spires concentriques en fil émaillé de 2/10 mm :

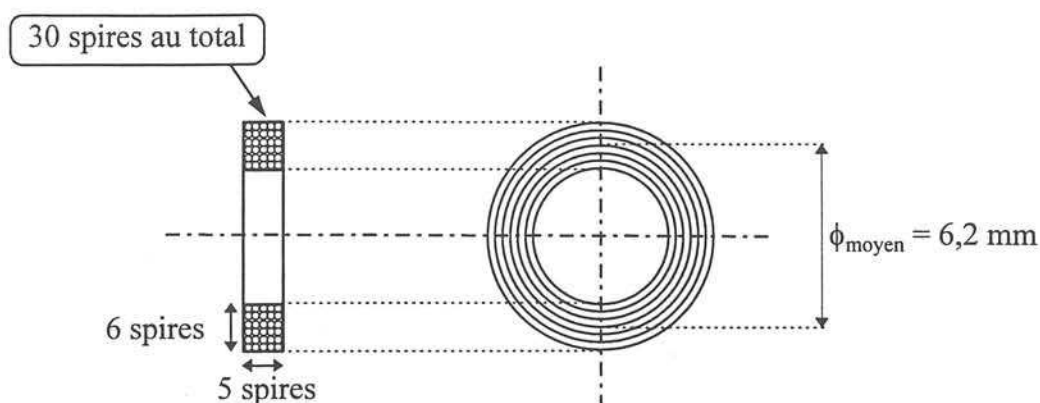


Figure III.9 : Bobines de mesure d'induction

Ces capteurs de flux sont placés en différents endroits d'une seule extrémité de l'alternateur.

Les signaux délivrés par ces capteurs seront des signaux de très faible niveau (de quelques mV à quelques dizaines de mV seulement). Pour fournir une mesure ponctuelle de l'induction, l'encombrement de ces bobines devait être limité. Cela a imposé l'utilisation d'un nombre restreint de spires sur un faible diamètre, et a ainsi conduit à des très faibles valeurs de tensions induites aux bornes de ces capteurs.

Des amplificateurs d'isolement seront donc utilisés pour traiter les signaux délivrés par les capteurs d'induction avant leur acquisition.

D'autres mesures d'induction pourront être effectuées à partir de capteurs à effet Hall. Les capteurs utilisés ont une plage de mesure allant de 0 à 1T. Le principe même du capteur à effet Hall a imposé l'utilisation d'une alimentation stabilisée pour les alimenter, car les fluctuations éventuelles de l'alimentation se répercutent directement sur les mesures du capteur.

III.3.2. Instrumentation des développantes

Nous disposons au total d'une cinquantaine de capteurs sur les développantes statoriques. L'ensemble de ces capteurs est composé de 42 bobines de mesure (décrites à la figure III.9) réparties sur 6 têtes de bobines distinctes, et de 7 capteurs à effet Hall.

Une développante est instrumentée par sept capteurs de flux répartis sur sa longueur :

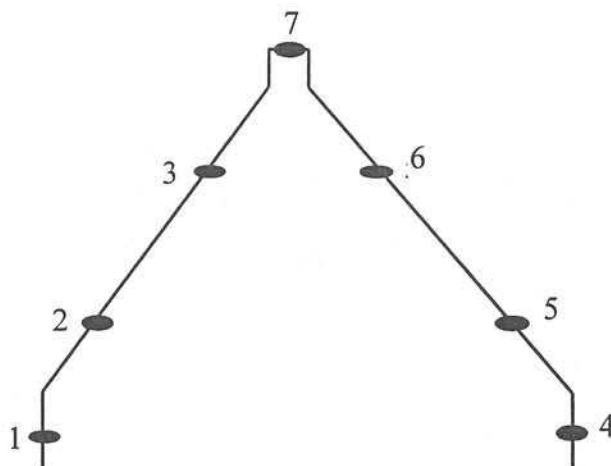


Figure III.10 : Instrumentation d'une développante

La répartition des différentes bobines de mesure entre les développantes statoriques est réalisée de manière à instrumenter totalement un faisceau de têtes de bobines d'une phase, en n'instrumentant que partiellement les faisceaux voisins des deux autres phases.

Les 42 bobines de mesure d'induction sont donc réparties de la façon suivante :

- 7 bobines sur chacune des 4 développantes d'un faisceau de conducteurs de la phase A (28 bobines au total),
- 7 bobines sur une développante de la phase B voisine de celles de la phase A qui sont instrumentées,
- 7 bobines sur une développante de la phase C voisine de celles des phases A et B qui sont instrumentées.

Les capteurs à effet Hall sont situés aux mêmes emplacements que les bobines de mesure, sur une développante de la phase B voisine de celle instrumentée par des spires de mesure.

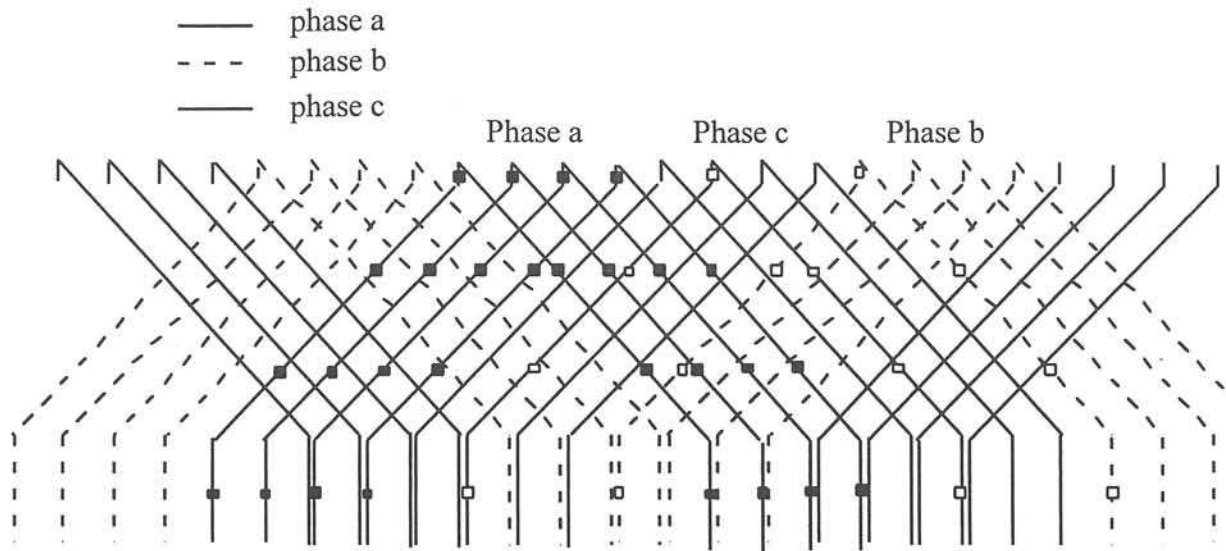


Figure III.11 : Instrumentation du panier de développantes - Boucles de flux

Voici enfin une vue prise pendant la phase d'instrumentation de l'alternateur où l'on voit les capteurs bobinés installés sur quatre développantes de la phase A, ainsi que sur une développante voisine de la phase B. On remarque au premier plan, les capteurs à effet Hall, placés sur une développante de la phase B.

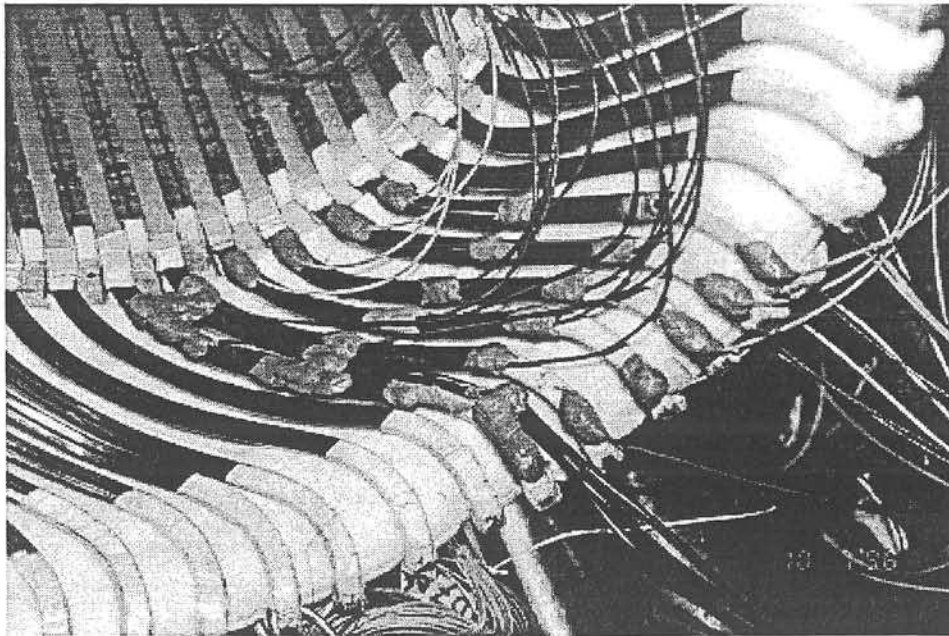


Figure III.12 : Vue d'une partie de l'instrumentation sur les têtes de bobines statoriques

III.3.3. Instrumentation de l'écran statorique

L'écran amortisseur de flux du stator est lui aussi instrumenté. Six bobines de mesure repérées de B1 à B6 sont disposées de part et d'autre de l'écran et 2 grandes boucles de mesure C1 et C2 sont étalées sur un pas polaire, elles aussi de part et d'autre de l'écran :

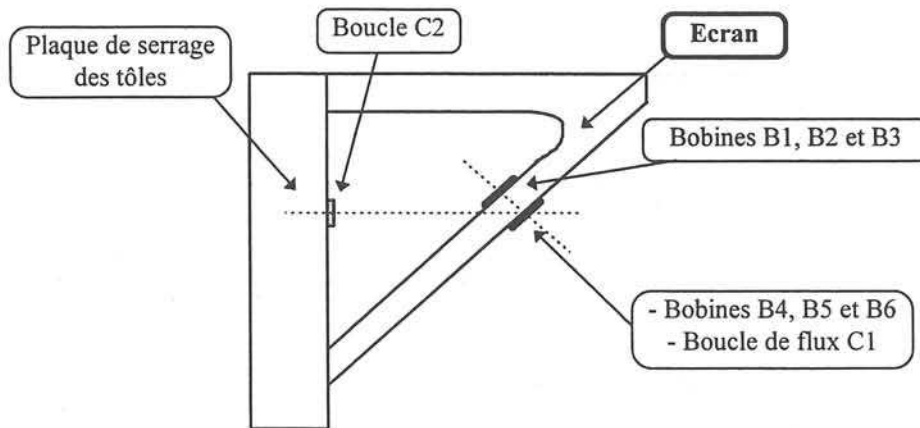


Figure III.13 : Emplacement des capteurs de part et d'autre de l'écran en cuivre

Les axes des bobines B1 et B4 (respectivement B2 et B5, et B3 et B6) sont exactement colinéaires de façon à mesurer la même composante de l'induction magnétique, à l'intérieur et à l'extérieur de l'écran statorique. Les paires de bobines de mesure (B1, B4), (B2, B5) et (B3, B6) sont distantes les unes des autres d'environ 90°.

Voici enfin un schéma descriptif de la position des grandes boucles de flux C1 et C2 :

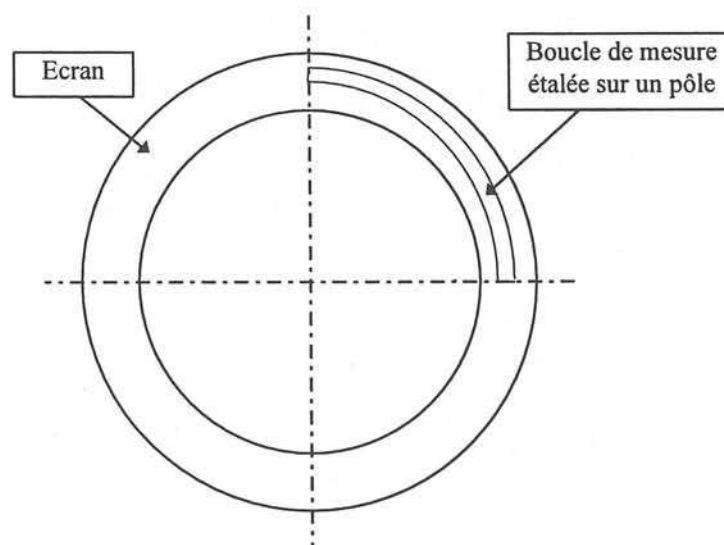


Figure III.14 : Description de l'emplacement des boucles de mesure de flux C1 et C2

III.3.4. Instrumentation du circuit magnétique

Nous disposons également d'une instrumentation dans les événements du circuit magnétique : les cinq événements statoriques d'une demi-machine comportent chacun deux bobines de mesure de flux, l'une placée près de la culasse et l'autre près des bobinages du stator. Ces spires mesurent la composante axiale de l'induction magnétique dans les événements.

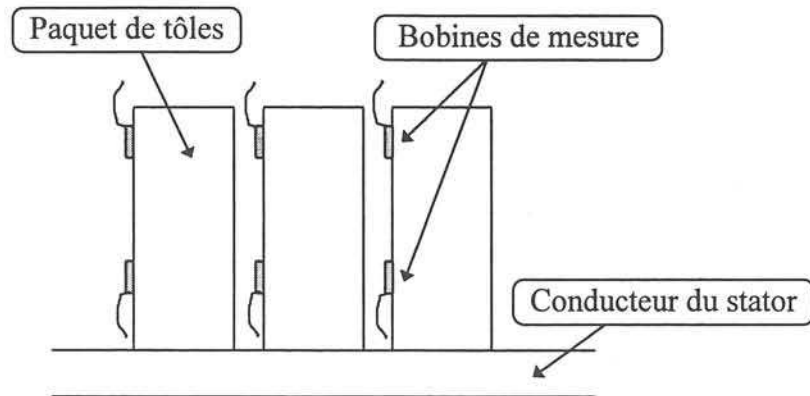


Figure III.15 : Emplacements des bobines de mesure situées dans les événements du stator

III.3.5. Synthèse - Incertitudes sur la position et l'orientation des capteurs

Nous avons exposé, dans ce paragraphe, l'instrumentation locale des parties frontales de l'alternateur d'essai. Voici un tableau récapitulatif des nombreuses mesures disponibles dans cette région :

Emplacement	Développantes	Ecran	Events	Total
Bobines de mesure	42	6	10	58
Sondes de Hall	7	-	-	7
Boucles de flux	-	2	-	2
Total	49	14	10	67

Tableau III.3: Nombres de capteurs d'induction utilisés

La multiplication des points de mesure du flux magnétique dans ces régions, en particulier sur les têtes de bobines statoriques, nous permettra, lors des essais, de vérifier la validité de nos mesures en étudiant la dispersion des signaux sur des boucles redondantes.

En effet, il subsiste une imprécision sur les cotes des bobines de flux placées sur les développantes. Ces cotes ont été déduites de valeurs relevées lors de la phase d'instrumentation de l'alternateur. Pour chaque capteur, nous disposons de la mesure de sa position sur la développante sur laquelle il est placé.

Cette mesure est entachée d'une certaine erreur, qui reste inférieure à 3%, à laquelle vient cependant s'ajouter l'erreur introduite par notre méthode de calcul des cotes des capteurs.

Nous avons en effet utilisé les formules mathématiques décrivant une développante de cône pour obtenir les coordonnées cylindriques de chaque capteur à partir de la donnée de son abscisse curviligne sur la développante. Les imprécisions sur les angles d'ouverture des deux cônes sur lesquels s'appuient les développantes statoriques sont à l'origine d'une erreur maximale de 3% sur le calcul analytique des coordonnées des capteurs d'induction. Les erreurs maximales sont obtenues pour les capteurs situés en haut du panier, c'est à dire en extrémité de tête de bobine.

Les positions exactes des capteurs de flux situés sur les développantes statoriques sont ainsi connues à $\pm 6\%$.

En revanche, si la position des capteurs est relativement bien connue, il reste une incertitude concernant leur orientation. En effet, l'orientation de chaque capteur dépend de la torsion du brin de développante sur lequel il est posé, et nous n'avons aucune connaissance de la façon dont sont tordues les développantes d'une tête de bobine.

Nous supposerons donc que la mesure d'induction effectuée est celle de la composante normale au cône sur lequel s'appuie la développante. Nous verrons au chapitre IV que cette incertitude conditionne beaucoup l'exploitation des simulations tridimensionnelles.

III.4. Description du banc d'essai de l'alternateur

III.4.1. 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 capteurs de courant, a aussi été effectué en fonction des régimes permanents de l'alternateur. Les capteurs de courant du stator ont ainsi été dédoublés, pour que l'on dispose d'une mesure pour des faibles valeurs de courant comme pour des courants transitoires.

III.4.2. 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.

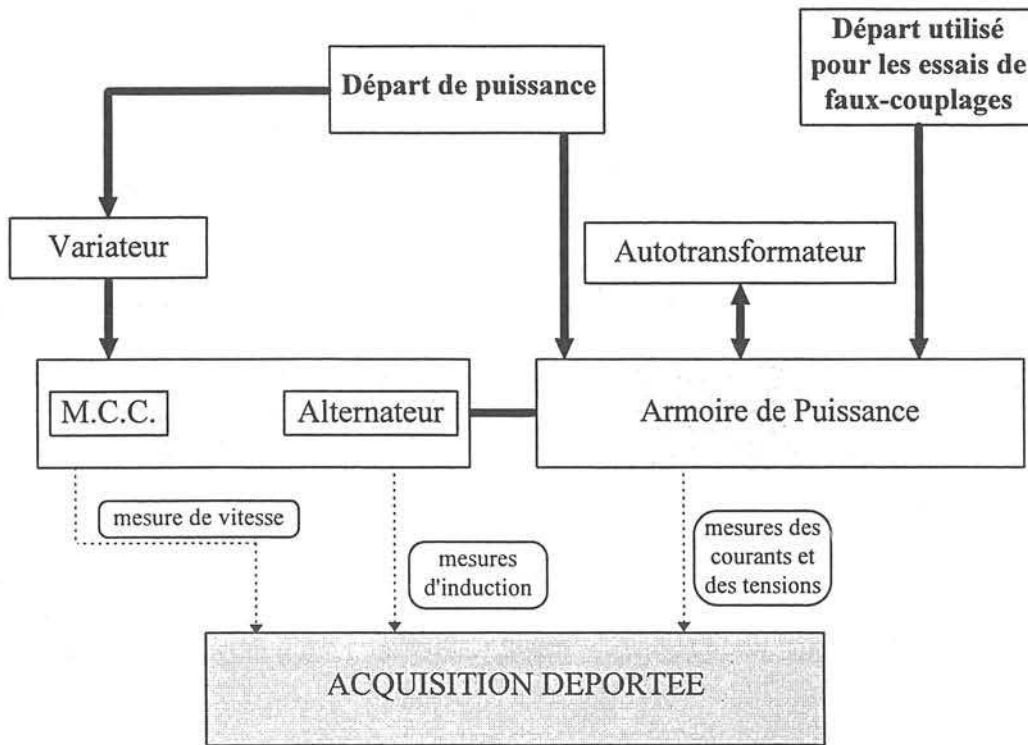


Figure III. 16: Schéma d'implantation du banc d'essai de l'alternateur

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).

III.4.3 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 :

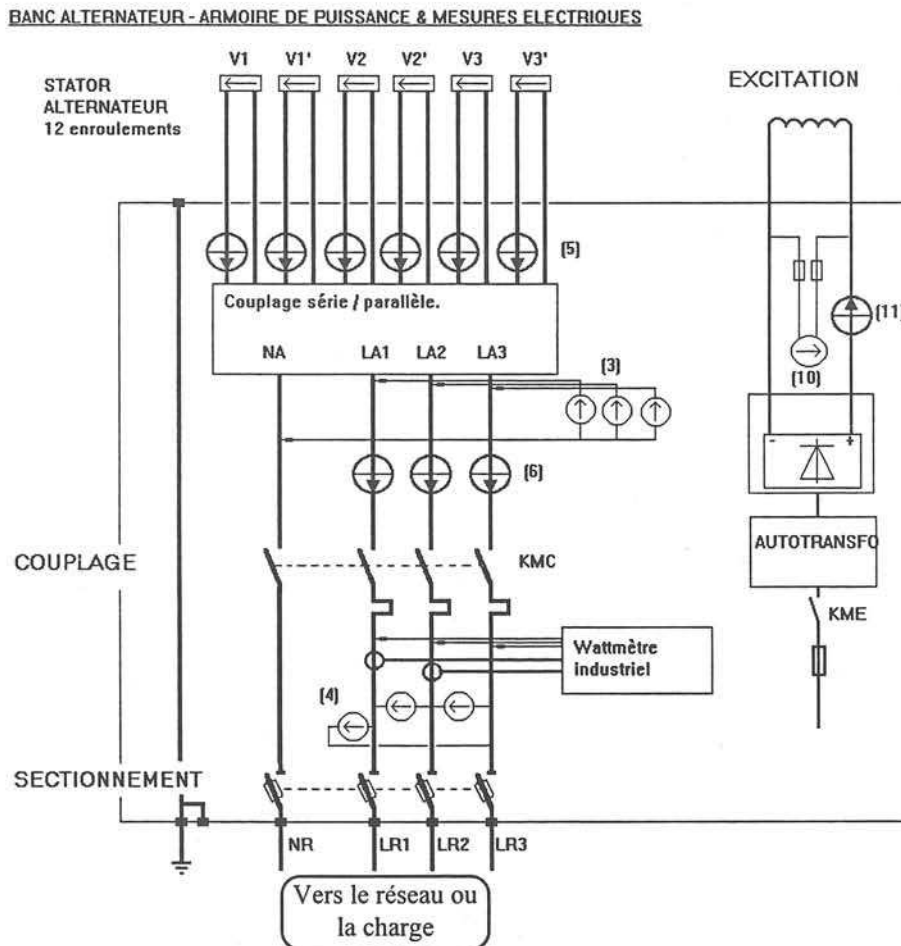


Figure III.17 : Schéma de câblage de l'armoire de puissance et de contrôle

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 à la figure III.16 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 allons 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 fusibles tétrapolaire 315A.

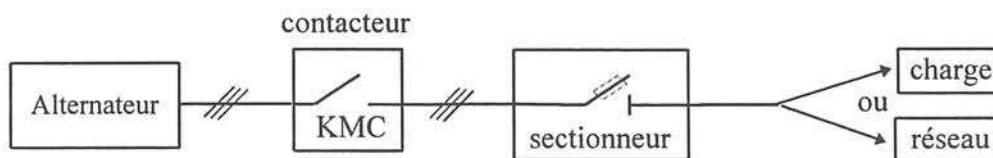


Figure III.18 : Schéma fonctionnel du circuit de puissance de l'induit de l'alternateur

La figure III.16 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.

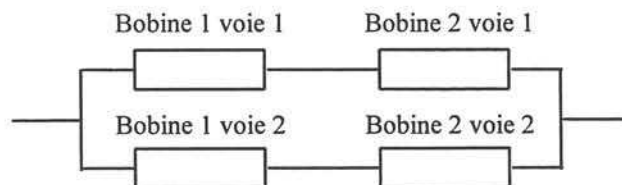


Figure III.19 : Connexion des phases de l'alternateur

Les câbles de liaison ont été choisis de 35mm² de section pour limiter leur résistance.

III.4.4. Système d'acquisition

Le système d'acquisition est composé d'un coffret d'acquisition de 64 voies référencées, d'une carte d'acquisition installée dans un P.C., et enfin d'un logiciel d'acquisition et de traitement des données.

La carte que nous avons retenue est une carte "intelligente" équipée d'un microprocesseur et de 8 Mo. de RAM. Cette carte comporte 4 convertisseurs A/D d'une résolution de 12 bits, et d'une fréquence de 800 kech/s chacun.. Elle possède 16 entrées référencées, étendues à 64 grâce à l'utilisation d'un multiplexeur.

La fréquence d'échantillonnage globale pour 64 voies est ainsi de 3,2 MHz. L'acquisition est synchrone par groupes de quatre voies, et la tension d'entrée des signaux est fixée entre +5 et -5V.

Le principal atout de cette carte d'acquisition réside dans sa fréquence d'échantillonnage élevée, qui nous permettra de mesurer les variations les plus rapides survenant lors des régimes transitoires. Le nombre important de voies d'acquisition permet, par ailleurs, de pouvoir acquérir simultanément un nombre élevé de grandeurs. Nous relèverons donc pour chaque essai, la totalité des mesures de courants et de tensions, ainsi que quelques signaux de boucles de flux de la région des extrémités, soit au minimum une quarantaine de signaux.

Enfin, nous disposons d'un logiciel d'acquisition qui permet aussi bien l'acquisition que le post-traitement des données.

III.4.5. Mesures supplémentaires réalisées sur le banc d'essai

Une mesure de position du rotor est disponible, fournie par un codeur optique 1024 tops par tour, fixé sur la ligne d'arbres de l'alternateur. Cette information est ensuite traitée par un circuit électronique pour fournir la vitesse de l'alternateur.

Une mesure de la vitesse de la machine à courant continu est aussi disponible par une dynamo tachymétrique.

Par ailleurs, la surveillance du comportement mécanique de la ligne d'arbres est effectuée par des mesures de vibrations régulières réalisées au moyen d'un capteur de vibrations posé à proximité de l'accouplement.

Enfin, une surveillance thermique de l'alternateur peut se faire grâce à des relevés locaux de température effectués à l'aide de sondes 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.

III.5. Conclusion

Nous avons conçu un alternateur pour l'étude du champ magnétique dans les parties frontales des turboalternateurs. Pour cela, des critères de dimensionnement avaient été arrêtés sur lesquels nous avons dû faire certains compromis. Ainsi, la géométrie des têtes de bobines de cet alternateur est proche de celle des turboalternateurs, et ses extrémités comportent des éléments que les alternateurs de grande puissance possèdent, comme un écran amortisseur de flux posé sur les dernières tôles du stator.

La conservation des principales caractéristiques géométriques des extrémités des turboalternateurs a eu pour effet d'imposer, par ailleurs, des contraintes sur le dimensionnement électromagnétique de l'alternateur. Le dimensionnement final de l'alternateur tient compte de tous ces critères de choix.

L'alternateur a ensuite été instrumenté à l'aide de capteurs d'induction magnétique dans ses parties frontales, pour permettre la mesure des flux de fuites dans cette région, lors de régimes permanents et transitoires.

Enfin, nous avons mis en place un banc d'essai adapté à l'étude des phénomènes électromagnétiques ayant lieu dans la région des extrémités de cet alternateur. Ce banc est conçu pour pouvoir réaliser et exploiter correctement de nombreux essais, en régimes permanents et transitoires, en particulier, des essais de courts-circuits et de faux-couplages de l'alternateur sur le réseau.

Les essais effectués sur ce banc d'essai nous permettront de procéder, par la suite, à des comparaisons avec les résultats de nos modèles numériques.

CHAPITRE IV

COMPARAISON ENTRE RESULTATS D'ESSAIS ET MODELISATION BIDIMENSIONNELLE ET TRIDIMENSIONNELLE

IV.1. Introduction

Nous avons présenté au chapitre précédent le banc d'essai construit pour l'étude des parties frontales d'un alternateur et qui a permis la validation de nos modèles numériques. Nous allons maintenant nous consacrer à la comparaison des résultats des essais menés sur ce banc aux simulations numériques effectuées à l'aide des modèles du chapitre II.

Dans un premier temps, nous présenterons les résultats des essais de caractérisation de l'alternateur, qui ont permis la validation du modèle bidimensionnel de l'alternateur en régime permanent.

Nous confronterons ensuite les résultats obtenus par simulation bidimensionnelle aux relevés des essais de courts-circuits triphasés brusques à vide. Cette étude sera menée en comparaison avec les formules analytiques présentées au chapitre I ; nous verrons alors quels sont les avantages du calcul numérique sur le calcul analytique.

Nous comparerons enfin les valeurs d'induction relevées dans la région des extrémités de l'alternateur d'essai aux valeurs obtenues par simulation numérique. Cette étude sera menée pour un régime permanent à vide et pour un régime transitoire de court-circuit.

IV.2. Caractérisation de l'alternateur - Modèle bidimensionnel en régime permanent

Le dimensionnement électromagnétique de l'alternateur a été effectué à l'aide du modèle par éléments finis décrit au chapitre II. Les premiers essais de caractérisation de l'alternateur ont permis de déterminer expérimentalement les caractéristiques principales de l'alternateur que sont sa courbe à vide et sa droite de court-circuit.

Cette première étape de notre démarche de validation expérimentale des modèles numériques a conduit à la validation du modèle par éléments finis bidimensionnel en régime permanent.

IV.2.1. Courbe de saturation à vide de l'alternateur

L'essai de saturation à vide est effectué à vitesse assignée, en laissant l'induit de l'alternateur en circuit ouvert. Le courant d'excitation I_f est initialement réglé à une valeur haute, 30 A dans notre cas. Le courant d'excitation est alors diminué progressivement, et la valeur efficace de la tension composée du stator est relevée pour chaque pas de courant.

Nous avons par ailleurs simulé cet essai en utilisant le module magnétostatique non-linéaire de Flux2D. Il aurait été plus rigoureux, mais aussi beaucoup plus coûteux en temps de calcul, de faire une simulation en pas à pas dans le temps pour chaque point de fonctionnement, afin de tenir compte correctement des harmoniques d'espace de l'alternateur. Nous avons cependant vérifié que le bobinage du stator filtre suffisamment ces harmoniques pour que cela ne se ressente pas de manière significative dans la valeur efficace de la tension induite.

La courbe d'aimantation du matériau du stator et du rotor est approximée dans notre modèle à partir d'une série de points relevés sur la courbe d'aimantation du matériau donnée par le constructeur (voir annexe 4).

Nous observons dans la figure IV.1 que les résultats obtenus sur la courbe à vide de l'alternateur diffèrent des résultats d'essais de 5% au maximum dans le coude de saturation :

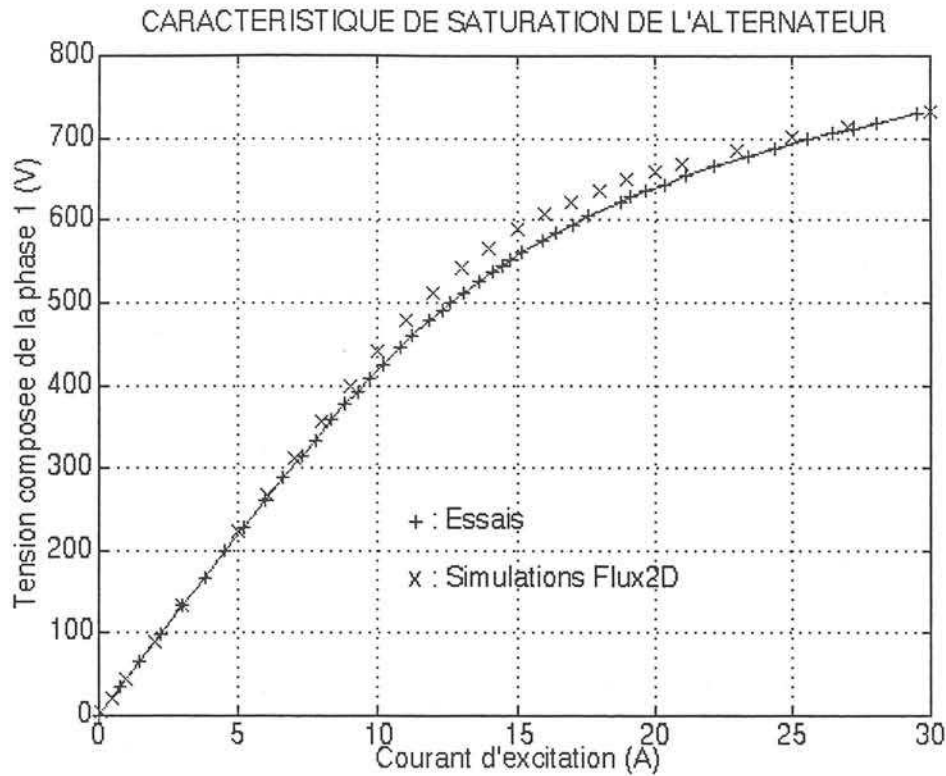


Figure IV.1 : Caractéristique de saturation à vide de l'alternateur

Cet écart entre simulation et essais s'explique principalement par la difficulté de représenter correctement le matériau magnétique des tôles du stator et du rotor. En effet, la méthode de description des matériaux magnétiques proposée par le logiciel Flux2D ne permet pas de les définir de façon suffisamment précise : il s'agit d'une méthode d'interpolation, dont le nombre de points d'interpolation est limité. Aussi l'obtention d'une courbe de saturation proche de celle fournie par le constructeur est-elle difficile.

Enfin, nous n'avons pas tenu compte, dans notre description du matériau, de toutes les modifications de ses propriétés magnétiques qui ont pu survenir lors de la découpe des tôles ou lors de l'assemblage des paquets de tôles par exemple. Seule une mesure précise sur un échantillon de quelques tôles aurait pu lever ces incertitudes.

En revanche, les résultats de cette simulation montrent que notre modèle d'alternateur en régime permanent à vide est globalement proche de la réalité. Ce modèle étant un modèle statique, sans couplage circuit, les seuls paramètres sur lesquels subsiste une incertitude sont le matériau du circuit magnétique et la longueur équivalente de fer. Au vu des résultats obtenus, nous pouvons penser que le compromis entre la description du matériau magnétique et le calcul de la longueur de fer équivalente est satisfaisant.

Notre modèle est ainsi proche de la réalité des phénomènes en régimes permanents, mais il faudrait, pour être totalement rigoureux, définir une longueur de fer équivalente en régime transitoire pour notre modèle bidimensionnel d'étude des régimes transitoires. Nous conserverons cependant la valeur calculée pour les régimes permanents lors des études des régimes transitoires. Il faudrait en effet une simulation avec un modèle entièrement tridimensionnel de l'alternateur pour déterminer cette longueur équivalente en régime transitoire, et une telle simulation est trop lourde à mener avec les moyens de calcul actuels.

IV.2.2. Caractéristique de court-circuit de l'alternateur

La caractéristique de court-circuit est obtenue en réalisant plusieurs essais de court-circuit triphasés permanents consécutifs pour différentes valeurs du courant d'excitation.

La mise en court-circuit ne se fait pas directement aux bornes de l'alternateur, mais dans l'armoire de puissance, aux bornes du sectionneur, le contacteur KMC étant maintenu en position fermée. L'alternateur est entraîné à sa vitesse assignée, et excité successivement à différentes valeurs de I_f . La valeur efficace du courant de court-circuit est relevée pour chaque pas de courant.

Nous avons ainsi tracé la droite de court-circuit de l'alternateur :

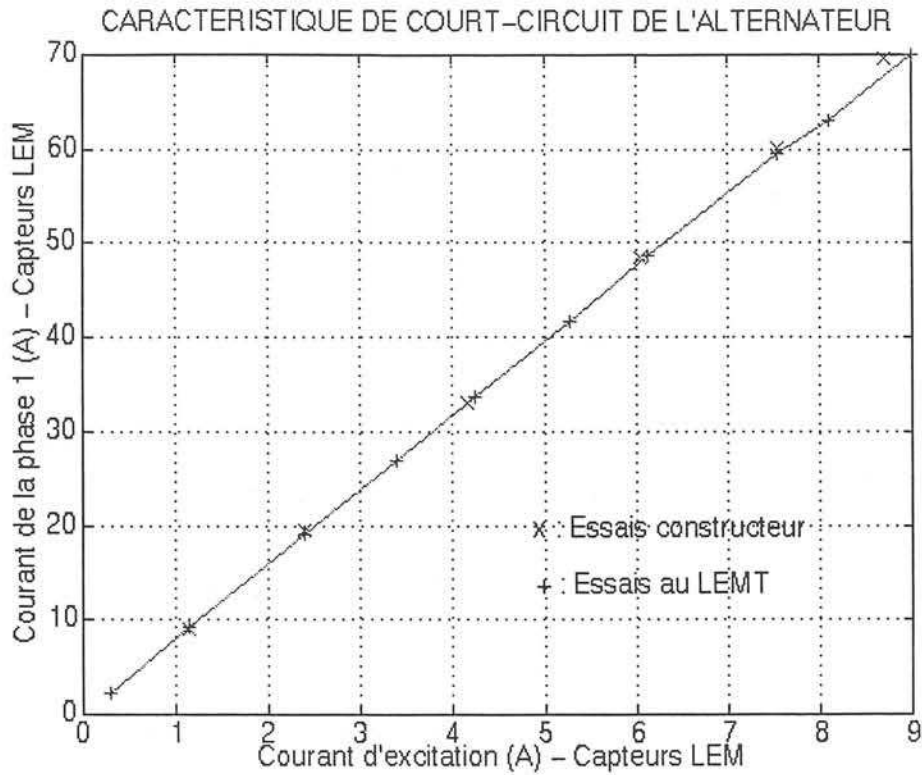


Figure IV.2 : Caractéristique de court-circuit de l'alternateur

L'exploitation de la courbe à vide et de la caractéristique en court-circuit de l'alternateur obtenues en essais nous a permis de déterminer la réactance synchrone non saturée d'axe direct de l'alternateur :

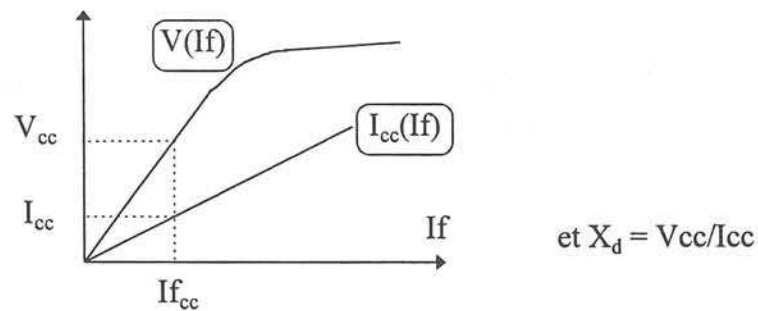


Figure IV.3 : Détermination de X_d

Ainsi,

$$X_d \approx 3,21 \Omega \quad \text{soit, en valeur réduite :} \quad x_d \approx 177 \%$$

Le calcul mené avec notre modèle bidimensionnel fournit par ailleurs la valeur de 178%. Nous avons ainsi un bon accord entre les résultats de simulation en régime permanent et les essais menés sur l'alternateur.

IV.3. Etude du court-circuit triphasé à vide - Modèle bidimensionnel en régime transitoire

IV.3.1. Description de l'essai de court-circuit brusque triphasé à vide

L'essai de court-circuit triphasé à vide est aussi un essai classique de caractérisation des alternateurs. Il permet la détermination expérimentale des constantes de temps transitoire T'_d , subtransitoire T''_d , de la constante de temps en court-circuit de l'induit T_a , et des réactances X'_d et X''_d . Les résultats de cet essai nous permettront ainsi de valider le dimensionnement de l'alternateur exposé au chapitre III.

Le court-circuit est réalisé au préalable aux bornes du sectionneur, dans l'armoire de puissance, le contacteur KMC étant en position ouverte au début de l'essai. L'alternateur est entraîné à sa vitesse de synchronisme, et son induit n'est connecté à aucune charge. Le court-circuit est réalisé par la fermeture brusque du contacteur de puissance.

L'acquisition est synchronisée sur la fermeture du contacteur, ce qui nous permet, d'une part, d'acquérir le régime permanent précédant le court-circuit grâce à l'utilisation d'un pre-trigger, et d'autre part, de limiter la fenêtre d'acquisition des données à l'aide d'un post-trigger.

En revanche, la position du rotor à l'instant du court-circuit ne peut pas être choisie à l'avance. Cette donnée devra être déduite de l'exploitation de l'essai.

Nous étudierons, dans ce paragraphe, un essai de court-circuit triphasé à vide effectué sous tension réduite. Cet essai nous permettra la comparaison de différentes méthodes de caractérisation de l'alternateur.

Les conditions d'essai avant la mise en court-circuit étaient les suivantes :

- valeur efficace de la tension simple à vide : 53V
- courant d'excitation : 2,15A

L'angle θ_0 correspondant à l'instant du court-circuit mesuré a posteriori sur la phase 1 était de 241,2°.

La figure IV.3 présente les principales grandeurs électriques de l'alternateur lors de cet essai : les trois courants de phase, le courant d'excitation ainsi que la tension simple aux bornes de l'alternateur.

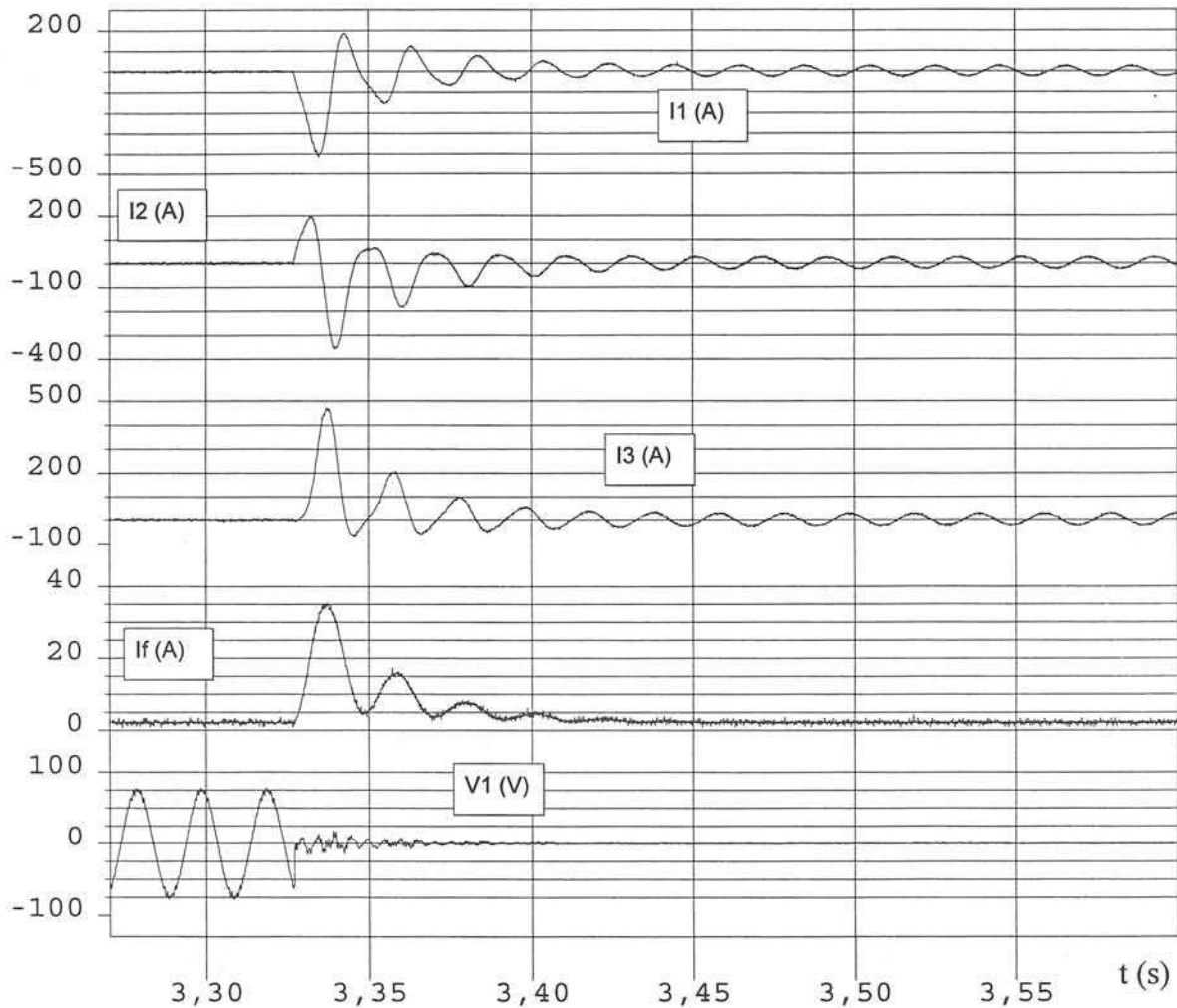


Figure IV.4 : Essai de court-circuit triphasé brusque à vide

IV.3.2. Etude analytique du court-circuit

a) Exploitation "classique" de l'essai de court-circuit

La méthode classique d'exploitation d'un essai de court-circuit triphasé à vide consiste à déterminer les constantes de temps et les réactances transitoires et subtransitoires à partir du tracé des enveloppes supérieures et inférieures des courants transitoires de phase.

Sur une phase donnée, la demi différence des enveloppes du courant de court-circuit permet l'obtention de T'_d et de T''_d , et la demi somme, celle de T_a [BARRET-82].

L'application de cette méthode graphique à notre essai de court-circuit s'est avérée peu intéressante. En effet, le régime transitoire de court-circuit est extrêmement court lors de notre essai, ce qui rend peu aisé le tracé exact des enveloppes, surtout dans les premiers instants. Aussi est-il difficile de déterminer le régime subtransitoire avec précision.

D'autre part, il s'avère que les réactances transitoire et subtransitoire sont très proches, et qu'une telle méthode de calcul ne permet pas de les différencier.

Nous avons donc imaginé d'utiliser un outil mathématique plus puissant consistant à approximer des courbes d'essai par les fonctions analytiques de l'état de l'art présentées au chapitre I, et à en déduire ainsi les grandeurs caractéristiques transitoires et subtransitoires de l'alternateur.

b) Exploitation analytique du courant d'excitation relevé en essai

L'expression analytique du courant d'excitation est relativement simple, par rapport à celle des courants de phase, I_f étant indépendant de l'instant du court-circuit :

$$i_f(t) = i_{f0} + i_{f0} \frac{x_d - x'_d}{x'_d} \left(e^{-t/T_d} - \left(1 - \frac{T_D}{T''_d}\right) e^{-t/T''_d} - \frac{T_D}{T''_d} e^{-t/T_a} \cos\omega t \right) \quad (\text{IV.1})$$

Nous avons donc effectué un premier calcul à partir du courant d'excitation.

L'expression (IV.1) a été entièrement paramétrée, et l'utilisation d'un algorithme d'optimisation du logiciel Matlab nous a permis d'obtenir les valeurs de tous les paramètres la décrivant, en faisant converger cette fonction vers la courbe relevée en essai.

Le calcul a été effectué sur les 250ms qui suivent le court-circuit, afin de bien décrire le régime permanent, et d'obtenir une valeur précise de I_{f0} . Il avait été auparavant réalisé sur un intervalle de 100ms, mais il n'avait pas convergé, en raison de la difficulté à déterminer le courant en régime permanent.

Nous avons réalisé, dans un premier temps, un calcul en laissant tous les paramètres libres, sauf la pulsation ω , choisie égale à la pulsation nominale. Les résultats obtenus montraient qu'un déphasage subsistait entre la solution calculée et les relevés expérimentaux. Ce phénomène reflète les fluctuations de la position du rotor dans les premiers instants du court-circuit. L'introduction d'un glissement g sur la pulsation ω a donc été nécessaire pour tenir compte de ces variations de position.

Deux calculs ont ainsi été effectués pour deux essais différents ($I_{f0} = 2,2A$ et $I_{f0} = 4,0A$) afin de vérifier l'invariance des résultats en fonction du régime permanent précédant la mise en court-circuit :

I_{f0} (A)	T_a (ms)	T'_d (ms)	T''_d (ms)	x'_d (%)	T_D (ms)	g
2,2 A	22,3	25,3	6,9	12,8 %	6,2	0.9285
4,0 A	21,3	24,8	7,0	13,0 %	6,7	0.9142

Tableau IV.1 : Paramètres obtenus par exploitation analytique de $I_f(t)$

L'étude du courant d'excitation permet le calcul de la constante de temps subtransitoire, trop petite pour être obtenue à partir des méthodes graphiques classiques. En revanche, cette étude ne permet pas de déterminer la réactance subtransitoire x''_d . Cette grandeur sera obtenue à partir d'une exploitation analytique des courants de phase de l'alternateur.

c) Exploitation analytique des courants de phase relevés en essai

L'expression analytique des courants statoriques est beaucoup plus complexe que celle du courant d'excitation. Elle fait en effet intervenir un premier terme pseudo-périodique de pulsation ω , un terme apériodique qui dépend de l'instant du court-circuit θ_0 , et enfin un terme pseudo-périodique de pulsation 2ω :

$$\begin{aligned}
 i(t) = & -e \left(\frac{1}{x_d} + \left(\frac{1}{x'_d} - \frac{1}{x_d} \right) e^{-t/T'_d} + \left(\frac{1}{x''_d} - \frac{1}{x'_d} \right) e^{-t/T''_d} \right) \cos(\omega t + \theta_0) \\
 & + \frac{e}{2} \left(\frac{1}{x''_d} + \frac{1}{x''_q} \right) e^{-\alpha t} \cos \theta_0 + \frac{e}{2} \left(\frac{1}{x''_d} - \frac{1}{x''_q} \right) e^{-\alpha t} \cos(2\omega t + \theta_0)
 \end{aligned} \tag{IV.2}$$

où e est la valeur réduite de la valeur crête de la tension simple à vide de l'alternateur.

La détermination de x''_d peut se faire de deux manières différentes, en exploitant le terme en e^{-t/T''_d} ou celui en $e^{-\alpha t} \cos\theta_0$. En revanche, il est plus difficile d'obtenir la valeur de x''_q , réactance subtransitoire d'axe q. En effet, le calcul des coefficients des deux derniers termes de l'expression (IV.2) ne converge pas forcément vers une solution physique car lorsque t est proche de zéro, on soustrait deux termes très proches et des problèmes de convergence apparaissent :

$$\left[\frac{1}{x''_q} e^{-\alpha t} \cos\theta_0 - \frac{1}{x''_q} e^{-\alpha t} \cos(2\omega t + \theta_0) \right] \approx 0 \text{ lorsque } t \approx 0 \quad (\text{IV.3})$$

Voici une synthèse des valeurs obtenues lors de cette étude. Les trois premières lignes correspondent à l'essai de court-circuit décrit au paragraphe IV.3.1., que nous avons pris comme référence, et la dernière concerne l'exploitation d'un essai de court-circuit triphasé effectué à partir d'un régime à vide où $I_f = 4,0\text{A}$:

Courant exploité	x'_d (%)	x''_d (%)	T'_d (ms)	T''_d (ms)	T_a (ms)	x''_d (%)	x''_q (%)
I1	12.1	12.5	25.5	7.5	-	-	-
I2	12.1	12.2	24.5	8.8	-	-	-
I3	11.5	13.2	24.5	7.6	20.5	12.4	29.3
I1 ($I_f = 4\text{A}$)	11.5	12.3	23.9	8.2	20.0	11.5	26.4

Tableau IV.2 : Paramètres obtenus par exploitation analytique des courants statoriques

La deuxième partie verticale du tableau correspond à l'exploitation des coefficients des termes en $\cos\theta_0$ et en $\cos(2\omega t + \theta_0)$, qui n'a pas été possible pour les deux premiers courants d'essai, car le calcul n'a pas convergé dans cette partie de l'expression.

On remarque une homogénéité d'ensemble sur les résultats de calcul, qui est vraie aussi d'un essai à l'autre pour des valeurs différentes du courant d'excitation. En outre, si la valeur de x''_q n'est pas facile à obtenir, la valeur de la réactance x''_d calculée lorsque la convergence est atteinte est en accord avec celle obtenue par l'exploitation du terme en $\cos(\omega t + \theta_0)$.

d) Synthèse : grandeurs caractéristiques de l'alternateur d'essai

Nous avons déduit des résultats exposés dans les deux paragraphes précédents les valeurs moyennes des grandeurs caractéristiques de l'alternateur d'essai en effectuant la moyenne algébrique des grandeurs sur les trois phases pour l'essai de référence ($I_f = 2,2A$). La valeur de x''_q est déduite des deux seules valeurs obtenues, qui correspondent donc à deux essais différents.

x'_d (%)	x''_d (%)	T'_d (ms)	T''_d (ms)	T_a (ms)	x''_q (%)
11.9	12.6	24.8	8.0	20.2	28

Tableau IV.3 : Grandeurs caractéristiques de l'alternateur obtenues expérimentalement

Nous avons tiré plusieurs enseignements sur l'alternateur d'essai à partir des grandeurs regroupées dans ce tableau.

En premier lieu, il met en évidence la forte dissymétrie du circuit magnétique du rotor de l'alternateur d'essai dans les axes d et q : les réactances subtransitoires d'axes d et q sont en effet très différentes. Cela s'explique principalement par le fait que les barres de la cage d'amortisseur sont placées dans des encoches de taille très inégales. Les fuites magnétiques sont ainsi différentes d'une barre à l'autre.

On remarque, par ailleurs, que la réactance subtransitoire est légèrement supérieure à la réactance transitoire, ce qui est en contradiction avec les hypothèses des formules analytiques relatives aux turboalternateurs.

La différence qui subsiste entre les constantes de temps transitoire et subtransitoire montre que ces deux régimes sont cependant bien distincts.

Enfin, les résultats obtenus sur les réactances caractéristiques dans le cadre de cette étude diffèrent de ceux calculés au chapitre III lors du dimensionnement de l'alternateur. Ces différences viennent certainement, entre autres choses, du découpage fréquentiel opéré par la méthode présentée au chapitre III, qui n'est pas adapté à notre alternateur. En effet, les réactances transitoire et subtransitoire étant presque confondues, les paliers fréquentiels sont quasiment impossible à isoler. Ces différences sont aussi dues aux incertitudes que nous

avons au moment du dimensionnement, sur l'inductance d'extrémité de l'enroulement d'excitation en particulier (voir chapitre III).

Voici enfin une comparaison entre les courbes relevées en essai et celles obtenues par calcul analytique en appliquant les formules (IV.1) et (IV.2) avec les grandeurs issues du tableau IV.3.

Le courant d'excitation est globalement bien représenté par la formule analytique, mais la pointe de courant n'est pas tout à fait exacte :

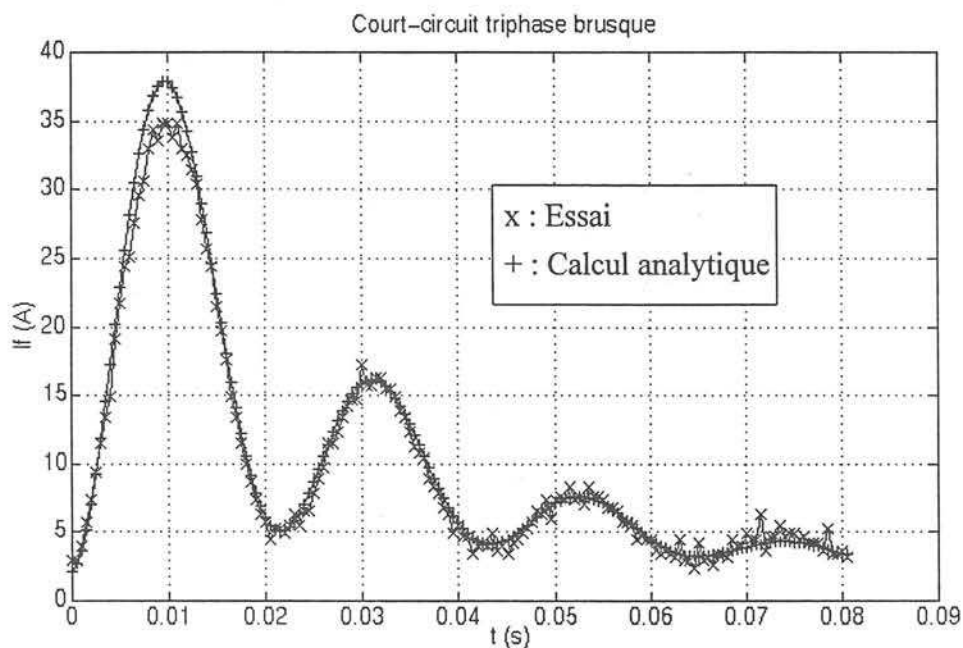


Figure IV.5 : Courant d'excitation - Essai et calcul analytique

En revanche, les pics des courants de phase sont bien représentés car les valeurs des réactances retenues ont été déterminées en fonction des courants statoriques et non pas en fonction du courant d'excitation.

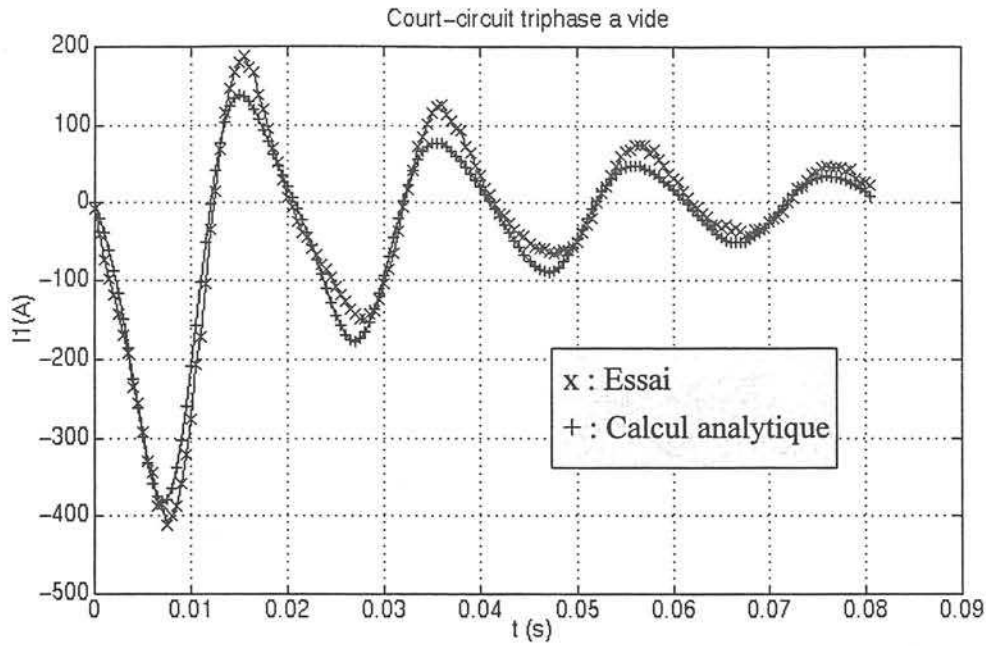


Figure IV.6 : Courant de la phase 1 - Essai et calcul analytique

Le calcul analytique ne permet pas, d'autre part, un suivi exact de l'allure des courbes des courants :

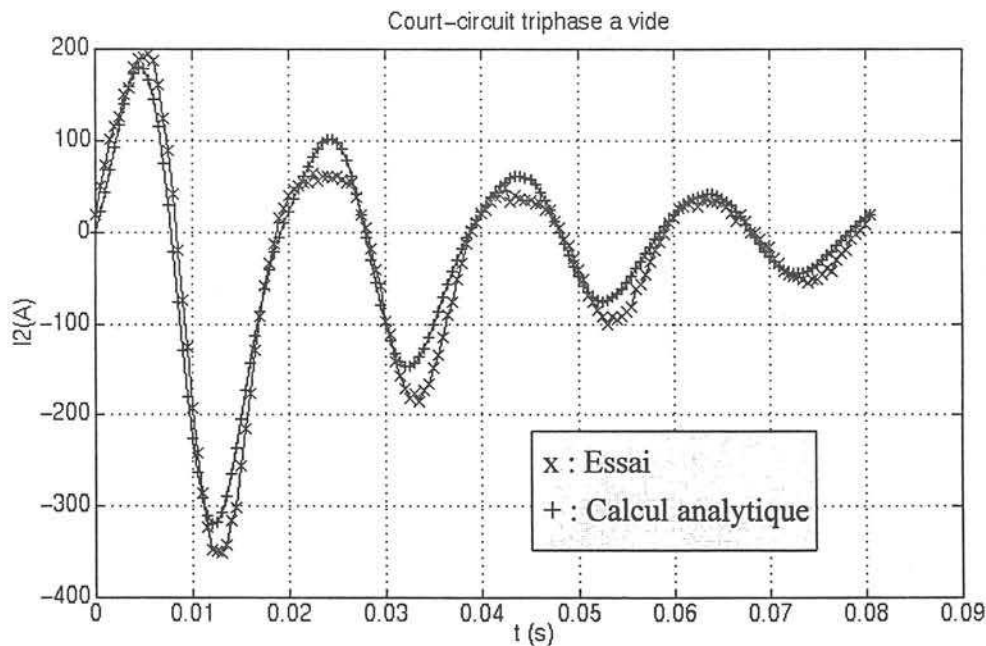


Figure IV.7 : Courant de la phase 2 - Essai et calcul analytique

Cela est tout à fait visible sur le courant de la phase 3, où l'harmonique 2 écrête en quelque sorte les alternances positives, ce qui ne ressort pas du calcul analytique :

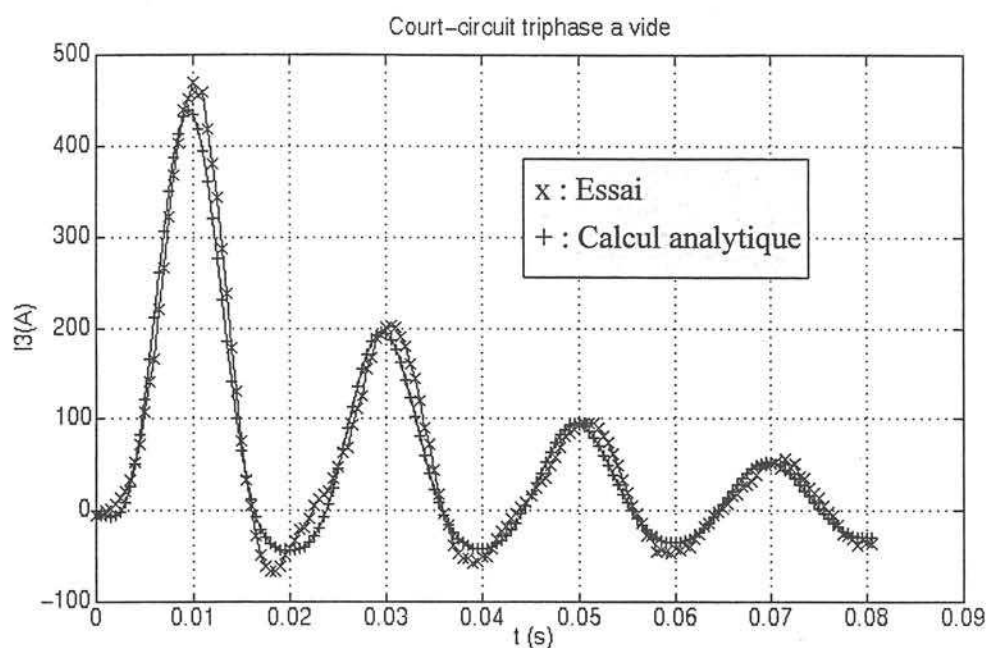


Figure IV.8 : Courant de la phase 3 - Essai et calcul analytique

Le modèle analytique que nous avons obtenu par exploitation analytique est donc très proche de la réalité, mais il conserve quelques limitations qui lui sont intrinsèques. Il ne peut en effet pas prendre en compte l'ensemble des phénomènes électromagnétiques intervenant dans un essai de court-circuit, car c'est un modèle d'ordre 2, et la prise en compte de la totalité des phénomènes électromagnétiques nécessiterait peut-être un développement d'ordre 3 ou plus.

En outre, nous verrons au chapitre V que ce modèle analytique fournit des résultats intéressants pour l'étude des faux-couplages de l'alternateur sur le réseau.

Pour réaliser une étude plus fine du court-circuit triphasé à vide de l'alternateur, et éventuellement d'autres régimes transitoires, nous serons amenés à utiliser un modèle numérique par éléments finis. Nous allons voir dans les paragraphes suivants que les résultats obtenus par simulation numérique sont effectivement plus proches des essais que ne l'était le modèle analytique.

IV.3.3. Etude numérique bidimensionnelle du court-circuit

a) Introduction - Présentation des trois modèles numériques de couplage circuit

L'étude précédente sur les modèles analytiques des courants d'excitation et d'induit en régime de court-circuit a montré quelques imprécisions auxquelles pourrait remédier une étude numérique du court-circuit triphasé à vide.

Nous avons développé trois modèles numériques distincts à partir du modèle d'alternateur par éléments finis décrit précédemment au chapitre II. Seule la topologie des circuits électriques couplés au problème magnétique diffère d'un modèle à l'autre. La description du circuit magnétique de l'alternateur, identique pour chaque simulation, est telle que nous l'avons présentée au chapitre II. Les paramètres des différents circuits sont ceux décrits dans l'annexe 1.

Nous avons considéré, dans le premier modèle, le circuit du stator uniquement, et nous avons imposé au rotor les courants issus de l'essai. Le second modèle étudie plus en détail le comportement du circuit électrique décrivant le rotor, puisque seul ce circuit est représenté, et que les courants de phase relevés en essai sont imposés au stator. Enfin, le circuit du dernier modèle est complet car il représente les enroulements du stator et du rotor.

Aucune de ces simulations ne prend en compte la cage d'amortisseur. Nous verrons dans un paragraphe ultérieur, à l'aide d'une étude paramétrique sur l'influence de cet élément, qu'en réalité, la cage d'amortisseur ne joue pas un rôle significatif en régime transitoire. Elle semble en effet ouverte électriquement à ses extrémités, à cause, vraisemblablement, d'un très mauvais contact électrique au niveau de son anneau de court-circuit.

b) Modèle 1 : Circuit du stator et courant I_f imposé

Le circuit du premier modèle que nous avons développé comporte uniquement les trois phases du stator, mises en court-circuit :

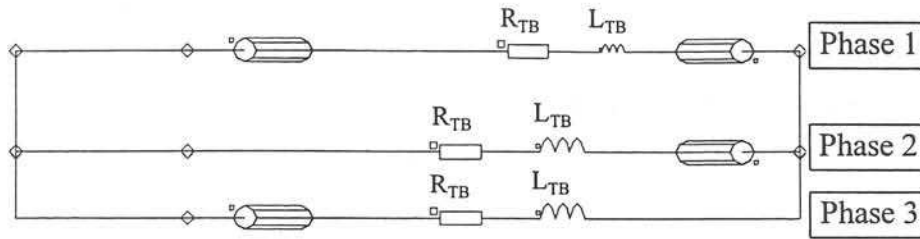


Figure IV.9 : Circuit du modèle 1 de l'alternateur pour le court-circuit triphasé à vide

La densité de courant correspondant aux mesures du courant d'excitation effectuées sur le banc d'essai est imposée dans les encoches du rotor. La simulation est menée en utilisant le module de Flux2D de résolution de problèmes magnétiques en pas à pas dans le temps.

c) Modèle 2 : Circuit du rotor et courants de phase imposés

Le circuit électrique du second modèle numérique représente l'enroulement d'excitation, qui est mis en court-circuit. Les courants des trois phases du stator sont imposés égaux à ceux relevés en essai.

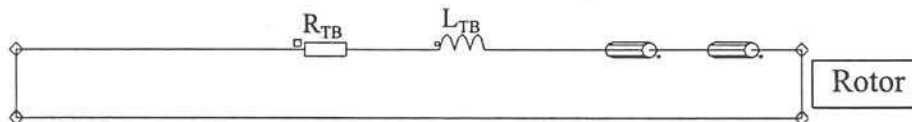


Figure IV.10 : Circuit du modèle 2 de l'alternateur pour le court-circuit triphasé à vide

Le rotor étant en court-circuit dans notre modèle, la simulation numérique nous permet de calculer uniquement la composante variable dans le temps du courant I_f . Il faut donc rajouter aux variations du courant d'excitation déterminées numériquement, la valeur de I_f mesurée lors du régime permanent précédant le court-circuit triphasé. On obtient ainsi les variations complètes du courant $I_f(t)$.

d) Modèle 3 : Circuit complet

Notre dernier modèle prend en compte, dans sa description des circuits électriques, les enroulements du stator et du rotor. Des interrupteurs placés sur chacune des phases de l'induit permettent la réalisation du court-circuit.

La difficulté d'un tel modèle réside dans la représentation de la source de tension du circuit inducteur. En effet, il ne s'agit pas d'une source de tension continue parfaite, mais d'une tension redressée par un pont de diodes triphasé.

Nous avons cependant modélisé ici cette source de tension par une tension continue, afin d'évaluer l'erreur commise par une telle approximation.

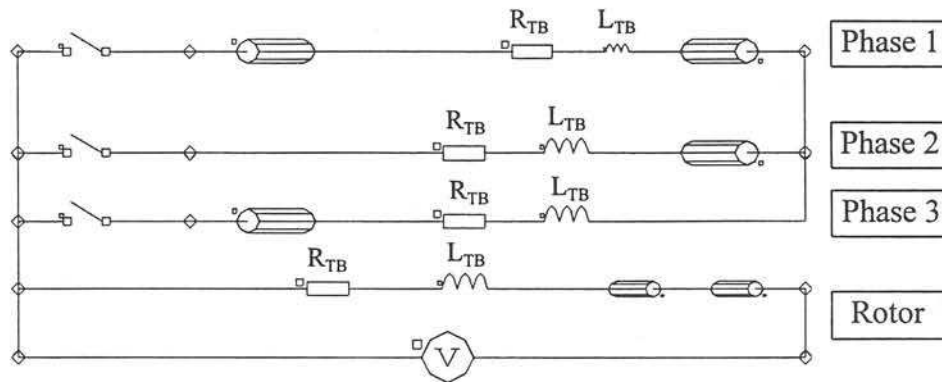


Figure IV.11 : Circuit du modèle 3 de l'alternateur pour le court-circuit triphasé à vide

Le lecteur pourra se reporter à l'annexe 5 pour une description détaillée de l'alimentation du circuit d'excitation de l'alternateur, et pour l'explication des non-linéarités intrinsèques à cette alimentation.

- e) Comparaison des courants de court-circuit fournis par les trois modèles présentés avec les courants mesurés en essai

Nous avons réalisé, dans un premier temps, le calcul du courant d'excitation à l'aide des modèles 2 et 3.

Les résultats obtenus par l'utilisation du modèle 3 sont très différents du relevé d'essai. La première pointe de courant est fortement sous-estimée, et les amplitudes décroissent ensuite avec une constante de temps qui n'est absolument pas représentative de ce qui se produit en réalité.

En revanche, le modèle 2, dans lequel les courants d'essai sont imposés dans les bobinages du stator, est très fidèle aux mesures expérimentales.

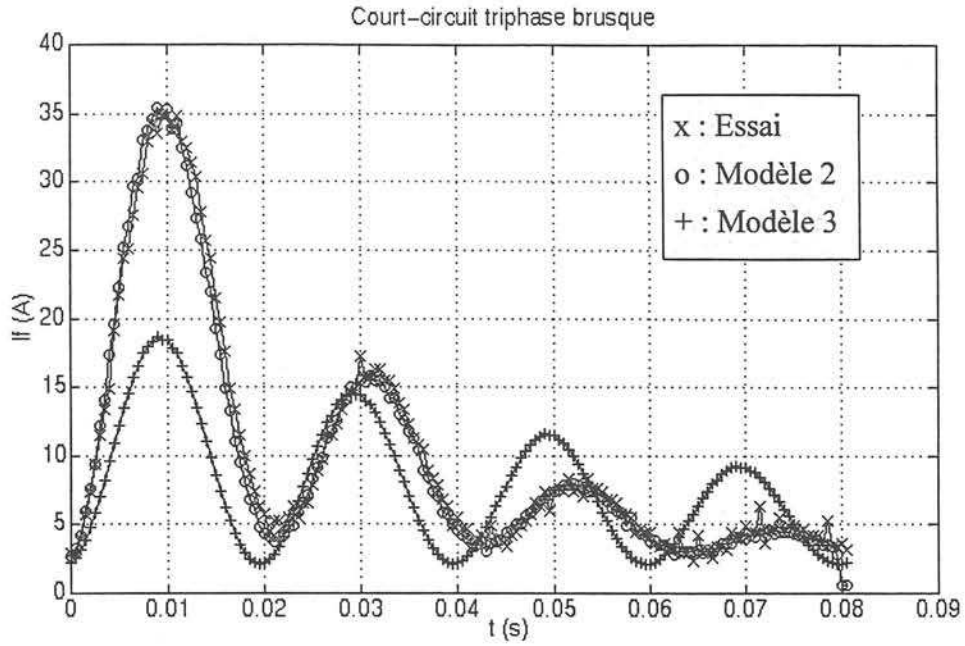


Figure IV.12 : Court-circuit triphasé à vide de l'alternateur - Courant d'excitation

On remarque, en outre, un déphasage très net entre le courant calculé par le modèle 3 et celui issu des essais. Ce déphasage ne peut pas venir de l'hypothèse que nous avons faite d'une vitesse de rotation constante, car la même hypothèse a été faite pour le modèle 2. De plus, cet écart ne se retrouve pas sur les courants statoriques calculés par la même simulation :

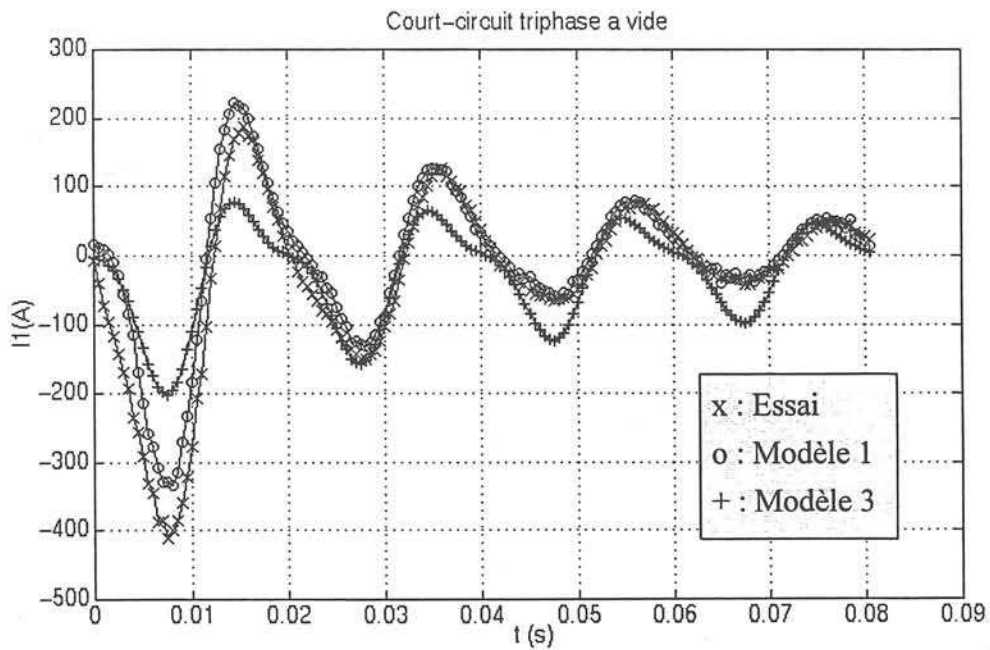


Figure IV.13 : Court-circuit triphasé à vide de l'alternateur - Courant de la phase 1

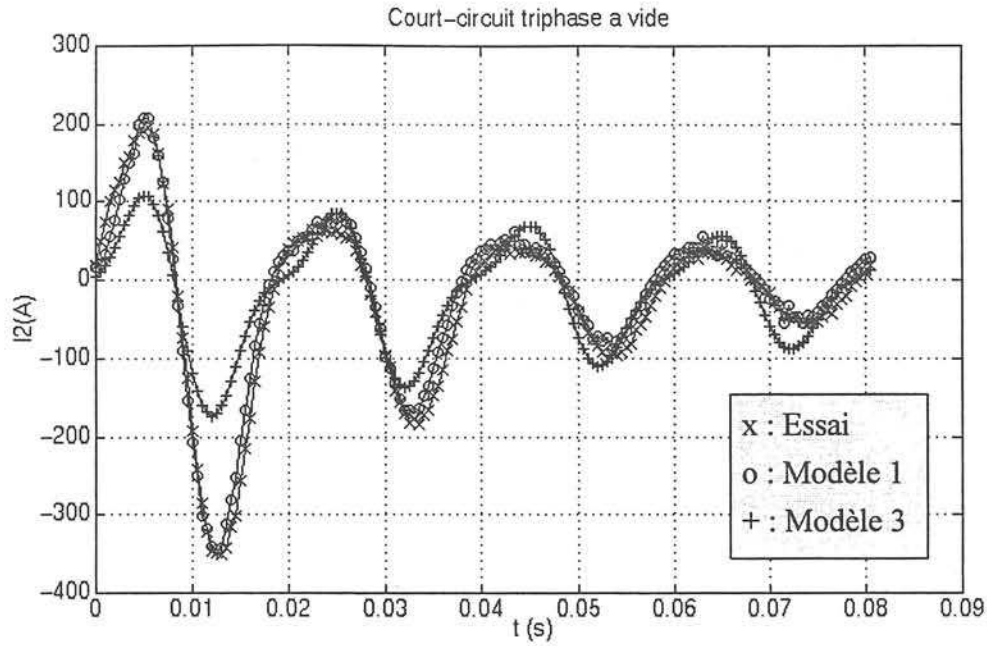


Figure IV.14 : Court-circuit triphasé à vide de l'alternateur - Courant de la phase 2

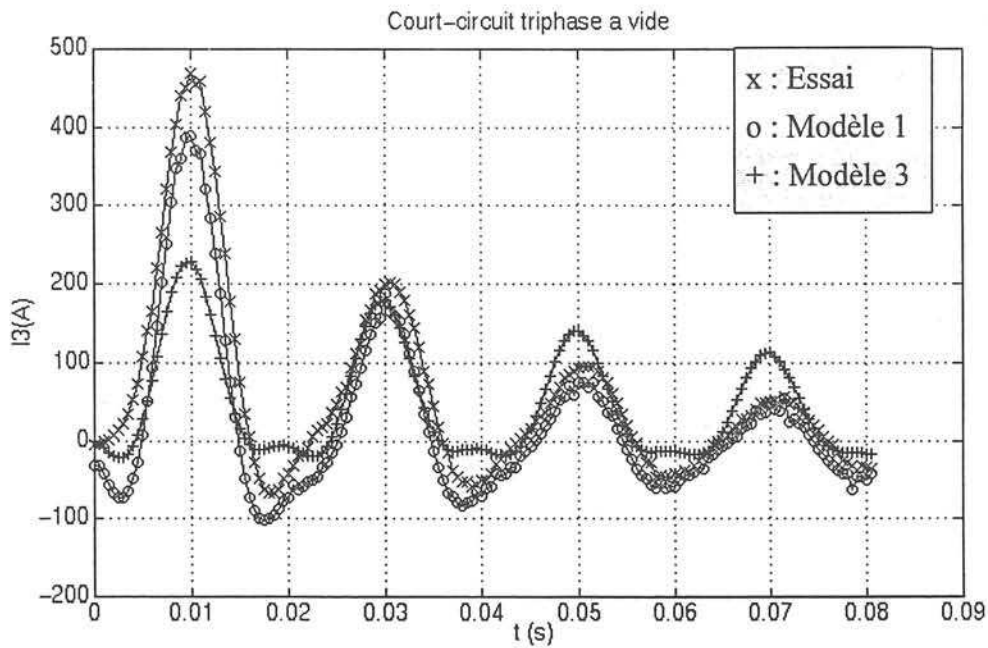


Figure IV.15 : Court-circuit triphasé à vide de l'alternateur - Courant de la phase 3

Les résultats des simulations numériques bidimensionnelles sont assez différents d'un modèle à l'autre. En effet, si le premier modèle fournit des variations des courants très proches de celles relevées expérimentalement, le modèle 3, là encore, sous-estime largement les premières pointes des courants, et les amortissements du système.

La principale différence entre le modèle 3 et les deux autres modélisations que nous avons conçues réside dans la façon de prendre en compte la source de tension du circuit d'excitation. Sa représentation en source de tension continue constante induit de fortes erreurs sur les résultats de simulation. Les divergences remarquées ne peuvent en effet pas venir d'une erreur dans la description des autres éléments du circuit électrique du stator ou du rotor, car ils sont tous repris par les deux autres modèles.

Une solution éventuelle serait de représenter la source du circuit inducteur dans son ensemble, en incluant le pont de diodes.

f) Etude paramétrique de la cage d'amortisseur

Nous allons maintenant expliquer les raisons du choix que nous avons fait de ne pas représenter la cage d'amortisseur dans les modèles numériques que nous venons de présenter.

Nous aurions en effet pu modéliser la cage d'amortisseur et son anneau de court-circuit par les paramètres calculés au chapitre II. Il subsistait cependant, après fabrication de l'alternateur, une imprécision concernant la qualité du contact électrique entre les extrémités des barres de la cage et la frette rotorique, qui sert également ici d'anneau de court-circuit à la cage d'amortisseur.

Nous avons précédemment décrit la réalisation de l'anneau de court-circuit de cette cage d'amortisseur au chapitre II : la frette est fixée sur les barres par des vis qui assurent par leur seule pression le contact électrique entre les deux parties. Aussi la résistance électrique de la portion d'anneau correspondant dépend-elle fortement de l'état de surface de l'aluminium de la frette et du cuivre des amortisseurs à l'endroit du contact.

La nécessité d'une étude paramétrique de nos modèles numériques bidimensionnels en fonction des paramètres décrivant la cage d'amortisseur s'est ainsi faite ressentir.

Nous avons mené cette étude sur le cas du court-circuit triphasé à vide, en réalisant deux simulations distinctes, correspondant à deux manières différentes de prendre en compte la cage d'amortisseur de l'alternateur. Ces simulations ont été réalisées à partir du modèle 1 auquel on a ajouté l'élément "cage d'amortisseur".

Le premier calcul numérique a été effectué avec les valeurs de l'inductance et de la résistance d'anneau obtenues au chapitre II par des simulations 3D :

$$\begin{cases} R_a = 6,4\mu\Omega \\ L_a = 4,0\text{nH} \end{cases} \quad (\text{IV.4})$$

où :

- R_a : résistance de la portion d'anneau située entre deux barres consécutives
- L_a : inductance de la portion d'anneau située entre deux barres consécutives

Ces valeurs sont très faibles par rapport à celles de la partie droite de la cage. En effet, la résistance d'une barre de cuivre de l'amortisseur est de $10^{-4}\Omega$. Ainsi, l'emploi des valeurs numériques fournies par les calculs tridimensionnels revient à considérer que la cage est presque en court-circuit à ses extrémités. La faible amplitude de R_a est une conséquence directe des hypothèses utilisées pour le calcul 3D, où l'on avait supposé les contacts entre surfaces parfaits (voir l'étude menée au chapitre II).

La seconde simulation a été réalisée avec les valeurs de R_a et de L_a qui avaient servi au dimensionnement de l'alternateur :

$$\begin{cases} R_a = 10\text{m}\Omega \\ L_a = 0,1\text{mH} \end{cases} \quad (\text{IV.5})$$

Ces valeurs élevées mettent en pratique l'anneau de la cage d'amortisseur en circuit presque ouvert à ses extrémités.

Ainsi, les deux premières simulations numériques effectuées se rapprochent-elles de deux cas extrêmes : le cas de la mise en court-circuit de la cage à ses extrémités, et celui pour lequel elle est en circuit ouvert.

Les courants statoriques obtenus avec ces simulations montrent clairement que la modélisation de l'anneau de court-circuit de la cage à l'aide des paramètres obtenus par notre étude 3D n'est pas réaliste. Les pointes de courant sont très mal représentées, et de plus, l'allure générale est très lissée par rapport au relevé d'essai :

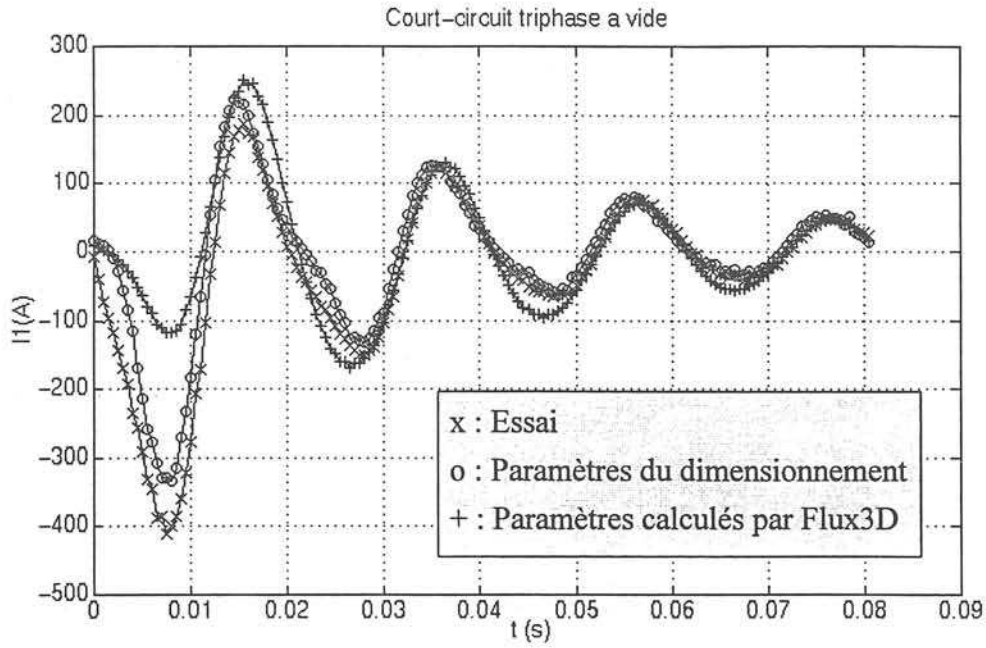


Figure IV.16 : Etude paramétrique de la cage d'amortisseur - Courant dans la phase 1

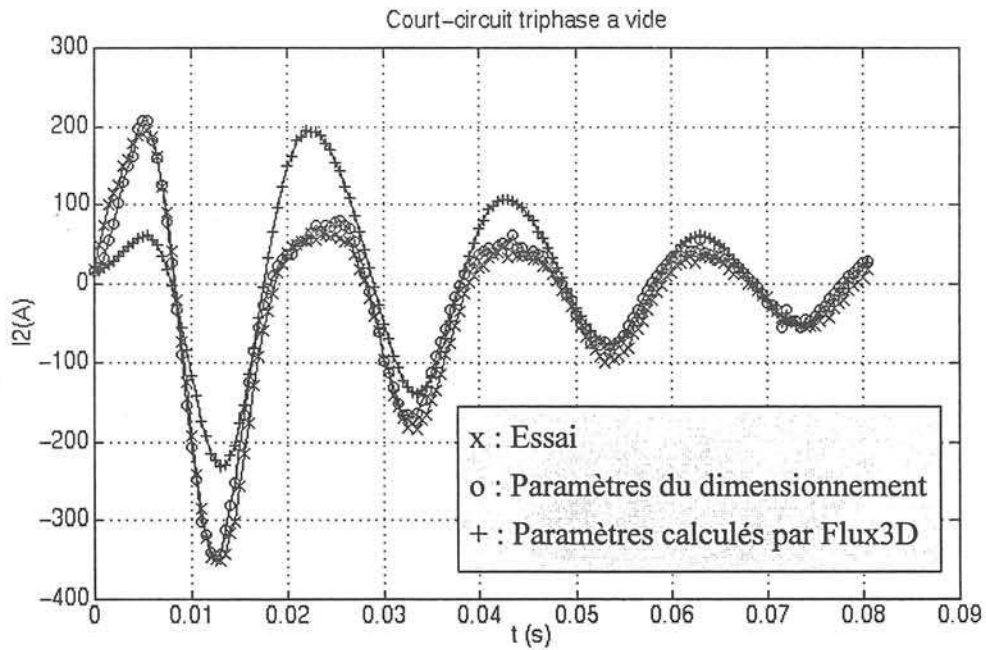


Figure IV.17 : Etude paramétrique de la cage d'amortisseur - Courant dans la phase 2

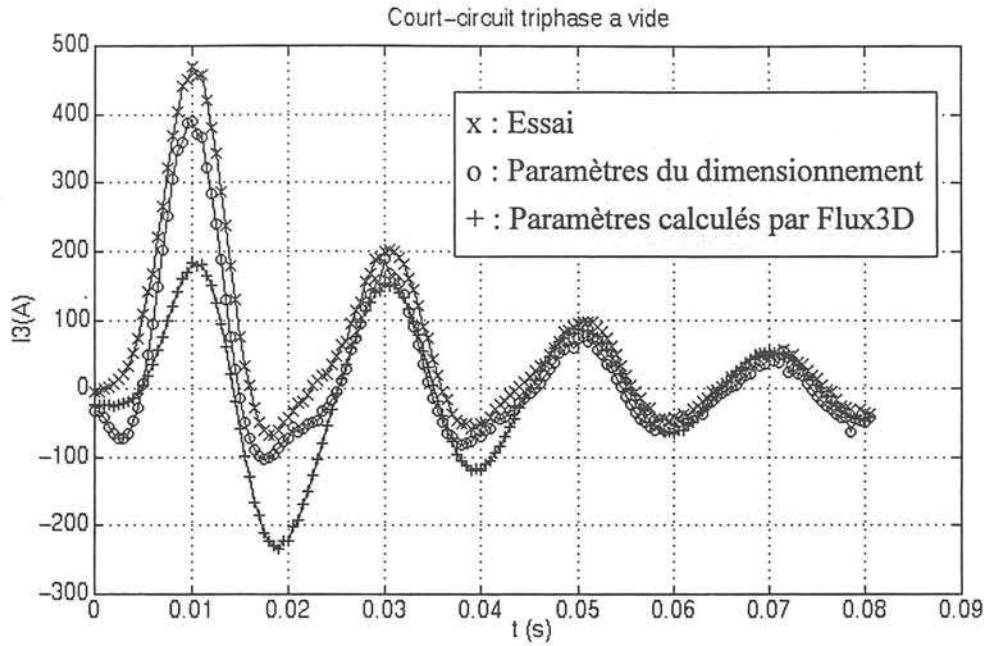


Figure IV.18 : Etude paramétrique de la cage d'amortisseur - Courant dans la phase 3

La comparaison entre les résultats des simulations et les courbes des courants mesurés en essai est très intéressante. On remarque que la modélisation de la cage qui la considère pratiquement en circuit ouvert au niveau de son anneau est celle qui représente le mieux, à la fois les allures des courbes d'essai, et les pics de courant.

En revanche, l'hypothèse qui met les barres de la cage en court-circuit à leurs extrémités est très éloignée de la réalité. Notons tout de même, que ces résultats ne remettent pas en cause le principe de détermination des paramètres de l'anneau de la cage d'amortisseur par simulation tridimensionnelle. Ce sont ici les hypothèses que nous avons faites pour ces calculs qui étaient inexacts : nous avons supposé les contacts électriques parfaits, alors que la réalisation pratique de l'anneau n'assurait qu'un très mauvais contact électrique entre les extrémités des barres et la frette.

Cette étude paramétrique a donc montré, au moyen d'une comparaison avec des résultats expérimentaux, que la cage d'amortisseur est pratiquement en circuit ouvert à ses extrémités.

C'est pourquoi nous avons choisi de modéliser l'alternateur sans prendre en compte sa cage d'amortisseur, afin de réduire la taille et la complexité de nos problèmes.

IV.3.4. Conclusion

Nous avons présenté dans ce paragraphe une étude analytique et numérique d'un court-circuit triphasé à vide réalisé sur le banc d'essai de l'alternateur.

Nous avons vu, dans un premier temps, que les méthodes analytiques classiques d'exploitation d'un essai de court-circuit n'étaient pas adaptées à nos résultats d'essais. La méthode que nous avons alors appliquée, qui consiste à approximer par une fonction analytique les courants mesurés expérimentalement, nous a permis de déterminer les principaux paramètres caractéristiques de l'alternateur.

Les limitations du calcul analytique sont apparues lors de la comparaison des résultats obtenus analytiquement avec les relevés d'essai. Cela nous a montré la nécessité de l'utilisation de méthodes de calcul numériques pour l'étude approfondie des régimes transitoires.

Les modèles numériques bidimensionnels que nous avons alors conçus ont fourni des résultats très disparates. En effet, il subsiste une inconnue quant à la représentation de la source de tension du circuit d'excitation de l'alternateur. Les modèles qui la représentaient comme une source de tension constante ont donné des résultats très médiocres. En revanche, les modélisations qui s'affranchissaient de cet élément donnent des résultats très fidèles aux mesures expérimentales.

Enfin, cette étude nous a permis de lever l'incertitude qui pesait sur la qualité de l'anneau de court-circuit de la cage d'amortisseur de l'alternateur. La confrontation des relevés d'essai et des résultats de simulation a montré que les contacts électriques entre les barres de l'amortisseur et l'anneau de court-circuit étaient très mauvais. Les barres de l'amortisseur sont donc pratiquement en circuit ouvert à leurs extrémités.

IV.4. Etude expérimentale et numérique de l'induction magnétique aux extrémités de l'alternateur en régime permanent à vide

Nous allons étudier, dans un premier temps, les signaux des capteurs d'induction relevés pendant des essais à vide de l'alternateur. Nous effectuerons ensuite la comparaison entre les mesures et les résultats de nos calculs par éléments finis tridimensionnels, pour les régimes permanents à vide.

IV.4.1. Etude expérimentale de l'induction dans les parties frontales de l'alternateur en régime permanent à vide

Ce premier paragraphe présente les relevés expérimentaux des tensions induites aux bornes de quelques boucles de mesure. Cette étude expérimentale sera menée pour des régimes permanents à vide où le courant d'excitation est de 10,2A.

a) Induction magnétique sur les développantes statoriques

La figure suivante présente les mesures réalisées en régime permanent à vide sur les 7 boucles d'une développante de la phase A :

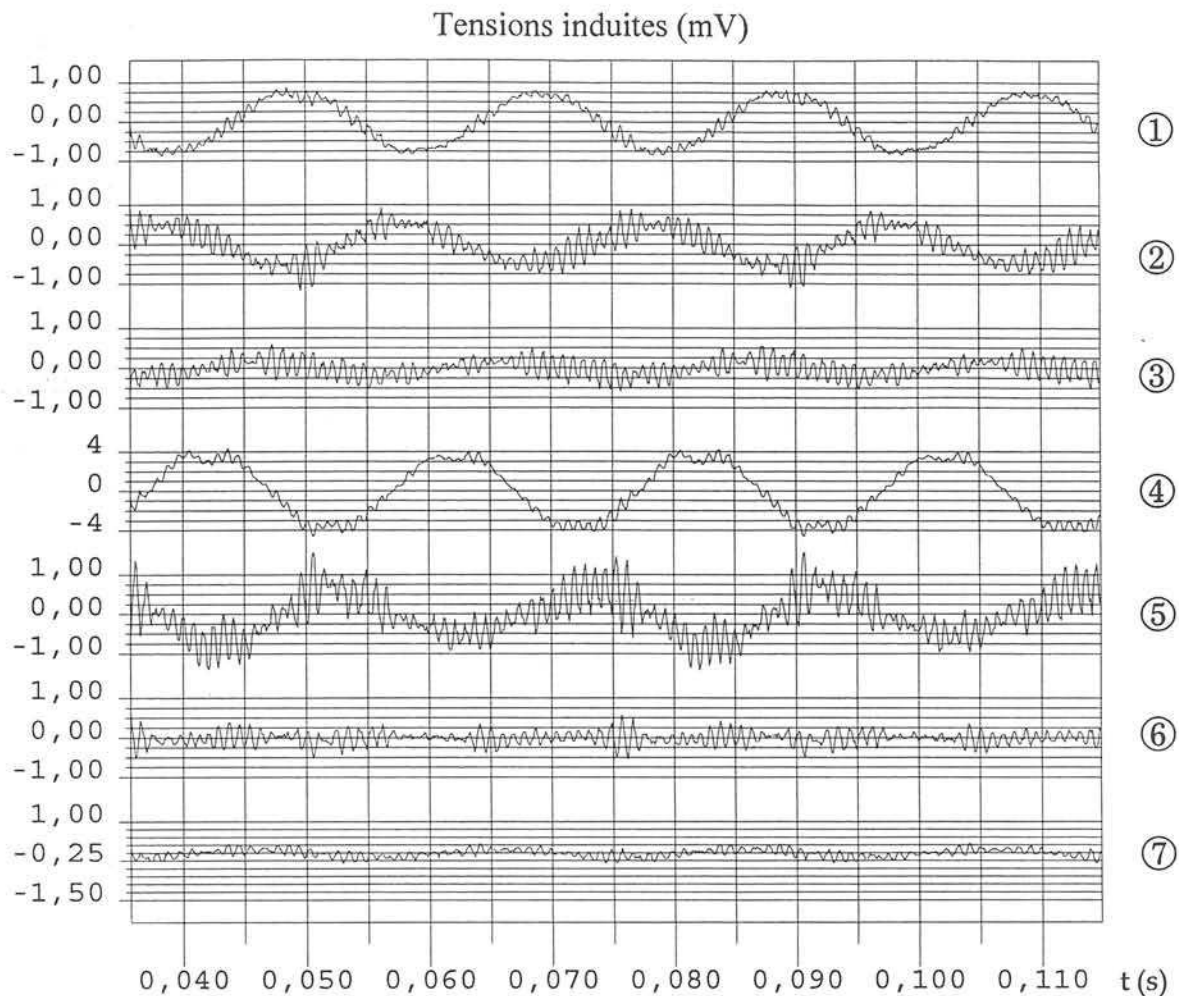


Figure IV.19 : Tensions induites en régime permanent à vide - Boucles situées sur une développante de la phase A

Les sept boucles de mesure sont disposées de la manière suivante :

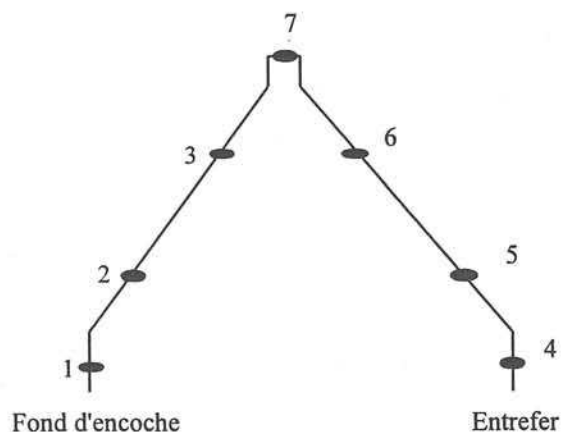


Figure IV.20 : Disposition des boucles sur la développante statorique

Ainsi, les boucles 1 et 4, 2 et 5, et 3 et 6 doivent fournir des signaux facilement comparables.

Les allures des signaux mesurés par les boucles 1 et 4 sont en effet similaires. En revanche, le niveau de la mesure de la boucle 4 est très supérieur à celui de la boucle 1. Cette différence s'explique principalement par le fait que cette boucle est placée sur la partie de la développante qui est proche de l'entrefer. La boucle 1 est, quant à elle, située sur un conducteur de fond d'encoche. La différence relevée entre les tensions induites sur ces deux boucles reflète ainsi la décroissance radiale de l'induction magnétique.

Ces mesures montrent, en outre, que plus on s'éloigne de la source de champ magnétique, c'est à dire de l'enroulement du rotor, plus l'amplitude des signaux diminue. Le signal le plus faible est celui de la boucle 7, située à l'extrémité de la développante (boucle 7 de la figure IV.20).

Enfin, une analyse spectrale de ces signaux montre que les fréquences élevées qu'ils contiennent sont dues aux harmoniques d'espace du rotor et du stator de l'alternateur.

b) Induction magnétique de part et d'autre de l'écran

La figure suivante montre les relevés des tensions aux bornes de deux boucles de mesure placées de part et d'autre de l'écran. On constate une atténuation ainsi qu'un déphasage de l'induction au passage de l'écran, dus à l'action des courants induits dans le cuivre qui font écran au flux magnétique.

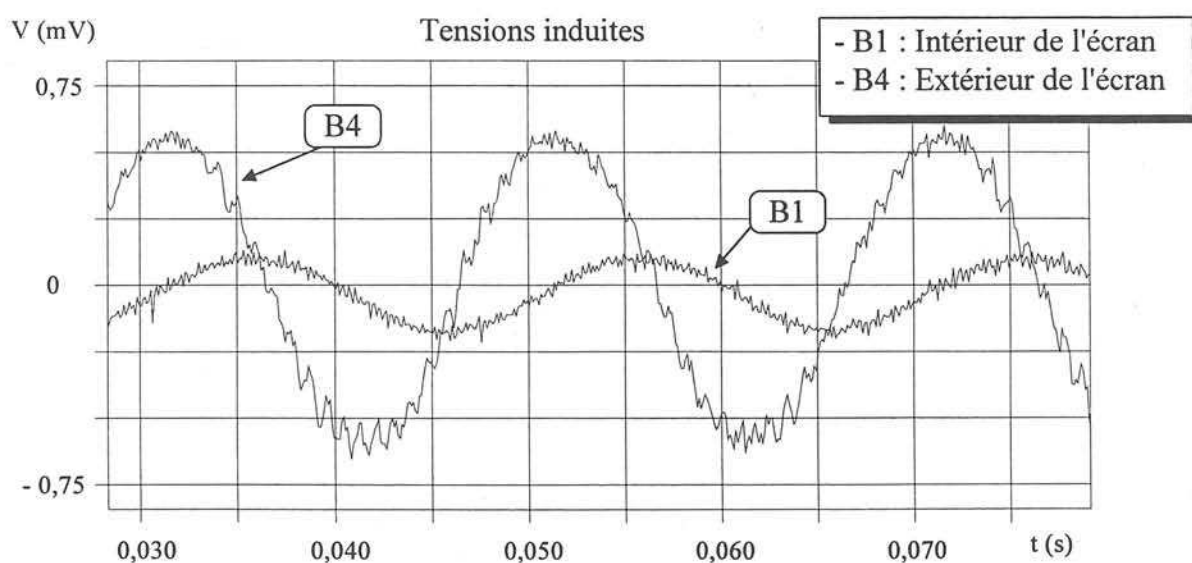


Figure IV.21 : Tensions induites aux bornes des boucles de part et d'autre de l'écran
Régime permanent à vide $I_f = 10,2A$

IV.4.2. Etude numérique de l'induction dans les parties frontales de l'alternateur en régime permanent à vide

a) Modèle 3D des parties frontales de l'alternateur en régime permanent

Le modèle tridimensionnel que nous avons utilisé est celui décrit en détail au chapitre II. Il s'agit d'un modèle magnétostatique linéaire, dont les principales hypothèses sont, d'une part, de négliger les courants induits dans les pièces conductrices, et d'autre part, de représenter les conducteurs par des inducteurs filaires.

Les données d'entrée du modèle sont les courants des différents enroulements de l'alternateur. Par conséquent, le courant de l'inducteur est fixé à 10,2A, pour reproduire l'essai, et les courants de l'induit sont imposés égaux à zéro.

La simulation est réalisée en pas à pas dans le temps, sur une période électrique. Le logiciel de calcul par éléments finis Flux3D ne permettant pas, à l'heure actuelle, de réaliser une simulation en pas à pas dans le temps avec rotation du rotor, nous avons dû trouver une alternative. Elle a consisté à garder le même maillage pour tous les pas de temps simulés, mais à faire tourner le bobinage du stator d'un nombre entier de pas d'encoches, dans le sens inverse de rotation du rotor.

Une telle méthode de calcul ne permet pas de prendre en compte correctement les harmoniques d'espace de l'alternateur, car elle impose une discrétisation temporelle maximale dont le pas de temps correspond au pas dentaire. En revanche, elle a l'avantage d'être relativement rapide, car le remaillage du problème pour chaque pas de temps est évité.

Nous aurions bien évidemment pu réaliser deux maillages différents, décalés d'un demi pas dentaire, ce qui nous aurait permis de doubler le nombre de pas de temps calculés par période électrique. Il nous a paru cependant inutile de multiplier les simulations numériques, sachant que notre modélisation fournissait déjà 24 points au maximum par période.

b) Exploitation des tensions induites mesurées en essai

Les boucles de mesure fournissent des valeurs de tensions induites à leurs bornes. Ce signal est ensuite amplifié pour être transporté, et acquis par le système d'acquisition. L'induction magnétique est déduite de ces tensions par intégration du signal :

$$B(t) = K \int V(t) dt \quad (IV.6)$$

Le facteur K prend en compte le calibre de l'amplificateur, et la surface S de la bobine de mesure, ainsi que son nombre de spires N :

$$K = \frac{1}{NS} \times \frac{\text{calibre}}{5V} \quad (IV.7)$$

La calibration de plusieurs capteurs, réalisée au Laboratoire d'Essai des Machines Tournantes, a montré que la dispersion de mesure, essentiellement due à la dispersion sur le diamètre moyen des bobines, s'élève à $\pm 3\%$. Ces mesures préalables ont montré qu'un offset continu de 4mV au maximum pouvait s'ajouter au signal.

Cet offset a donc tout d'abord été supprimé sur chaque signal mesuré, avant d'appliquer la méthode d'intégration des trapèzes, pour intégrer la tension des capteurs.

c) Exploitation des simulations tridimensionnelles - Incertitudes sur les positions et les orientations des capteurs

La méthode employée pour calculer l'induction magnétique en chaque capteur de flux dans les modèles tridimensionnels est basée sur quelques hypothèses que nous allons exposer à présent.

L'induction mesurée est l'induction normale à la section de la bobine de mesure. Nous avons supposé que les conducteurs des développantes statoriques reposaient exactement sur un cône, et nous en avons déduit que l'induction à calculer était la composante normale au cône à l'endroit où se trouve le capteur.

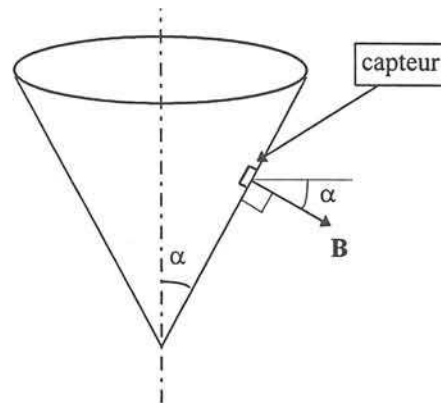


Figure IV.22 : Cône sur lequel s'appuient les développantes - Composante de l'induction mesurée

Cette composante de \mathbf{B} sera calculée à partir du calcul de champ tridimensionnel. Sa détermination dépendra des incertitudes subsistant sur les cotes des capteurs, et sur leur orientation.

Les incertitudes sur la position réelle des bobines de mesure ont été exposées au chapitre III, à l'occasion de la description de l'instrumentation des parties frontales de l'alternateur. Les cotes exactes des capteurs sont connues à $\pm 6\%$.

En outre, l'orientation précise de chaque bobine de mesure est difficile à déterminer. Elle fera l'objet d'une étude paramétrique au paragraphe suivant.

d) Comparaison entre modélisation et essais

Une simulation d'un essai en régime permanent à vide à $I_f = 10,2\text{A}$ a été effectuée.

L'exploitation des résultats de simulation a été menée pour trois orientations distinctes du capteur :

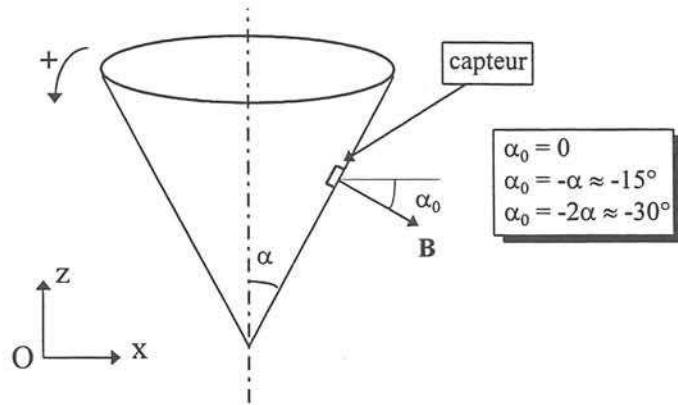
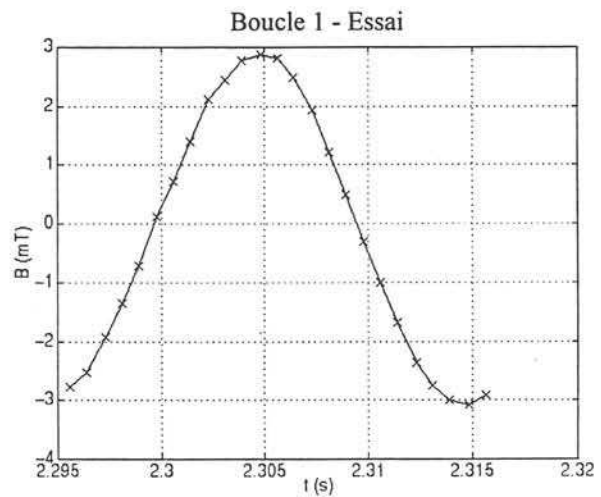
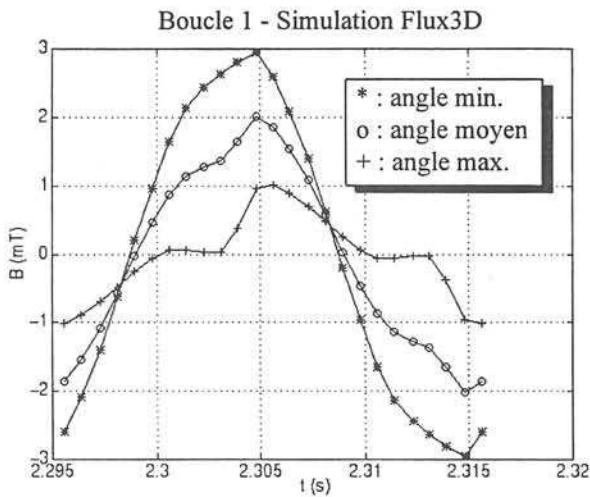
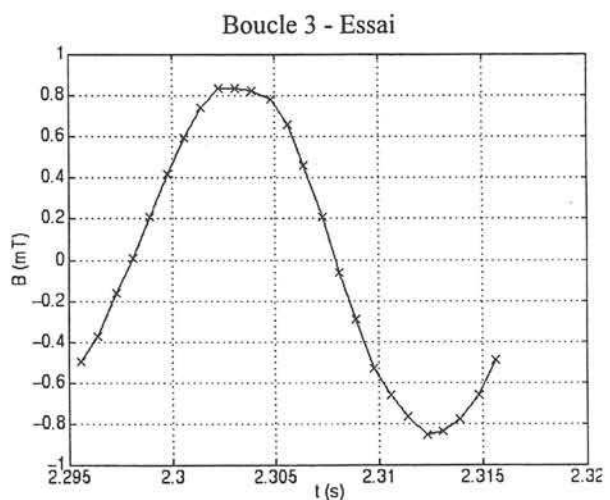
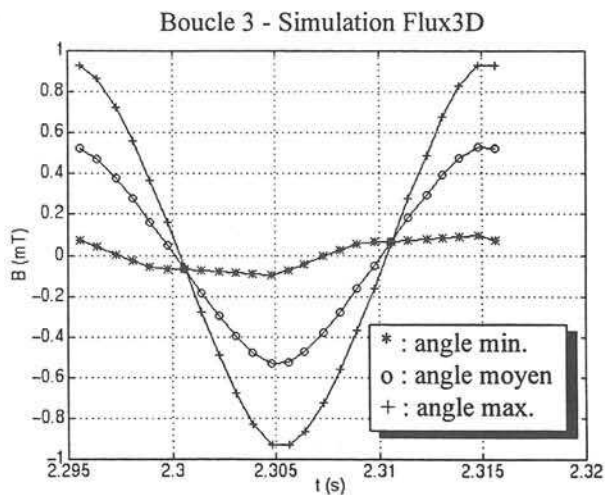


Figure IV.23 : Trois orientations différentes pour le calcul de B

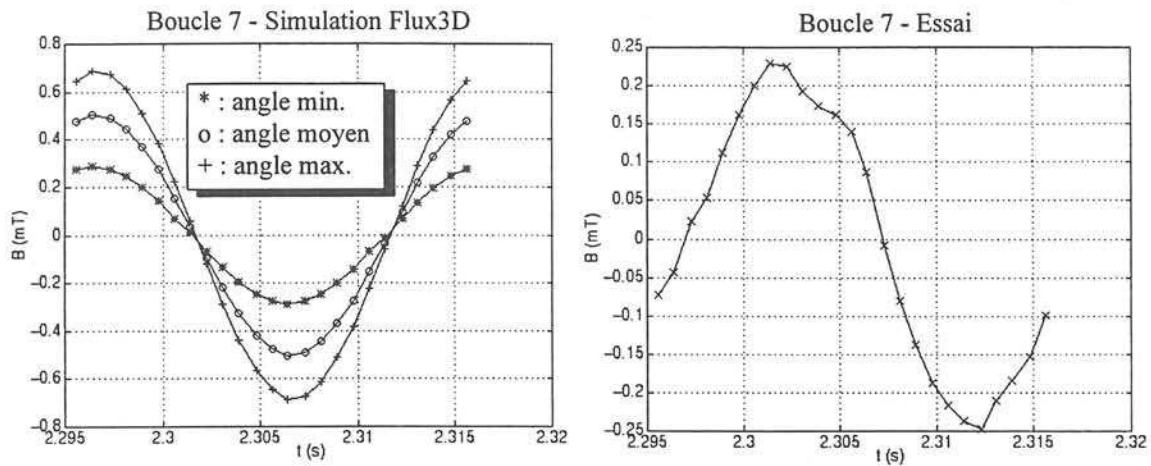
Les résultats obtenus pour ces trois exploitations sont très différents :



Figures IV.24 et IV.25 : Induction magnétique sur la boucle 1 d'une développante de la phase A - Simulation et essai en régime permanent à vide



Figures IV.26 et IV.27 : Induction magnétique sur la boucle 3 d'une développante de la phase A - Simulation et essai en régime permanent à vide



Figures IV.28 et IV.29 : Induction magnétique sur la boucle 7 d'une développante de la phase A - Simulation et essai en régime permanent à vide

Les résultats présentés sur ces trois capteurs de flux montrent que la mesure de l'induction se situe bien dans la fourchette des incertitudes sur l'orientation des capteurs.

Ces courbes révèlent en outre la très grande sensibilité du calcul de l'induction à ce paramètre. Des facteurs 2 ou 3 peuvent apparaître pour une variation de seulement 15° de l'axe de la bobine de mesure.

Il faut aussi noter que les allures très irrégulières des résultats de calcul sur la boucle 1 viennent d'une imprécision du maillage aux points de calcul.

IV.5. Etude expérimentale et numérique de l'induction magnétique aux extrémités de l'alternateur lors d'un court-circuit triphasé à vide

Nous présentons, dans un premier paragraphe, les signaux des capteurs d'induction relevés pendant le régime transitoire du court-circuit triphasé à vide étudié précédemment. Une comparaison entre les mesures et les résultats de nos calculs par éléments finis tridimensionnels sera ensuite réalisée.

IV.5.1. Etude expérimentale de l'induction dans les parties frontales de l'alternateur lors d'un court-circuit triphasé brusque à vide

Le court-circuit triphasé à vide que nous nous proposons d'étudier ici est l'essai pris comme référence pour les études analytiques et par éléments finis bidimensionnels présentées dans les paragraphes précédents de ce chapitre.

Un premier sous-paragraphe sera consacré aux capteurs situés sur les développantes statoriques. Nous verrons ensuite les signaux fournis, lors de régimes transitoires de courts-circuits triphasés à vide, par les capteurs instrumentant l'écran en cuivre.

a) Induction magnétique sur les développantes statoriques

La figure suivante montre les tensions mesurées aux bornes de trois capteurs d'induction situés sur une développante de la phase A, ainsi que le courant d'essai de la phase A, I_A .

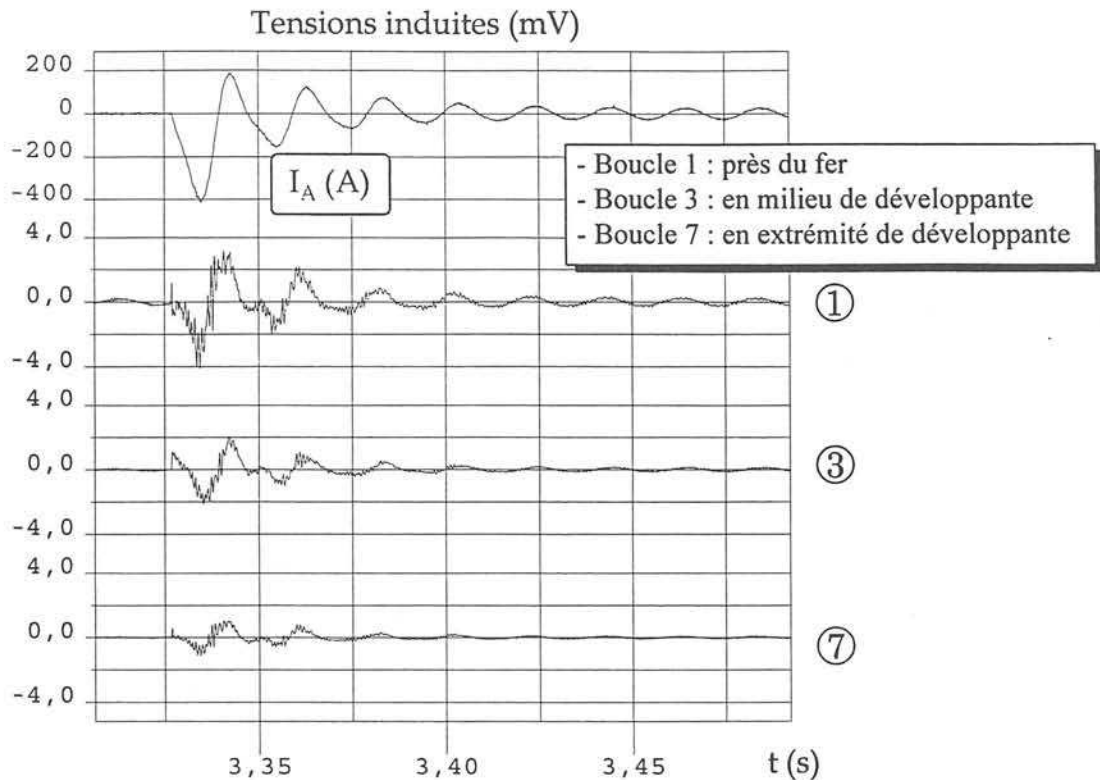


Figure IV.30 : Tensions induites aux bornes de trois boucles de flux de la phase A en court-circuit triphasé à vide

Plusieurs remarques peuvent être faites. Tout d'abord, on observe là encore, la décroissance de l'induction magnétique lorsque l'on s'éloigne axialement du circuit magnétique. Les amplitudes des signaux de la boucle 7, située en extrémité de tête de bobine sont en effet beaucoup plus faibles que celles des boucles 3, placée en milieu de développante et 1, située en bas du panier de développantes.

Par ailleurs, les allures des tensions induites des capteurs suivent, en première approximation, les variations du courant transitoire de l'enroulement sur lequel ils sont posés. Les boucles mesurent en effet principalement l'induction créée par les conducteurs les plus proches.

Enfin, notons que, de même que pour le régime à vide, les harmoniques d'espace de l'alternateur se retrouvent dans ces signaux.

b) Induction magnétique de part et d'autre de l'écran

Les signaux de deux boucles de mesure localisées de part et d'autre de l'écran ont été relevés. On remarque là aussi une atténuation de l'amplitude des tensions induites, donc de l'induction, au passage de l'écran.

Cette décroissance est due aux courants qui sont induits dans cette pièce massive conductrice. Elle est plus importante qu'en régime permanent à vide, car la fréquence des phénomènes intervenant en régime transitoire est supérieure.

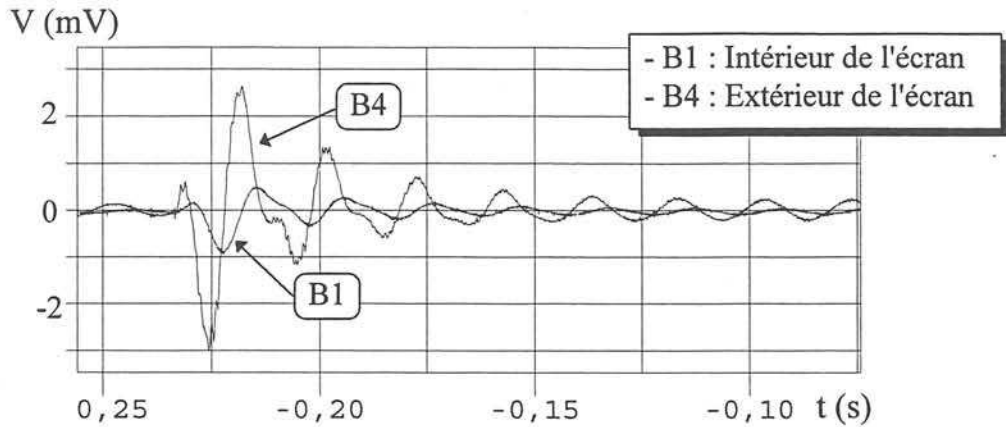


Figure IV.31 : Tensions induites aux bornes de deux boucles de flux localisées de part et d'autre de l'écran statorique - Court-circuit triphasé à vide

IV.5.2. Etude numérique de l'induction dans les parties frontales de l'alternateur lors d'un court-circuit triphasé brusque à vide

a) Modèle 3D des parties frontales de l'alternateur en régime transitoire

Nous avons repris ici le modèle 3D conçu pour l'étude des régimes permanents. Certaines hypothèses ne seront plus tout à fait justifiées.

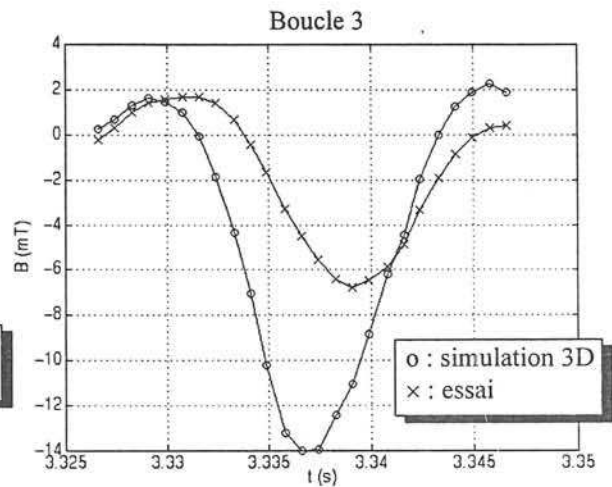
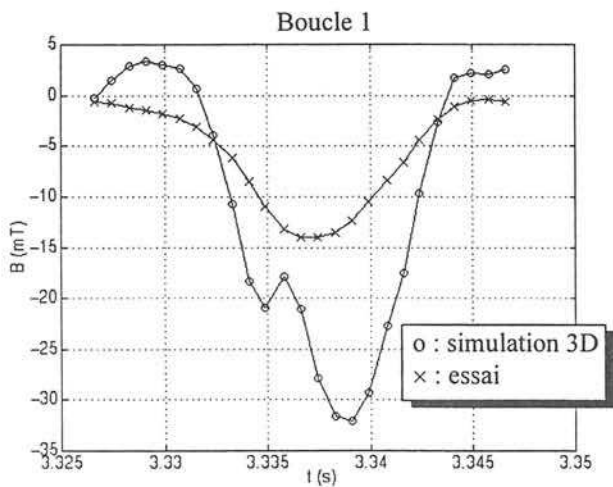
Les données d'entrée de notre modèle sont les courants des différents enroulements de l'alternateur, que nous imposons égaux à ceux relevés en essai. Le court-circuit triphasé à vide que nous nous proposons d'étudier ici est celui présenté au paragraphe IV.3.1.

L'étude est, là aussi, effectuée en pas à pas dans le temps, et décrit la première période du régime transitoire.

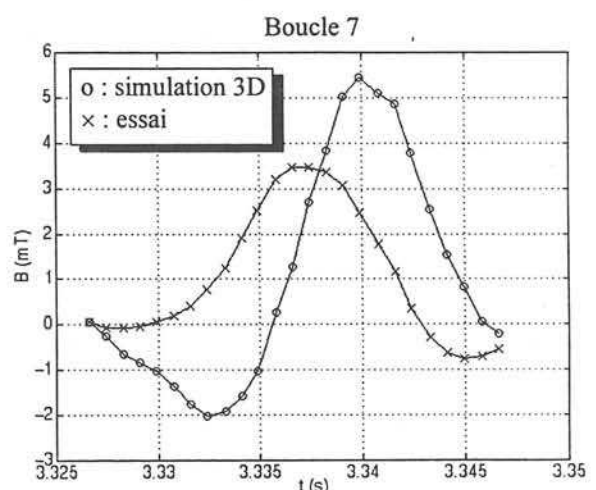
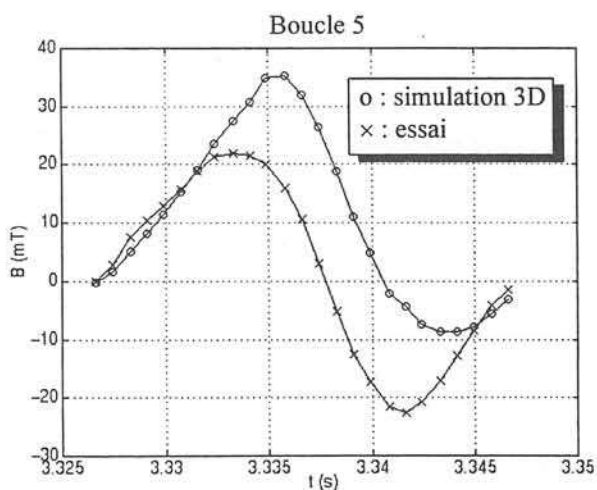
b) Comparaison entre modélisation et essais

Nous avons réalisé une série de 25 simulations numériques correspondant aux premières 20ms de l'essai de court-circuit triphasé à vide.

Les signaux mesurés par quatre boucles de flux placées sur une développante de la phase A sont comparés aux résultats des simulations numériques.



Figures IV.32 et IV.33 : Induction sur les boucles 1 et 3 d'une développante de la phase A
Simulation et essai en court-circuit triphasé à vide



Figures IV.34 et IV.35 : Induction sur les boucles 5 et 7 d'une développante de la phase A
Simulation et essai en court-circuit triphasé à vide

Les irrégularités sur le résultat du calcul présenté à la figure IV.32 proviennent, de même que pour les calculs à vide, d'une imperfection du maillage au point de calcul.

Globalement, les tendances des variations de l'induction se retrouvent dans les résultats de simulation.

En revanche, les amplitudes sont surestimées par les calculs numériques. Une des causes de cette majoration des valeurs d'induction peut être l'hypothèse de linéarité du modèle. La saturation du matériau magnétique, qui apparaît localement dans les premiers instants du court-circuit, n'est pas représentée dans la simulation.

Par ailleurs, une différence essentielle existe entre l'exploitation des calculs à vide et celle des simulations en régimes transitoires. En effet, les conducteurs statoriques sont maintenant parcourus par des courants, et nous avons vu au paragraphe précédent, que les capteurs mesurent en grande partie le flux généré par ces parties des bobinages.

Or, les conducteurs sont représentés dans le modèle par des inducteurs filaires. Le champ qu'ils créent tend donc vers l'infini à leur voisinage. Le calcul effectué à l'emplacement des capteurs d'induction, c'est à dire à proximité de l'inducteur filaire, est ainsi entaché d'une erreur provenant de cette approximation.

Les maxima de l'induction magnétique sont donc obtenus, en moyenne, par ce modèle, à un facteur 2 près. Cela semble acceptable, étant donné les nombreuses hypothèses de modélisation qui ont été faites. Ce modèle est en effet, plus adapté à l'étude des régimes permanents, car les courants induits dans l'écran magnétique n'ont pas été pris en compte, et la saturation du circuit magnétique est négligée.

Enfin, l'hypothèse de représentation des conducteurs par des inducteurs filaires ne semble pas adaptée pour des études de régimes transitoires, mais elle permet tout de même de disposer d'un modèle qui approche la réalité, et qui est surtout beaucoup moins lourd qu'un modèle qui comporterait une représentation volumique des bobinages.

IV.6. Conclusion

Les différents essais réalisés en régimes permanents ont permis de valider le modèle numérique bidimensionnel de l'alternateur en régime permanent.

Des essais de courts-circuits triphasés à vide ont ensuite été effectués. La comparaison entre les courants d'essai mesurés et les résultats des calculs analytiques et numériques a montré la supériorité du modèle par éléments finis bidimensionnels sur la représentation analytique des régimes transitoires des alternateurs.

D'autre part, cette étude a mis en évidence le problème de la prise en compte de la source de tension du circuit d'excitation de l'alternateur. Cette source de tension est, en effet, une tension redressée, et sa représentation par une tension continue ne suffit pas à la décrire correctement pour l'étude des régimes transitoires.

Les calculs numériques ont aussi permis de montrer que la cage d'amortisseur de l'alternateur d'essai est pratiquement en circuit ouvert à ses extrémités.

Les relevés de quelques capteurs d'induction ont ensuite été présentés, pour des régimes permanents à vide, et des régimes transitoires de courts-circuits triphasés à vide. Les harmoniques d'espace de l'alternateur se retrouvent dans ces signaux, dont l'allure, lors des régimes transitoires, suit en première approximation, les variations des courants de l'induit.

Enfin, une comparaison entre calculs numériques tridimensionnels et mesures de l'induction dans les parties frontales de l'alternateur d'essai a été réalisée. Les résultats obtenus pour des régimes permanents à vide montrent que l'incertitude qui subsiste sur la position et l'orientation réelle des capteurs se répercute de façon importante sur l'exploitation des résultats de simulation. La comparaison effectuée pour le court-circuit triphasé a, d'autre part, mis en évidence les limitations du modèle numérique tridimensionnel pour l'étude des régimes transitoires.

CHAPITRE V

ETUDE DU FAUX-COUPLAGÉ DE L'ALTERNATEUR D'ESSAI SUR LE RESEAU

V.1. Introduction

Lorsque l'on effectue le couplage d'un alternateur sur le réseau, les conditions suivantes doivent être remplies : le système triphasé de l'alternateur doit être égal en amplitude et en phase à celui du réseau, et la fréquence des deux systèmes triphasés doit être égale. Si ces conditions sont réalisées, le couplage se fait sans aucune contrainte électrique ou mécanique.

Lorsqu'une seule de ces conditions de couplage n'est pas remplie, on réalise un faux-couplage. Les contraintes électriques et mécaniques sont alors sévères, en particulier pour les faux-couplages à 180° où les courants statoriques sont les plus importants, et les faux-couplages à 120° où le couple électromagnétique atteint son maximum.

Le banc d'essai présenté au chapitre III a été dimensionné pour nous permettre d'effectuer des faux-couplages de l'alternateur sur le réseau. L'étude expérimentale de ces régimes transitoires apparaît très peu dans la littérature, car ils sont encore plus néfastes pour le matériel que les courts-circuits brusques.

Après avoir étudié au chapitre précédent le court-circuit triphasé à vide sur l'alternateur d'essai en comparant les simulations numériques et les résultats d'essais, nous allons analyser, dans ce chapitre, les résultats des faux-couplages sur le réseau effectués sur l'alternateur d'essai. Nous allons ensuite les comparer aux calculs analytiques et aux simulations par éléments finis.

Enfin, nous finirons ce chapitre par une présentation des mesures locales d'induction sur les développantes statoriques en régime de faux-couplage.

Nous proposons donc ici une étude originale sur un sujet qui est généralement très peu abordé théoriquement ou expérimentalement. Sa complexité rend difficile son étude analytique d'une part, et d'autre part, les contraintes mécaniques et électriques que ces régimes induisent sur les machines en limitent l'étude expérimentale.

V.2. Analyse des résultats des essais de faux-couplage à 180° et à 120°

V.2.1. Faux-couplage à 180° - Essai sans résistance de décharge

L'essai de faux-couplage que nous présentons dans ce paragraphe est un faux-couplage à 180° de l'alternateur sur le réseau effectué sous tension nominale, sans utiliser de résistance de décharge en parallèle sur le circuit d'excitation. L'essai réalisé avec cette résistance sera présenté au paragraphe suivant.

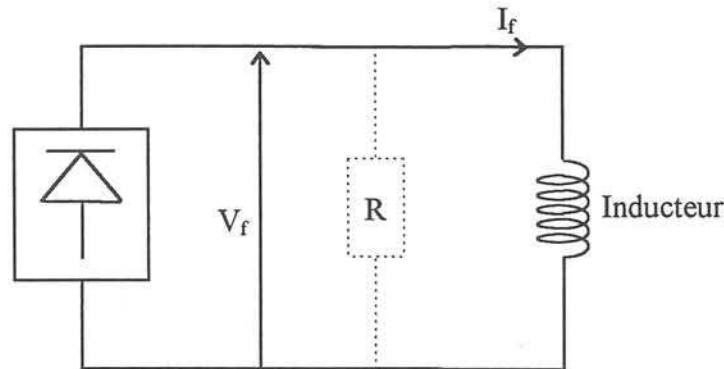


Figure V.1 : Circuit d'excitation sans la résistance de décharge R

L'alternateur est entraîné à sa vitesse nominale, et excité de façon à fournir sa tension nominale à ses bornes. Le déphasage des tensions du réseau et de l'alternateur est contrôlé par oscilloscope, et le couplage est réalisé lorsque les deux systèmes de tension sont en opposition de phase. Les enregistrements de cet essai montrent que ce faux-couplage a été effectué avec un déphasage de 182°. D'autre part, l'écart mesuré en essai par rapport au synchronisme est très faible : il est de l'ordre de grandeur de notre précision de mesure, soit environ 1%. Enfin, la tension efficace aux bornes de l'alternateur est de 4% inférieure à celle du réseau.

La fréquence d'échantillonnage du système d'acquisition a été fixée à 10 kHz pour cet essai, pour nous permettre de relever les variations les plus rapides de notre système, et pour avoir suffisamment de points de mesure aux moments des plus fortes croissances des courants dans les enroulements.

La figure V.2 rassemble les relevés expérimentaux des principales grandeurs décrivant le fonctionnement de l'alternateur : le courant de la phase 1, la tension V_f et le courant I_f du circuit inducteur, et enfin, la puissance triphasée fournie par l'alternateur au réseau.

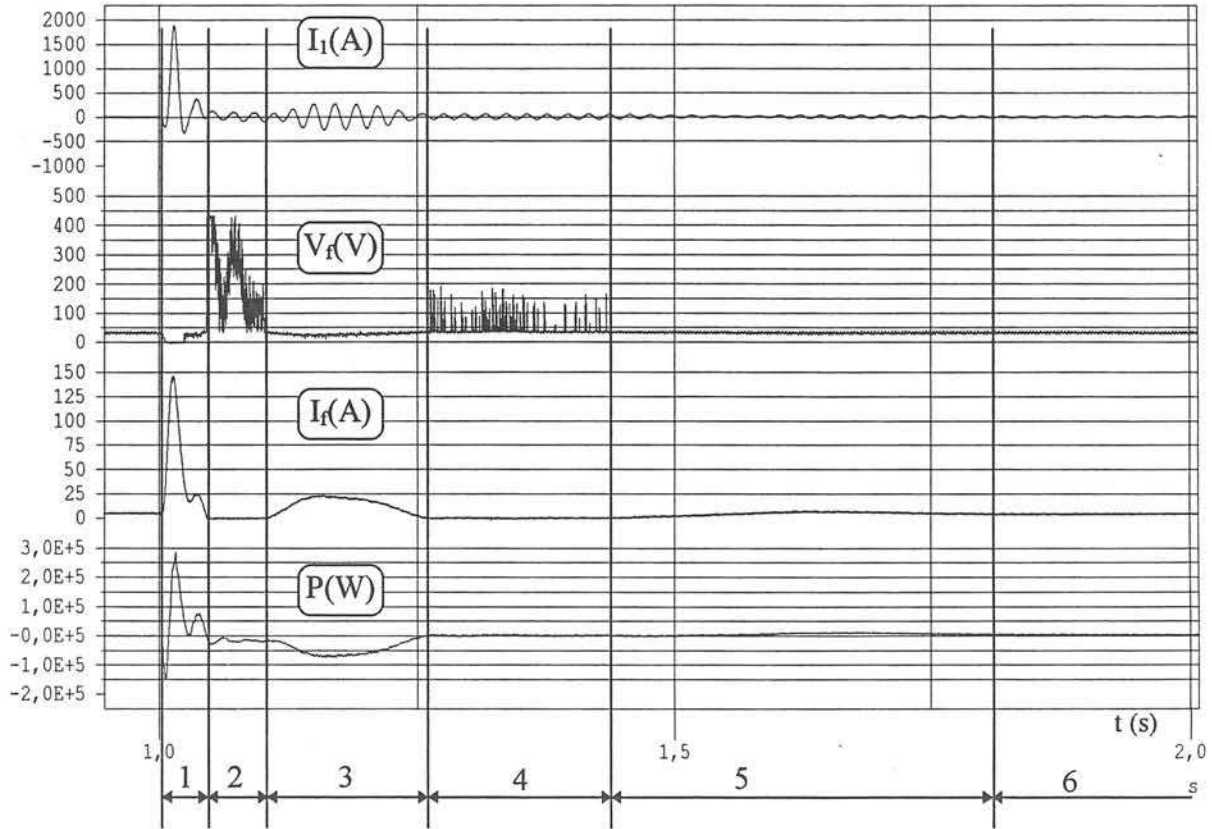


Figure V.2 : Relevés de l'essai de faux-couplage à 180° - Essai sans résistance de décharge

L'analyse des résultats expérimentaux montre que cet essai de faux-couplage peut se décomposer en six phases distinctes que nous nous proposons d'expliquer de manière qualitative dans les paragraphes suivants.

a) Phase 1

La phase 1 correspond aux tous premiers instants du faux-couplage. C'est là qu'apparaissent les pics de courant les plus importants au stator et au rotor.

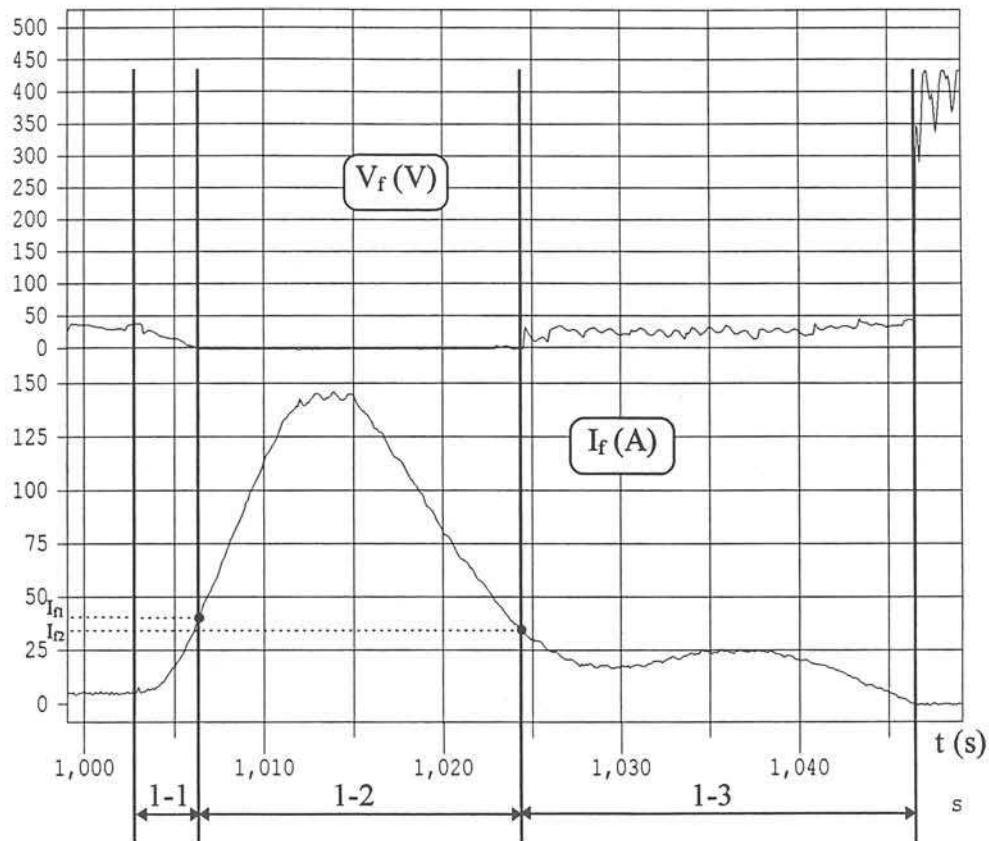
Nous allons commencer par l'analyse de la puissance triphasée instantanée échangée entre l'alternateur et le réseau. Ses variations traduisent en effet non seulement les échanges d'énergie électrique, mais sont aussi une image des variations d'énergie cinétique du rotor de la machine.

Avec la convention de signe que nous avons adoptée pour son calcul, cette puissance est positive lorsque l'alternateur fournit de l'énergie au réseau, et négative lorsqu'il en absorbe.

Dans toute notre analyse, nous partons de l'hypothèse que les échanges d'énergie se font principalement entre l'alternateur et le réseau. Autrement dit, nous ne tiendrons pas compte des transferts d'énergie mécanique entre l'alternateur et la machine d'entraînement. Cette approximation suffira cependant à l'explication qualitative des phénomènes se produisant lors du faux-couplage.

On remarque que la puissance triphasée commence par être négative, car le réseau fournit dans un premier temps de l'énergie à l'alternateur. C'est ensuite l'alternateur qui fournit de l'énergie au réseau en tentant de réaligner son rotor sur le champ tournant imposé par le réseau. Le système triphasé du réseau appliqué de façon brusque aux bornes de l'alternateur impose en effet la direction du champ tournant, qui est exactement à 180° électriques de celle du champ rotorique. Le régime permanent ne sera donc atteint que lorsque le champ tournant du rotor sera réaligné sur le champ tournant du stator.

Cette première phase du faux-couplage peut elle même être décomposée en trois zones distinctes :


 Figure V.3 : Agrandissement de V_f et I_f - Phase 1

Tout d'abord, pendant la phase 1-1, le courant d'excitation I_f croît continûment jusqu'à une valeur critique I_{f1} pour laquelle la tension aux bornes du circuit d'excitation s'annule : le pont redresseur est en *court-circuit*.

Ensuite, le pont reste en court-circuit pendant toute la phase 1-2, mais dépasse son point de court-circuit (voir la caractéristique de charge présentée dans l'annexe 5). En effet, l'alternateur impose au courant I_f de continuer à augmenter pendant cette phase. Ce phénomène ne se serait pas produit si la charge du pont avait été passive. I_f décroît ensuite jusqu'à une valeur I_{f2} pour laquelle la chute de tension inductive aux bornes du pont redresseur est redevenue suffisamment faible pour que le pont ne soit plus en court-circuit.

Enfin vient une phase de fonctionnement "normal" 1-3, où l'on remarque cependant que la tension redressée aux bornes du pont est inférieure à sa valeur initiale : il est dans un régime où la chute de tension inductive étant importante, plusieurs diodes commutent.

b) Phase 2

A la fin de la phase que nous avons nommée 1-3, le courant d'excitation décroît et tend à devenir négatif. Cette inversion du courant est rendue impossible par le pont redresseur, qui est un organe unidirectionnel. Ainsi, le courant I_f s'annule, et le pont est *ouvert* pendant cette phase du faux-couplage.

L'enroulement rotorique est alors le siège de fortes surtensions, induites par le couplage de l'enroulement d'excitation avec la cage d'amortisseur. Une analyse des relevés expérimentaux montre que l'on retrouve dans le signal de la tension V_f une fréquence proche de celles du fondamental du champ tournant, à un glissement près, modulée par les harmoniques d'espace du stator. L'enroulement d'excitation voit, en effet, les encoches du stator à travers la cage d'amortisseur à laquelle il est directement couplé.

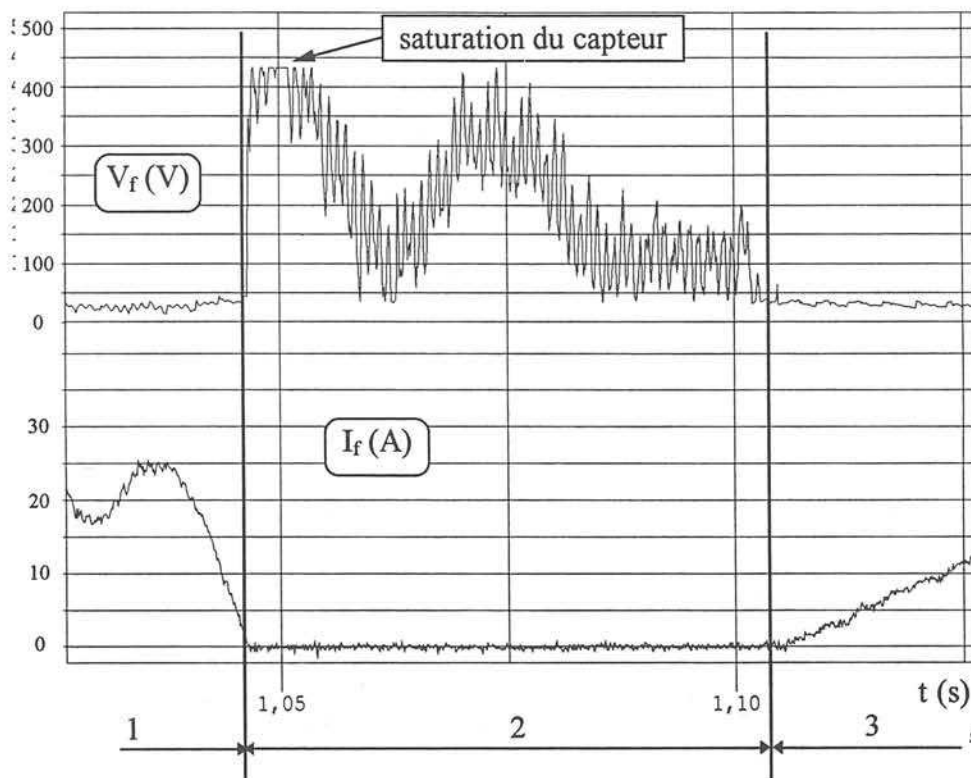


Figure V.4 : Agrandissement de V_f et I_f - Phase 2

On remarque sur cette figure que les surtensions maximales ne purent être enregistrées par le système d'acquisition : le capteur de tension, de calibre 200 V était totalement saturé. Il n'avait en effet pas été dimensionné pour des fonctionnements de l'inducteur en circuit ouvert.

Du point de vue des échanges d'énergie, il faut remarquer que la puissance électrique échangée est pratiquement nulle : l'alternateur n'étant plus excité, on assiste à un fonctionnement en machine asynchrone où ce sont les amortisseurs qui sont parcourus par des courants. Une certaine partie du flux se maintient donc au stator ce qui permet aux courants de l'induit de ne pas s'annuler. Ils sont cependant de faible amplitude, en comparaison avec ceux de la phase qui précède.

Le réalignement du rotor peut ainsi se poursuivre, mais dans une moindre mesure que pendant la phase 1. La puissance électrique triphasée étant négative, on peut en déduire que les précédents réalignements de la phase 1 avaient eu pour effet un dépassement du rotor de l'axe du champ tournant statorique.

c) Phase 3

Le réalignement du rotor se poursuit, toujours dans le même sens, car on remarque sur la figure V.2 que la puissance triphasée reste négative. L'enroulement d'excitation est à nouveau parcouru par un courant, qui augmente progressivement jusqu'à atteindre 5 fois sa valeur en régime permanent, puis décroît jusqu'à s'annuler. La force électromotrice au stator varie donc en même temps que le courant d'excitation, et on assiste à des phénomènes de battements des courants de phase.

d) Phases 4, 5 et 6

La quatrième phase est semblable à la phase 2 : le courant d'excitation est nul, ce qui induit des surtensions au rotor. L'amplitude de ces surtensions est cependant moindre : elles n'atteignent que 5 fois la tension du régime permanent.

Le rotor est, quant à lui, pratiquement dans l'alignement du champ du stator, car les variations de la puissance triphasée sont très faibles.

Cette position d'alignement parfait a dû être dépassée de peu lors de la phase 4, et le courant I_f augmente encore faiblement pendant la phase 5 pour rattraper la position d'équilibre du rotor.

Le rotor est enfin totalement réaligné au début de la phase 6, et l'alternateur est à nouveau en régime permanent à vide.

V.2.2. Faux-couplage à 180° - Essai avec une résistance de décharge en parallèle sur le circuit d'excitation

Nous avons vu au paragraphe précédent que l'enroulement rotorique était soumis à de très fortes tensions lors des essais de faux-couplages. Afin de limiter ces contraintes sur l'enroulement d'excitation, nous avons inséré une résistance d'une valeur de $4,0 \Omega$ en parallèle sur le circuit d'excitation pour réaliser nos essais ultérieurs. Nous nous proposons de décrire un de ces essais de faux-couplage dans les paragraphes suivants.

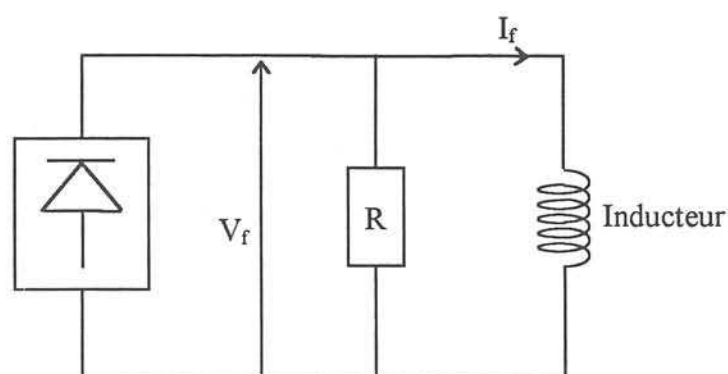


Figure V.5 : Mise en parallèle sur le circuit d'excitation d'une résistance de décharge

L'essai de faux-couplage que nous allons détailler maintenant est un faux-couplage à 180° effectué sous tension nominale. Au moment du couplage, l'écart de phase était exactement de 183° électriques entre les systèmes triphasés de l'alternateur et du réseau, et l'écart de fréquence mesuré était très faible : de l'ordre de grandeur de notre imprécision de mesure, soit environ 1%. La tension efficace à vide était de 129V, pour une tension réseau efficace de 131V.

Les relevés expérimentaux du courant dans la phase 1, de la tension et du courant d'excitation, ainsi que de la puissance triphasée de l'alternateur sont rassemblés dans la figure V.6 :

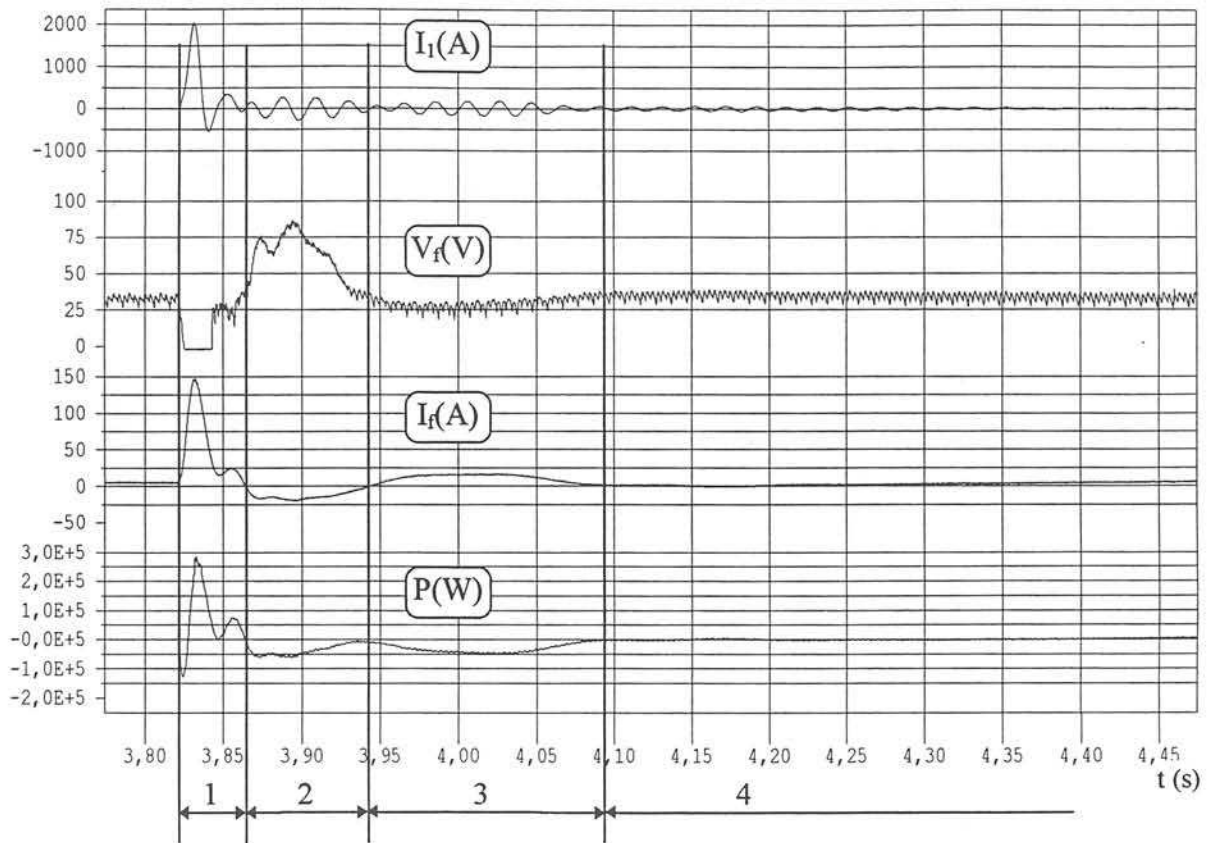


Figure V.6 : Relevés de l'essai de faux-couplage à 180° - Essai sans résistance de décharge

Cet essai peut aussi se décomposer en plusieurs phases distinctes. Nous verrons dans les paragraphes suivants en quoi il diffère de l'essai de faux-couplage sans résistance de décharge dans le circuit d'excitation.

a) Phase 1

Cette première phase de l'essai est identique à la première phase du faux-couplage effectué sans résistance. Les pointes de courant au stator et au rotor sont en effet les mêmes dans les deux cas. De même, on assiste à une mise en court-circuit du pont redresseur.

Durant cette phase, l'alternateur essaie de réaligner son rotor : il fournit de l'énergie au réseau.

b) Phase 2

La résistance permet l'inversion du courant d'excitation I_f , qui est donc négatif pendant toute la durée de la phase 2. Les surtensions sont ainsi fortement limitées par rapport à l'essai précédent : la tension V_f maximale est environ trois fois supérieure à sa valeur moyenne en régime permanent, alors qu'elle dépassait de 14 fois cette valeur pour l'essai effectué sans résistance de décharge.

Cette inversion du courant d'excitation permet des échanges d'énergie avec le réseau qui vont participer au réalignement du rotor. Par conséquent, on observe les premiers battements des courants statoriques pendant cette phase, alors que ces battements n'avaient lieu, pour le premier essai, que pendant la phase 3. La seconde phase du premier essai de faux-couplage ne contribuait donc que très peu à l'alignement du rotor sur le champ tournant du stator.

Ainsi, nous pouvons dès maintenant penser que le processus de réalignement du rotor durera moins longtemps dans cet essai que dans le premier.

Il est aussi intéressant de noter ici que les constantes de temps sont différentes pour les deux essais qui ont des phases de fonctionnement de durées très distinctes.

c) Phase 3

Au début de la phase 3, le courant d'excitation s'inverse et redevient positif. Il croît jusqu'à atteindre trois fois sa valeur en régime permanent, puis diminue progressivement. Ses variations induisent un deuxième battement sur les courants du stator, qui correspond à un rattrapage de l'alignement dans le même sens que lors de la phase 2.

d) Phase 4

Le régime transitoire de faux-couplage est entièrement fini à la fin de la phase 3, on n'observe pas de nouveau dépassement du courant I_f , comme c'était le cas dans la phase 5 du premier essai. Le régime permanent est donc atteint ici plus rapidement.

e) Conclusion

L'analyse que nous avons effectuée sur les résultats des essais de faux-couplages à 180° sur le réseau sans résistance de décharge puis avec résistance de décharge au rotor montre qu'il n'y a pas de différences essentielles entre ces deux essais du point de vue des contraintes électriques maximales subies. La phase 1, qui est la zone de fortes contraintes, reste en effet pratiquement la même dans les deux cas.

Nous avons cependant remarqué que le défaut est plus rapidement éliminé lorsque l'on utilise une résistance de décharge, car les échanges d'énergie sont favorisés, et le rotor se réaligne plus facilement.

Enfin, la mise en parallèle d'une résistance atténuée fortement les surtensions sur V_f , ce qui présente pour nous un intérêt pour la pérennité du banc d'essai.

V.2.3. Faux-couplage à 120° - Essai sans résistance de décharge

Voici à présent les relevés expérimentaux réalisés lors d'un faux-couplage à 120° sur le réseau :

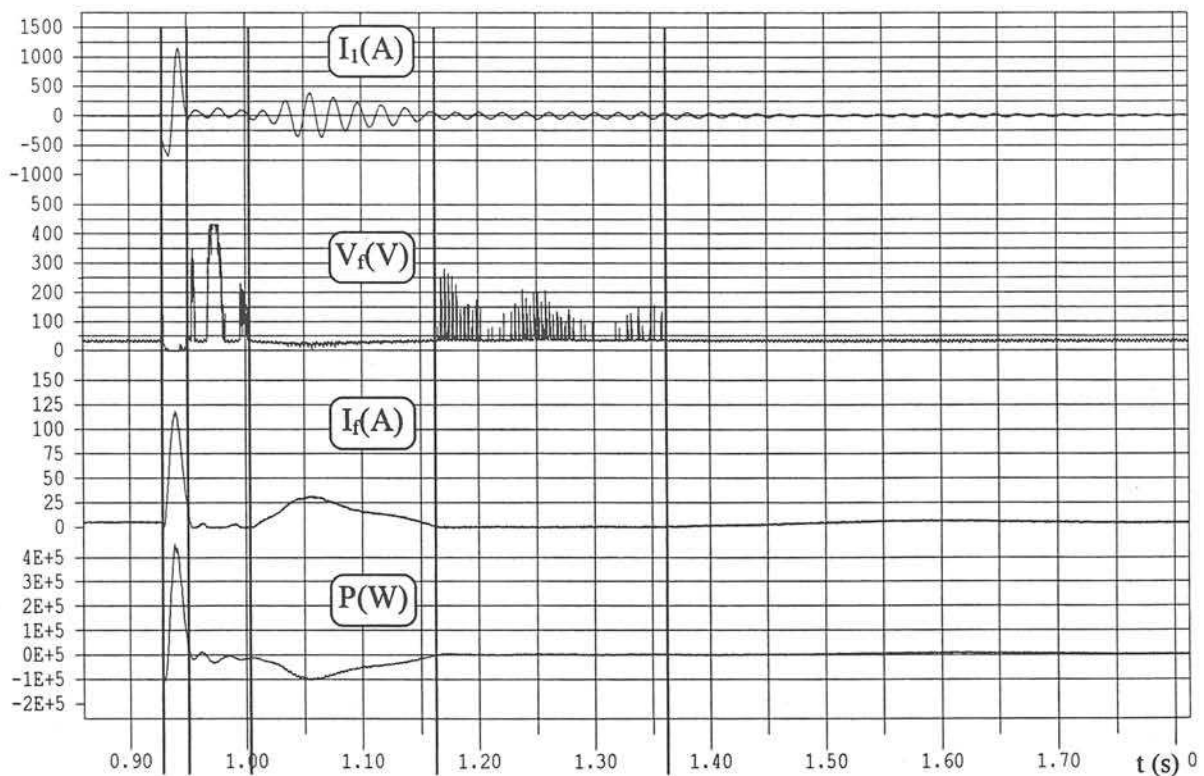


Figure V.7 : Relevés de l'essai de faux-couplage à 120° - Essai sans résistance de décharge

Les mêmes phases de fonctionnement qu'en faux-couplage à 180° se retrouvent pour le faux-couplage à 120° . Les pointes de courant sont très importantes dans les tous premiers instants du faux-couplage.

Après cette première phase, où le pont est en court-circuit, interviennent successivement des moments où le pont est en circuit ouvert, ce qui induit de fortes surtensions sur V_f , et des moments où le courant I_f est positif, et où il participe au réalignement du rotor.

Ces deux types d'essais sont donc similaires, et l'étude approfondie du faux-couplage à 180° suffit à expliquer le faux-couplage à 120° .

V.2.4. Surtensions rotoriques des grands alternateurs

Nous allons maintenant montrer en quoi notre banc d'essai est représentatif du fonctionnement d'un alternateur de forte puissance pour les régimes de faux-couplages.

L'alimentation de l'inducteur des grands alternateurs est le plus souvent constituée d'une excitatrice à diodes tournantes : il s'agit d'une machine synchrone polyphasée associée à un pont de diodes qui redresse son courant.

Ainsi, si l'on ne peut pas affirmer que l'enroulement d'excitation d'un turboalternateur peut se mettre en court-circuit lors d'un régime transitoire à cause des nombreuses commutations de son excitatrice, il est en revanche certain que sa source de tension rotorique est fortement non-linéaire pour des fortes valeurs du courant d'excitation. Elle n'est donc, là aussi, pas modélisable par une simple source de tension continue.

Par ailleurs, de la même manière que pour notre banc d'essai, lorsque le courant d'excitation de l'alternateur tend à devenir négatif pendant un régime transitoire, le pont se comporte comme un circuit ouvert, et des surtensions sont induites aux bornes de l'enroulement rotorique.

Ce problème a été étudié par quelques auteurs [BARRET-62], [CANAY-74], qui cherchèrent à déterminer les régimes de défaut pendant lesquels les plus grandes surtensions rotoriques étaient susceptibles d'apparaître. Leurs travaux avaient pour objet le calcul des surtensions maximales pouvant intervenir lors de régimes transitoires, dans un but de dimensionnement des protections du circuit d'excitation.

Ces surtensions sont dues, comme nous l'avons exposé précédemment, au couplage magnétique entre l'enroulement du rotor et les barres de la cage d'amortisseur qui, elles mêmes, voient le champ tournant du stator. La qualité de ce couplage peut être altérée par la présence d'écrans magnétiques tels que fer massif du rotor.

Les travaux de M. Canay ont montré que, dans le cas des turboalternateurs, des courants de Foucault se développent sur les parois des encoches du rotor massif [CANAY-78], [CANAY-74]. Il représente par ailleurs ces pertes supplémentaires par une réactance mise en parallèle dans le schéma équivalent de l'alternateur.

M. Canay expose ainsi une méthode de calcul de ces surtensions plus proche de la réalité que ne l'était celle de P. Barret, [BARRET-62], qui ne prenait pas en compte ces pertes supplémentaires, et majorait fortement les valeurs des tensions induites, d'un facteur pouvant aller jusqu'à 10.

Enfin, il semblerait que ces surtensions auraient plus de chances d'apparaître lors de courts-circuits biphasés que triphasés, et que les régimes de faux-couplages les favoriseraient. Un exemple de calcul de la tension et du courant d'excitation lors d'un faux-couplage à 180° d'un turboalternateur de 1150 MVA montre que l'inducteur est ouvert pendant quelques périodes électriques, et que des surtensions sont induites à ses bornes.

Ainsi le comportement de l'alternateur d'essai est bien représentatif de celui d'un turboalternateur, dans la mesure où son circuit inducteur peut être ouvert lors d'un régime transitoire. En revanche, les surtensions induites à ses bornes sont plus importantes proportionnellement, car son rotor est feuilleté, et qu'il n'y a donc pas d'effet d'écran des parois des encoches du rotor.

V.2.5. Conclusion

L'étude expérimentale que nous avons exposée dans ce paragraphe nous a permis de mettre en évidence le fonctionnement très non-linéaire de la source de tension du circuit inducteur. Nous avons vu, d'autre part, que ces non-linéarités se retrouvaient dans les excitatrices des turboalternateurs.

Nous ne pouvons cependant pas affirmer que ce banc d'essai est totalement représentatif des régimes transitoires des turboalternateurs, et en particulier des régimes de faux-couplages. En effet, contrairement aux turboalternateurs, l'excitation de l'alternateur d'essai n'est pas du tout régulée. Notons tout de même, que les systèmes de régulation du courant d'excitation des turboalternateurs ne peuvent intervenir, au minimum, qu'une ou deux périodes après le défaut. Ils ne peuvent ainsi pas influencer sur les contraintes maximales, qui interviennent dans la première demi-période du faux-couplage.

Enfin, cette étude expérimentale nous a permis de comprendre les mécanismes des faux-couplages, et d'observer les fortes contraintes en courant, induites dans les enroulements du stator. Ces pointes de courant sont celles qui génèrent les efforts électrodynamiques les plus importants sur les développantes, lors de régimes accidentels. Nous allons, dans le paragraphe suivant, tenter de les retrouver par le calcul analytique et numérique.

V.3. Etude analytique et numérique des courants statoriques lors d'un faux-couplage à 180°

Nous avons effectué, pour l'essai de faux-couplage à 180° présenté au paragraphe V.2.1., d'une part, une étude par éléments finis avec Flux2D, et d'autre part, une étude analytique. Cette étude analytique a été menée à partir des formules introduites au chapitre I et des caractéristiques de l'alternateur déterminées au chapitre précédent.

Nous avons uniquement étudié les premiers instants du régime transitoire de faux-couplage, afin de ne pas tenir compte de la phase où le pont de diodes est en circuit ouvert, et où des surtensions apparaissent aux bornes de l'enroulement d'excitation.

V.3.1. Etude analytique du faux-couplage à 180°

L'expression analytique du courant de faux-couplage est la suivante (voir chapitre I pour plus de détails) :

$$\begin{aligned}
 i(t) = & \frac{k}{2} e^{-\alpha t} \left(\frac{1}{x''_d} - \frac{1}{x''_q} \right) \sin(2\omega t + \theta_0 + \frac{\lambda}{2}) + \frac{k}{2} e^{-\alpha t} \left(\frac{1}{x''_d} + \frac{1}{x''_q} \right) \sin(\frac{\lambda}{2} - \theta_0) \\
 & - \frac{k}{2} \left[\left(\frac{1}{x_d} - \frac{1}{x_q} \right) + \left(\frac{1}{x'_d} - \frac{1}{x_d} \right) e^{-t/T'_d} - \left(\frac{1}{x''_q} - \frac{1}{x_q} \right) e^{-t/T''_q} + \left(\frac{1}{x''_d} - \frac{1}{x'_d} \right) e^{-t/T''_d} \right] \sin(\omega t + \theta_0 + \frac{\lambda}{2}) \\
 & + \frac{k}{2} \left[\left(\frac{1}{x_d} + \frac{1}{x_q} \right) + \left(\frac{1}{x'_d} - \frac{1}{x_d} \right) e^{-t/T'_d} + \left(\frac{1}{x''_q} - \frac{1}{x_q} \right) e^{-t/T''_q} + \left(\frac{1}{x''_d} - \frac{1}{x'_d} \right) e^{-t/T''_d} \right] \sin(\omega t + \theta_0 - \frac{\lambda}{2})
 \end{aligned}
 \tag{V.1}$$

où :

$$- k = 2e \sin\left(\frac{\lambda}{2}\right)$$

- e : valeur efficace réduite de la tension simple du réseau, $E = e \cdot V_n = 184V$

- λ : angle de faux-couplage , $\lambda = 182^\circ$
- θ_0 : angle correspondant à l'instant du faux-couplage (329° , 209° et 89° pour les phases 1, 2 et 3 respectivement)

Le calcul analytique a été mené avec les valeurs de réactances et constantes de temps calculées au chapitre IV :

T_a (ms)	T'_d (ms)	T''_d (ms)	T''_q (ms)	x_d (%)	x_q (%)	x'_d (%)	x''_d (%)	x''_q (%)
20.2	24.8	8.0	8.0	178	178	11.9	12.6	28.0

Tableau V.1 : Grandeurs de l'alternateur utilisées pour le calcul analytique du faux-couplage

Nous n'avions pas de mesure directe de la constante de temps subtransitoire d'axe q T''_q , mais nous l'avons supposé du même ordre de grandeur que T''_d .

V.3.2. Etude numérique par éléments finis bidimensionnels du faux-couplage à 180°

Nous avons repris, pour cette étude, le modèle numérique qui avait donné les meilleurs résultats lors de notre étude du court-circuit triphasé à vide au chapitre IV, c'est à dire le modèle dont le circuit prend uniquement en compte les bobinages du stator, et où le courant d'excitation est imposé.

Il s'agit là d'un modèle approché, car il part de l'hypothèse d'une vitesse constante de l'alternateur, et ne tient ainsi pas compte des variations brusques de vitesse dues au réalignement du rotor. En revanche, la non-linéarité du matériau du circuit magnétique est modélisée.

Nous avons limité notre simulation aux instants précédant l'ouverture du pont redresseur.

**V.3.3. Synthèse des résultats des calculs numériques et analytiques -
Comparaison par rapport aux essais**

Malgré leur relative simplicité, et leurs hypothèses simplificatrices, les modèles analytique et numérique fournissent des résultats relativement proches des mesures :

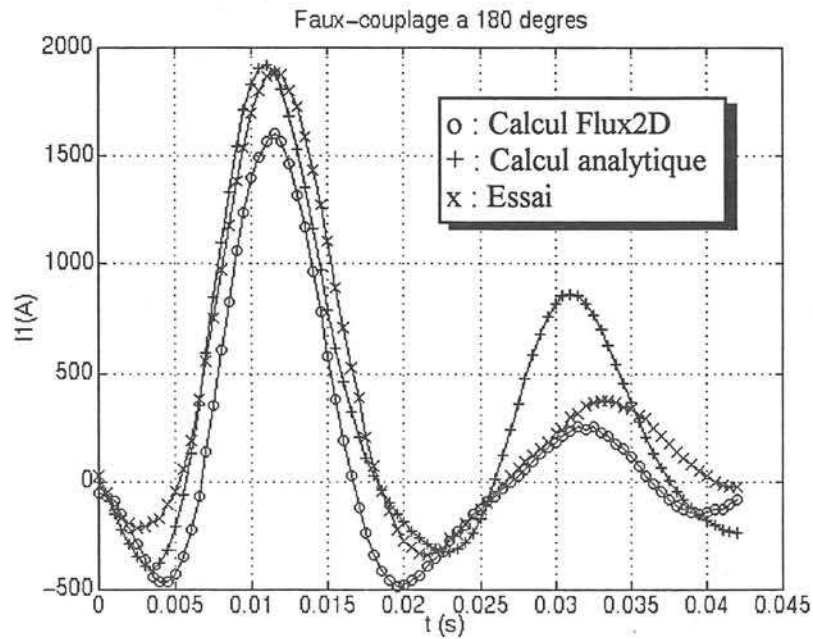


Figure V.8 : Courant dans la phase 1 - Faux-couplage à 180°

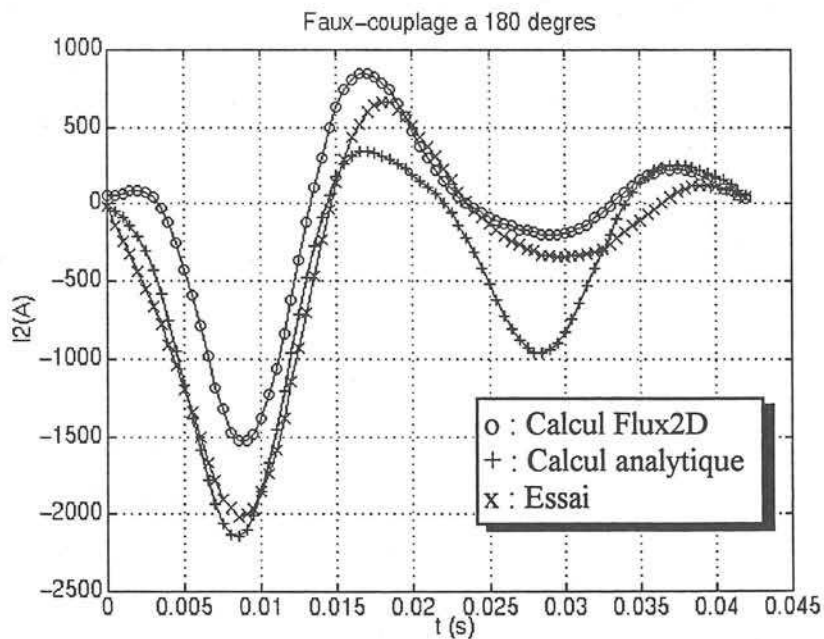


Figure V.9 : Courant dans la phase 2 - Faux-couplage à 180°

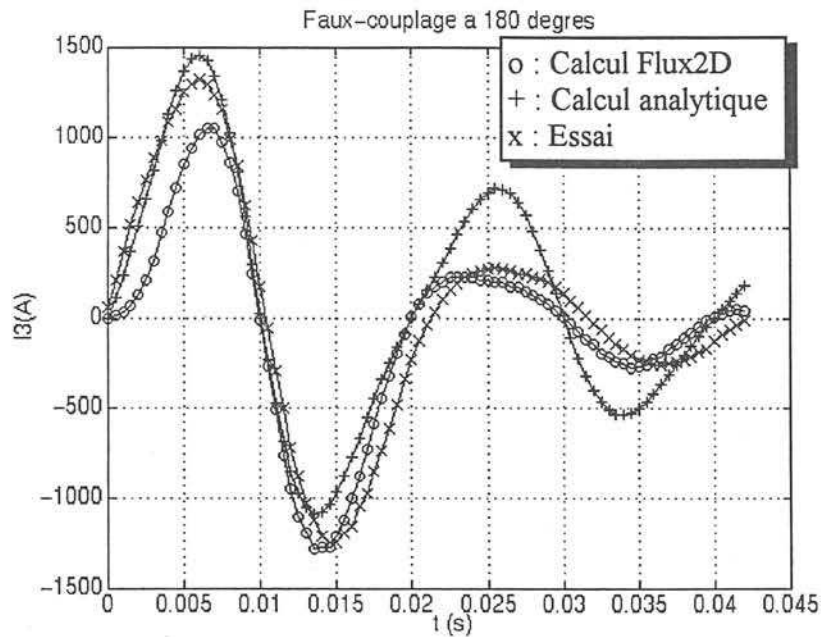


Figure V.10 : Courant dans la phase 3 - Faux-couplage à 180°

Nous pouvons remarquer, que si le calcul analytique est très fidèle au relevé d'essai dans la première période du faux-couplage, le modèle qui représente le mieux les phénomènes est sans conteste le modèle numérique.

Le modèle analytique suit correctement les variations relevées expérimentalement lors des tous premiers instants, il est même parfois plus proche des valeurs crête des courants que le modèle numérique. En revanche, très vite, les allures des courants, et les ordres de grandeur ne sont plus du tout représentatifs de la réalité des essais.

Le modèle numérique, quant à lui, semble suivre l'évolution temporelle des courants assez fidèlement. Un retard existe cependant, qui traduit certainement l'hypothèse de vitesse constante que nous avons faite.

Dans l'ensemble cependant, les valeurs crêtes des courants sont relativement bien reproduites, et c'est, pour l'essai de faux-couplage en particulier, ce qui importe le plus. Ce sont en effet ces pointes de courants qui sont à l'origine des plus fortes contraintes électriques et mécaniques, et leur connaissance est primordiale pour les constructeurs et les exploitants des alternateurs.

V.4. Mesures locales de l'induction magnétique dans les extrémités de l'alternateur lors de faux-couplages à 180° et à 120°

Pour compléter l'étude des régimes de faux-couplages, nous allons montrer à présent, quelques mesures locales de l'induction magnétique dans la région des extrémités de l'alternateur, relevées lors d'essais de faux-couplages sur le réseau. Nous présenterons ces mesures dans le cas de deux essais de faux-couplages, à 180° puis à 120°. Seuls les signaux délivrés par les trois boucles exploitées au chapitre IV dans le cas du court-circuit triphasé brusque à vide seront exposés ici.

V.4.1. Mesures locales de l'induction dans les extrémités de l'alternateur lors d'un faux-couplage à 180°

L'essai de faux-couplage étudié ici est l'essai introduit au paragraphe V.2.1., effectué sans résistance de décharge. La figure suivante montre des relevés de tensions induites aux bornes de trois boucles de flux situées sur une développante de la phase A.

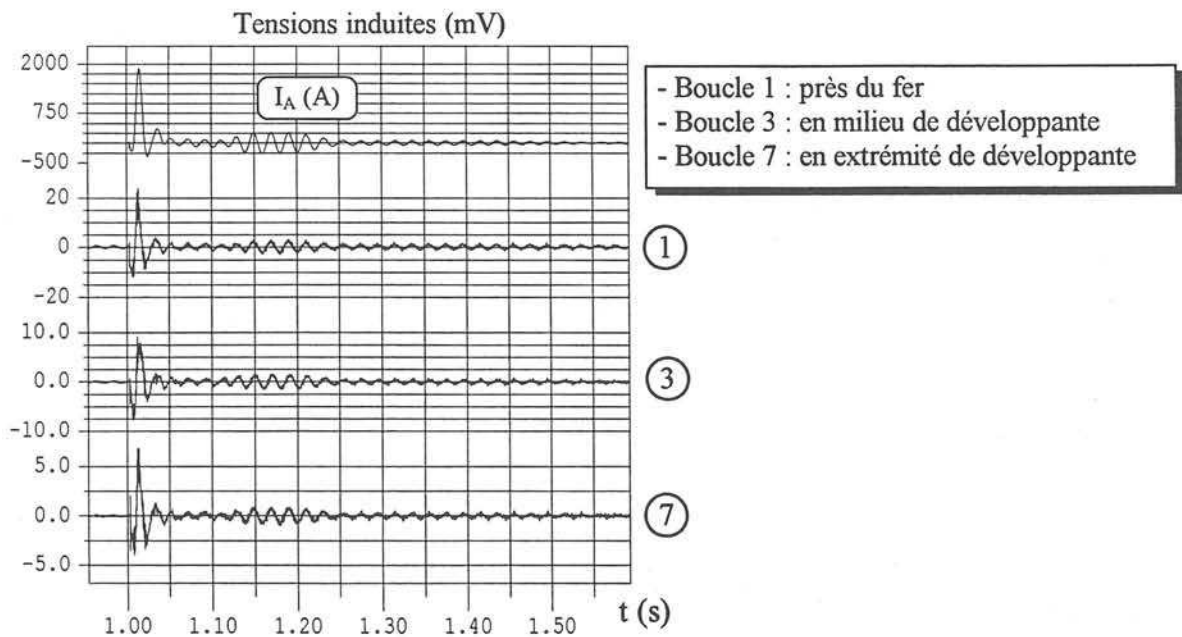


Figure V. 11 : Courant dans la phase A et tensions induites aux bornes de trois boucles de flux de la phase A en faux-couplage à 180°

Les différentes phases du faux-couplage se retrouvent dans les tensions induites des boucles de mesure d'induction.

Un pic d'induction magnétique, image des pointes de courants dans les bobinages du stator, a lieu dans les tous premiers instants du régime transitoire. Nous observons en outre, des battements sur les tensions induites, qui correspondent aux battements sur les courants statoriques. De même, lorsque le courant I_f s'annule (phase 2 de la figure V.2), l'amplitude des courants de phase diminue fortement, ainsi que la tension induite des boucles.

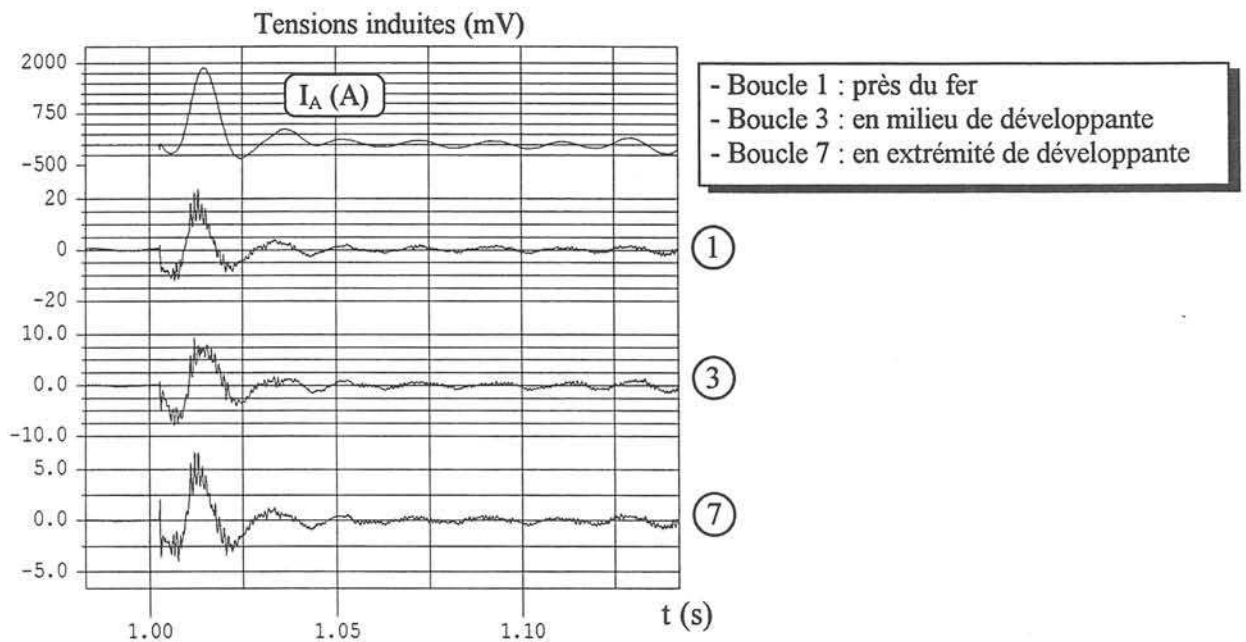


Figure V. 12 : Agrandissement du courant dans la phase A et des tensions induites dans les premiers instants du faux-couplage à 180°

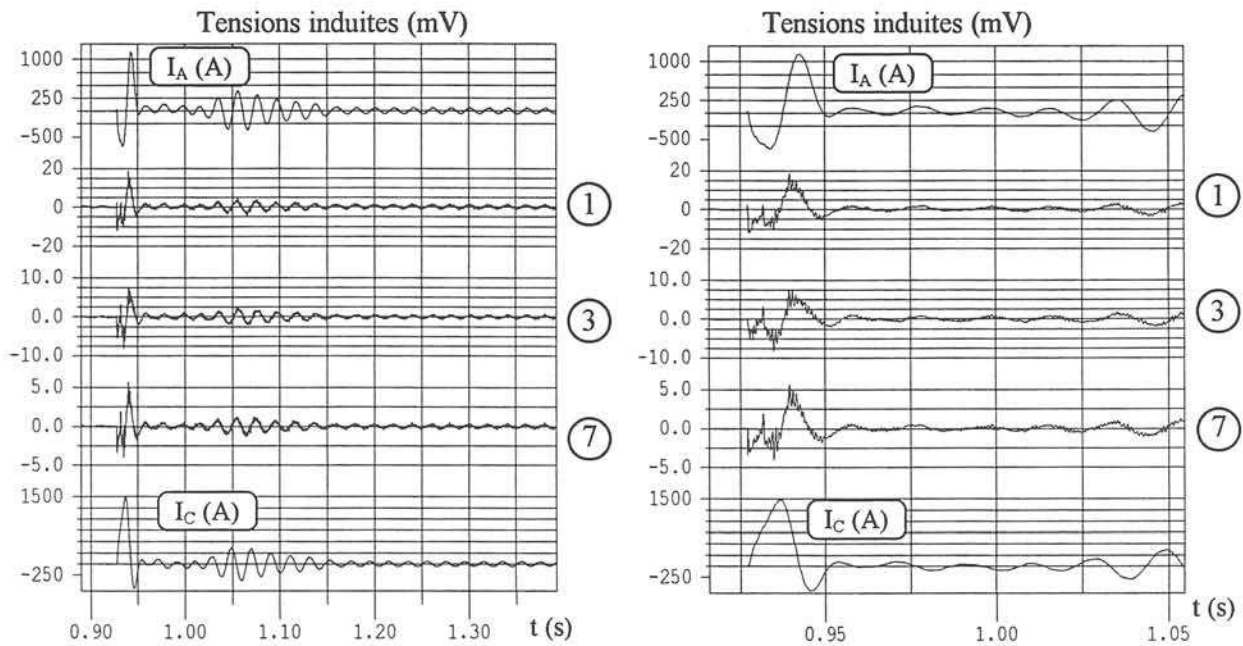
De la même manière que pour l'essai de court-circuit triphasé étudié au chapitre IV, nous remarquons donc que les tensions induites sur les boucles de mesure sont le reflet du courant transitoire qui circule dans le bobinage de la phase instrumentée. Les boucles de flux mesurent ainsi principalement l'induction magnétique générée par les conducteurs les plus proches.

Nous remarquons en outre, que l'amplitude des signaux délivrés par les boucles de flux décroît avec l'éloignement des capteurs du circuit magnétique. La boucle 1 qui est relativement proche du fer mesure des inductions quatre fois supérieures en amplitude à celles relevées en extrémité du panier de développantes par la boucle 7.

Enfin, une analyse spectrale des signaux de ces boucles montre que les harmoniques de denture du circuit magnétique statorique et rotorique se retrouvent dans ces tensions induites.

V.4.2. Mesures locales de l'induction dans les extrémités de l'alternateur lors d'un faux-couplage à 120°

Les mesures d'induction que nous présentons dans ce paragraphe ont été réalisées lors du faux-couplage à 120° présenté au paragraphe V.2.3. Les boucles de mesure dont nous présentons les tensions induites sont les mêmes que pour l'essai de faux-couplage à 180°.



Figures V.13 et V.14 : Courants de phase et tensions induites aux bornes des boucles de mesure d'induction en faux-couplage à 120° (Vue de la totalité de l'essai et agrandissement)

avec :

- Boucle 1 : boucle située sur une développante de la phase A, près du circuit magnétique
- Boucle 3 : boucle située au milieu d'une développante de la phase A
- Boucle 7 : boucle située à l'extrémité d'une développante de la phase A
- I_A et I_C : courants des phases A et C

De même que pour le faux-couplage à 180°, l'amplitude des signaux des boucles de mesure d'induction décroît lorsque l'on s'éloigne du fer.

En revanche, si, en première approximation, les signaux des boucles de mesure d'induction sont à l'image du courant de la phase sur laquelle ils sont placés, cela n'est pas tout à fait vérifié dans

les premiers instants du faux-couplage. Ces capteurs étant placés sur la développante extrême d'un faisceau de conducteurs de la phase A, ils sont juste à côté d'un faisceau de conducteurs de la phase C. Aussi le courant de cette phase voisine de la phase A intervient-il dans l'induction magnétique mesurée.

Ce couplage entre phases est d'autant plus visible pour cet essai que le pic de courant de la phase C est beaucoup plus important que celui de la phase A ($I_{C_{\max}} \approx +1500A$ et $I_{A_{\max}} \approx -600A$), et qu'il est de signe opposé.

V.4.3. Conclusion

Les mesures des tensions induites aux bornes des capteurs d'induction situés sur des développantes statoriques ont montré que, de même que pour les essais de courts-circuits triphasés, les boucles mesurent en grande partie le flux généré par l'enroulement sur lequel elles sont posées. Cela n'est pas tout à fait vérifié dans les tous premiers instants du faux-couplage, où l'influence des courants des autres phases peut être très importante.

Par ailleurs, la nette décroissance de l'induction en extrémité du panier de développantes est là aussi retrouvée.

V.5. Conclusion

L'étude expérimentale des essais de faux-couplage à 180° et à 120° a permis de comprendre les phénomènes électriques intervenant pendant ces régimes.

En particulier, nous avons mis en évidence le comportement de l'alimentation du circuit d'excitation, qui, suivant les phases de fonctionnement, est en court-circuit ou en circuit ouvert, générant ainsi des surtensions sur l'enroulement du rotor. Une étude des publications traitant de ce sujet nous a montré que les mêmes phénomènes pourraient se produire sur des turboalternateurs, mais qu'ils n'ont jamais été observés, faute de pouvoir accéder au circuit d'alimentation de leur rotor, qui est embarqué.

L'étude expérimentale a ensuite été complétée par une étude analytique et numérique, par éléments finis bidimensionnels. Les résultats fournis par les modèles employés sont assez proches des courbes relevées en essai, en particulier, les pointes des courants statoriques sont bien reproduites par nos modèles. En outre, cette étude a montré les limitations de l'approche analytique, au profit des simulations numériques, dont les résultats sont plus satisfaisants.

Enfin, notre étude des faux-couplages s'est conclue par une présentation de quelques signaux de capteurs d'induction situés sur des développantes pendant des régimes de faux-couplages. Les tensions induites aux bornes de ces capteurs ont un fort contenu harmonique, qui correspond aux harmoniques d'espace de l'alternateur. D'autre part, leurs amplitudes, dans les premiers instants du faux-couplage, dépendent fortement des courants de la développante sur laquelle ils sont posés, mais aussi de ceux des développantes voisines.

CONCLUSION ET PERSPECTIVES

Le travail que nous avons présenté dans ce mémoire avait pour objet la validation expérimentale de modèles numériques de turboalternateurs par éléments finis bidimensionnels et tridimensionnels. Cette validation concerne des régimes permanents, mais surtout des régimes transitoires, tels que des courts-circuits triphasés à vide et des faux-couplages sur le réseau à 180° et à 120° .

L'étude bibliographique menée sur le calcul du champ magnétique dans les parties frontales des alternateurs, en régimes permanents et transitoires, a révélé que peu de travaux valident leurs résultats expérimentalement. D'autre part, les régimes de faux-couplages font rarement l'objet de publications.

Des modèles numériques bidimensionnels et tridimensionnels des alternateurs ont ainsi été conçus pour cette étude. Parallèlement, un alternateur et son banc d'essai ont été spécialement construits pour permettre la comparaison expérimentale des résultats des calculs par éléments finis.

Cet alternateur d'essai possède les principaux éléments électromagnétiques caractérisant les extrémités d'un turboalternateur, à savoir, des têtes de bobines statoriques en développantes de cône et un écran amortisseur de flux sur les dernières tôles du stator. Il est aussi instrumenté dans ses parties frontales, par une cinquantaine de capteurs de mesure d'induction magnétique.

Le banc d'essai de cet alternateur permet la réalisation et l'exploitation des essais en régimes permanents et transitoires, tels que les courts-circuits triphasés brusques et les faux-couplages sur le réseau.

Les modèles par éléments finis bidimensionnels ont été validés pour les régimes permanents, et les régimes transitoires de courts-circuits triphasés à vide. Dans le cas du faux-couplage, ils fournissent des résultats proches des mesures, mais il serait nécessaire de les améliorer, en tenant compte, notamment, des variations de vitesse qui interviennent dans les premiers instants du régime transitoire. La principale amélioration à apporter aux modèles transitoires sera une meilleure représentation de la source de tension continue du circuit d'excitation de l'alternateur. Il s'agit, en réalité, d'une tension redressée, qui, en régime transitoire n'a pas le même comportement qu'une tension parfaitement continue.

Une étude à partir des modèles analytiques de l'état de l'art, décrivant les courts-circuits et les faux-couplages des alternateurs, a été menée en parallèle des simulations numériques. Elle a mis en évidence les limitations des calculs analytiques, et les avantages de l'utilisation de modèles numériques bidimensionnels pour décrire les régimes transitoires des alternateurs.

Une étude expérimentale des faux-couplages à 120° et à 180° a ensuite été réalisée. L'exploitation des mesures des grandeurs électriques pendant ces essais a permis de comprendre certains mécanismes intervenant lors de ces régimes transitoires. En particulier, le comportement extrêmement non-linéaire de la source de tension du circuit inducteur a été mis en évidence. Elle apparaît, en effet, successivement en court-circuit et en circuit ouvert. Ces phénomènes pourraient aussi exister lors de faux-couplages de turboalternateurs, ou pendant d'autres régimes transitoires, mais ils sont difficilement observables, car le circuit d'excitation des grands alternateurs est embarqué, et on ne dispose d'aucune mesure de leur courant rotorique.

Enfin, les résultats fournis par les modèles numériques tridimensionnels ont été comparés aux mesures d'induction réalisées en extrémité de l'alternateur d'essai. Les résultats des calculs en régime permanent à vide sont situés dans la fourchette d'incertitude subsistant sur la position et l'orientation réelle des capteurs. En revanche, la confrontation entre les calculs d'induction et les mesures, pour un régime de court-circuit triphasé brusque, révèle les limites du modèle tridimensionnel en régimes transitoires. Il faudrait lever l'hypothèse de linéarité du circuit magnétique, prendre en compte l'écran amortisseur de flux, et surtout, représenter les bobinages par des inducteurs volumiques et non filaires.

ANNEXES

ANNEXE 1 :

Description du circuit électrique associé au problème magnétique

Nous allons décrire ici le circuit électrique couplé au modèle Flux2D de l'alternateur. Les méthodes employées pour obtenir chaque composant du circuit seront exposées.

La figure A1.1 présente le couplage des bobinages de l'alternateur :

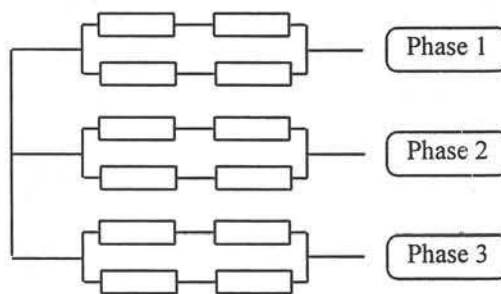


Figure A1.1 : Couplage des enroulements de l'alternateur (Montage étoile)

Le circuit électrique utilisé dans les modèles numériques décrit un quart de l'alternateur, tout comme la modélisation par éléments finis de sa partie droite :

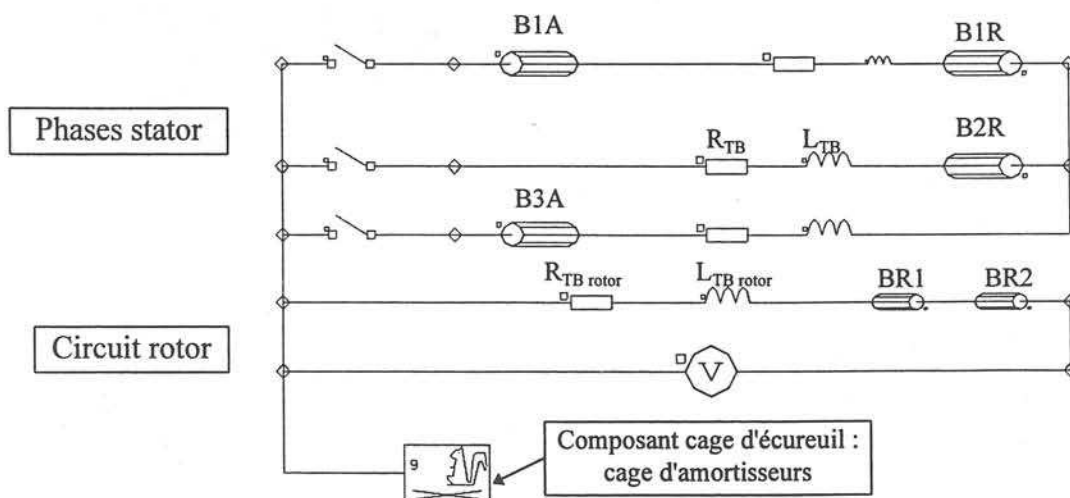


Figure A1.2 : Circuit électrique associé au problème numérique bidimensionnel

avec :

- B1A : bobine aller de la phase 1 (16 spires)
- B1R : bobine retour de la phase 1 (16 spires)
- B2R : bobine retour de la phase 2 (32 spires)
- B3A : bobine aller de la phase 3 (32 spires)
- BR1 : partie 1 de la bobine retour d'un pôle du rotor (108 spires)
- BR2 : partie 2 de la bobine retour d'un pôle du rotor (216 spires)

La figure A1.3 montre enfin, les correspondances entre les composants du circuit électrique et les régions surfaciques du modèle 2D.

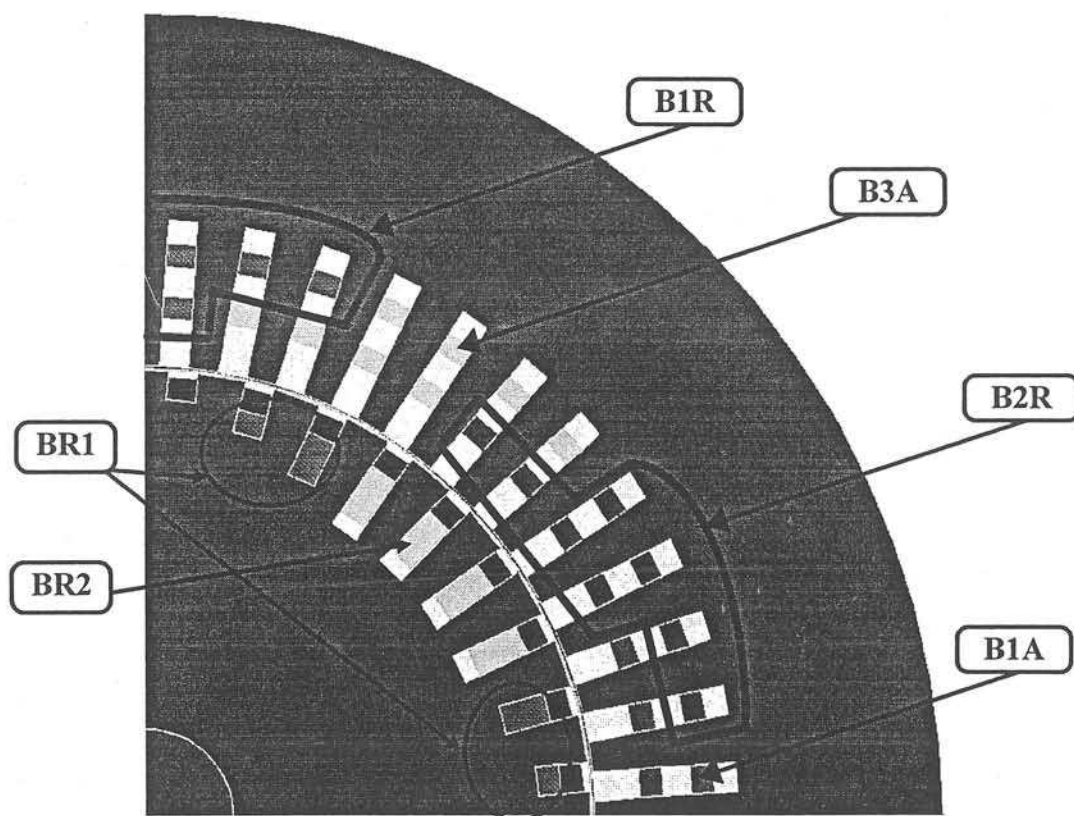


Figure A1.3 : Partie droite du circuit magnétique de l'alternateur

Le composant cage d'amortisseur ne sera pas abordé ici, car il fait l'objet d'une explication détaillée au chapitre II.

1. Circuits du stator

Les trois phases du stator sont représentées. La figure A1.3 montre que, le bobinage étant à pas raccourci, la modélisation d'un quart de l'alternateur impose de représenter des sections de moitiés de bobines (B1A et B1R). Ainsi, suivant les parties des bobinages des phases prises en compte dans le modèle par éléments finis, elles sont représentées dans le circuit par un ou deux composants "bobines" (par exemple B1A et B1R pour la phase 1).

Des éléments sont de plus ajoutés sur chaque branche de circuit de l'induit pour tenir compte des extrémités des bobinages et des câbles de liaison : R_{TB} et L_{TB} .

Nous allons maintenant présenter brièvement les méthodes utilisées pour le choix de ces différents paramètres.

a) Résistances

Les résistances des trois phases de l'induit ont été mesurées dans l'armoire de puissance par la méthode du voltmètre et de l'ampèremètre. Nous avons ensuite déduit du calcul de la résistance des enroulements dans la partie droite, la valeur de la résistance des extrémités des bobinages, qui contient la résistance des têtes de bobines statoriques et celle des câbles de liaison.

b) Inductance des têtes de bobines du stator

L'inductance de fuites des têtes de bobines statoriques a été calculée au moyen de la formule de P.L. Alger présentée au chapitre I, à laquelle on a affecté un coefficient de pondération de 50% préconisé par P.J. Lawrenson pour le calcul de cette inductance en régime transitoire.

Nous avons ensuite ajouté à cette valeur une estimation de l'inductance des câbles de liaison (16m de câbles dont l'inductance linéique est d'environ $16\mu\text{H/m}$).

2. Circuits du rotor

Le remplissage des encoches du rotor étant différent d'une encoche à l'autre, nous avons séparé le bobinage du circuit inducteur en deux sous-régions BR1 et BR2, auxquelles correspondent des densités de courant distinctes (voir figure A1.3).

a) Résistances

Nous avons effectué une mesure de la résistance de l'enroulement rotorique lorsque l'alternateur était entraîné en rotation et excité. Cela nous a permis de prendre en compte dans cette valeur la chute de tension résistive au niveau des bagues et des balais.

De la même manière que pour le stator, nous avons ensuite déduit du calcul de la résistance de la partie droite du bobinage du rotor, une valeur de résistance d'extrémité du rotor.

b) Inductance des têtes de bobines du rotor

L'inductance de fuites des têtes de bobines du rotor L_{fTB} est déterminée à partir de la valeur de la constante de temps transitoire à circuit ouvert T'_{d0} . Cette constante de temps est obtenue par un essai d'ouverture d'un court-circuit triphasé à vide.

La définition de T'_{d0} a permis l'obtention de l'inductance L_{fTB} :

$$T'_{d0} = L_f / r_f = (L_{fD} + L_{fTB}) / r_f \quad (A1.1)$$

avec :

- L_f : inductance totale du bobinage du rotor
- L_{fD} : inductance de la partie droite du bobinage du rotor
- L_{fTB} : inductance d'extrémité du circuit d'excitation

L'inductance L_{fD} se déduit facilement d'une simulation bidimensionnelle en utilisant le module magnétostatique de Flux2D.

ANNEXE 2 :

Schémas de bobinage de l'alternateur d'essai

Le bobinage du stator est réalisé par sections et par pôles consécutifs. Ainsi, chaque spire est de section identique. Il est à deux couches et à pas raccourci, d'un raccourcissement de 5/6.

Pour la clarté du schéma, nous nous sommes limité à la représentation d'une phase de l'enroulement de l'induit. En revanche, les quatre pôles que comporte l'alternateur sont représentés :

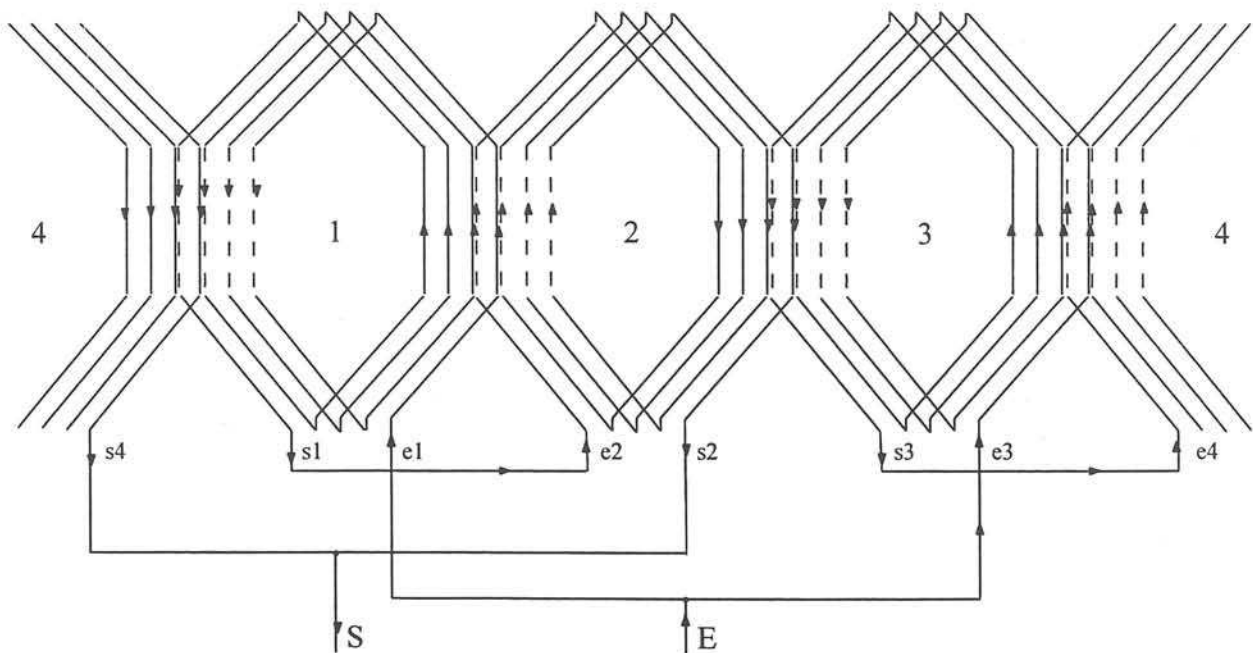


Figure A2.1 : Schéma de bobinage du stator

L'alternateur dispose ainsi de deux voies d'enroulements en parallèle constituées chacune de deux bobines en série.

L'enroulement de l'inducteur a, quant à lui, été réalisé par bobines concentriques et par pôles, les quatre bobines étant placées en série :

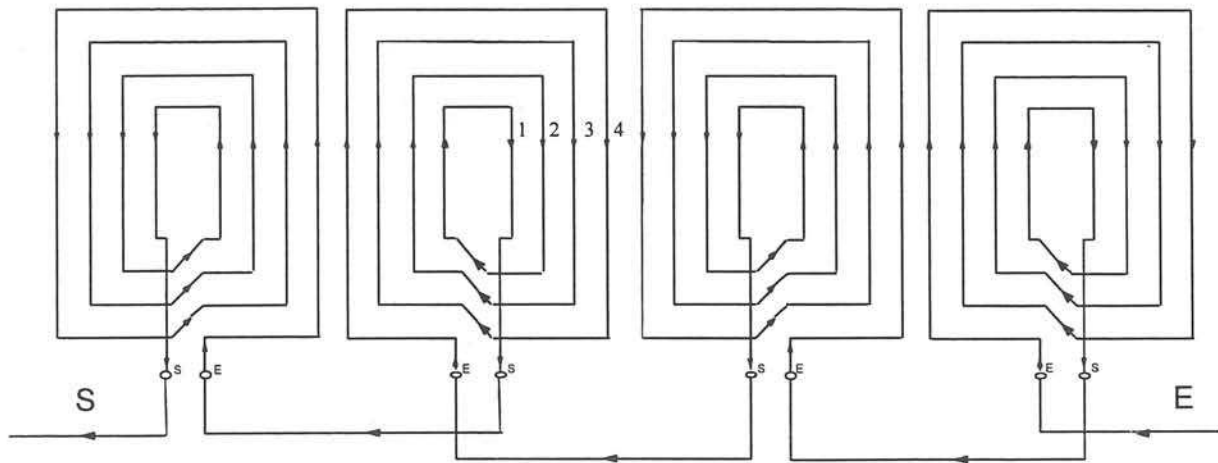


Figure A2.2 : Schéma de bobinage du rotor

ANNEXE 3 :

Description de la géométrie de l'alternateur d'essai

1. Principales dimensions du circuit magnétique

La figure suivante décrit une vue en coupe du circuit magnétique de l'alternateur, et en donne les principales dimensions.

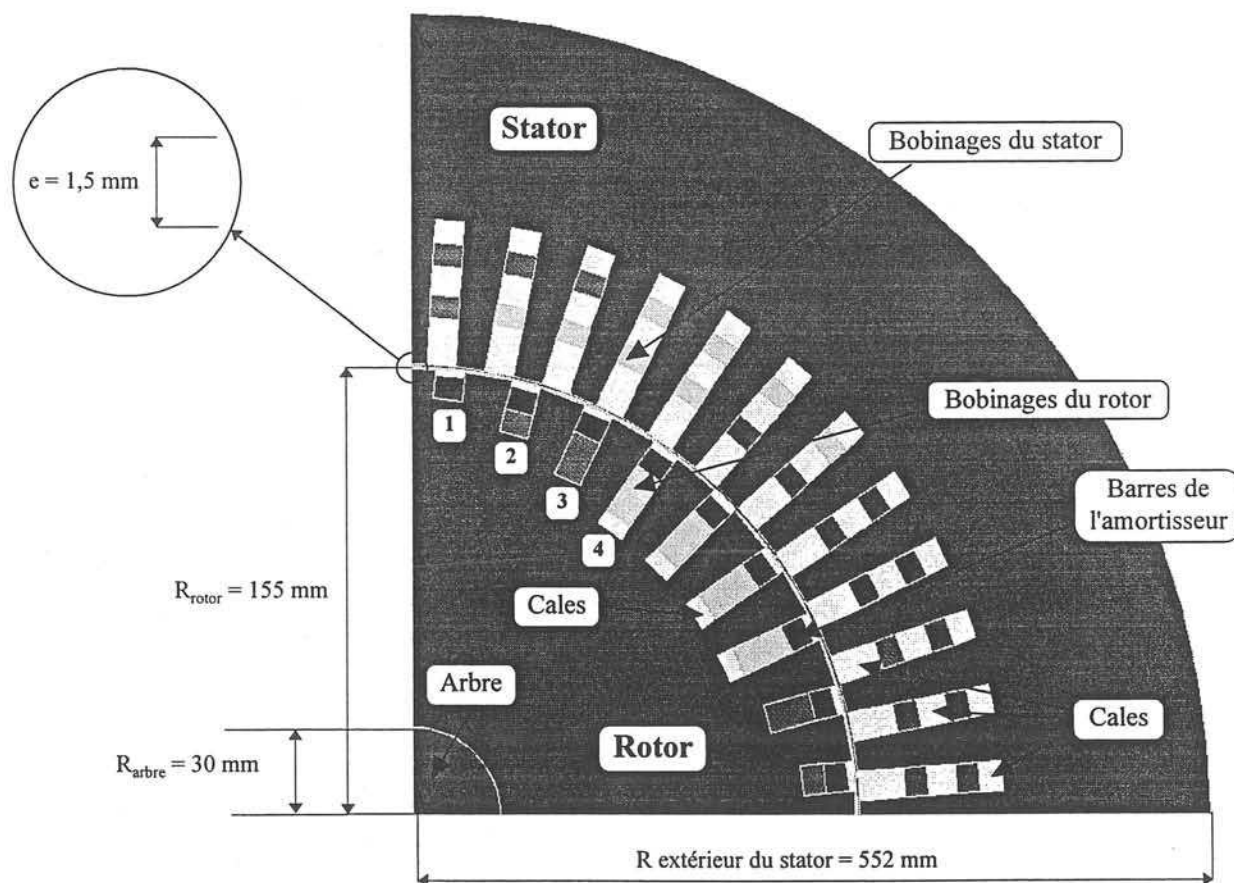


Figure A3.1 : Partie droite du circuit magnétique

2. Dimensions des encoches du circuit magnétique

Les encoches du stator sont au nombre de 48. Leurs dimensions sont détaillées dans la figure A3.2 :

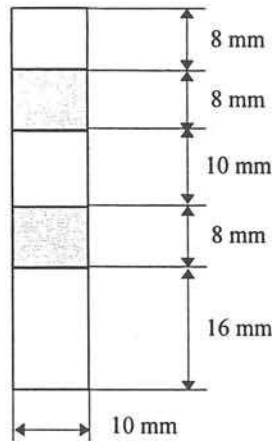


Figure A3.2 : Encoches du stator

Les zones représentées en gris sont les emplacements des conducteurs statoriques. Le reste de l'encoche est remplie de feutre, pour caler les conducteurs.

Les encoches du rotor sont de quatre tailles différentes (voir la figure A3.1).

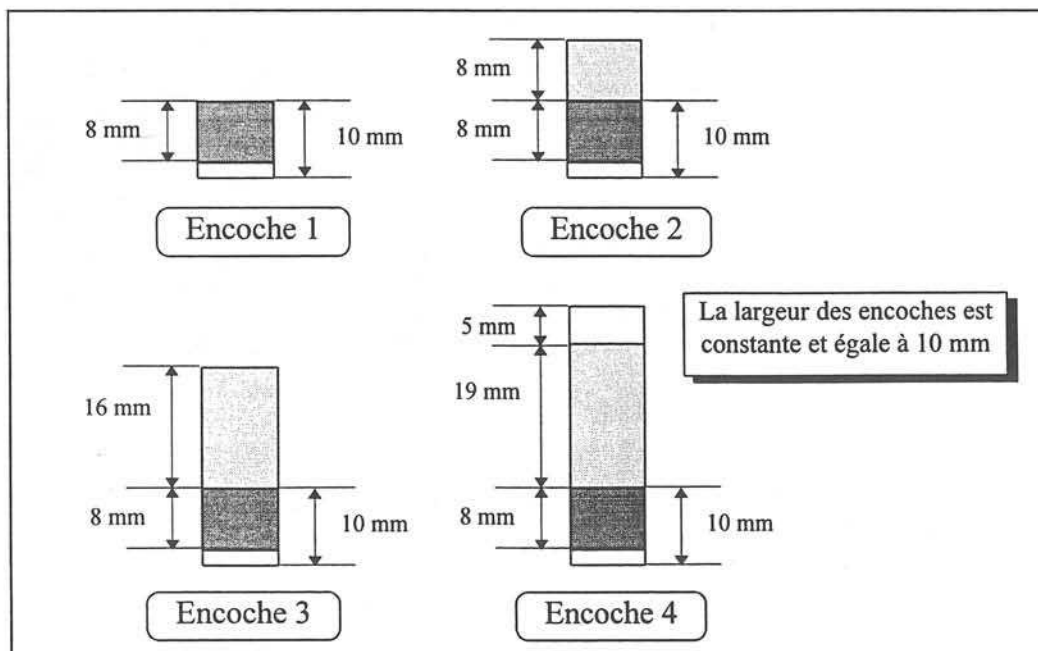


Figure A3.3 : Encoches du rotor

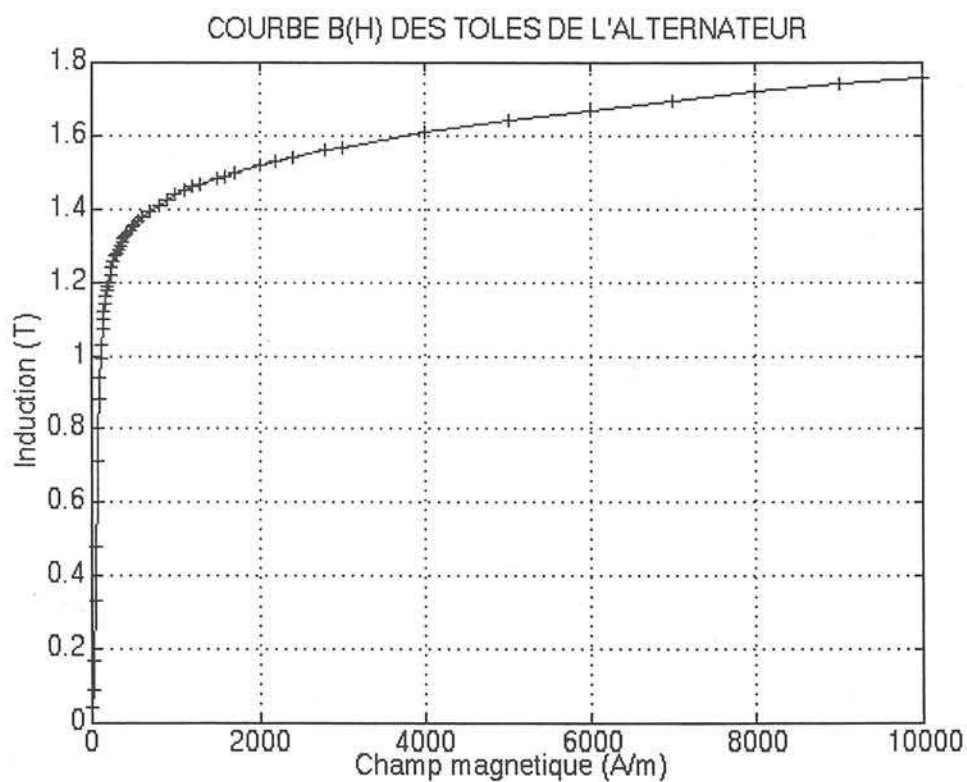
Sur la figure A3.3 représentant les différentes encoches du rotor, les zones en gris foncé représentent les emplacements des barres de l'amortisseur et celles en gris clair, les emplacements des conducteurs du bobinage rotorique.

Chaque encoche a, de plus, une cale de 2mm de hauteur placée près de l'entrefer. L'encoche la plus profonde (encoche 4), possède une cale supplémentaire en feutre, située en fond d'encoche.

ANNEXE 4 :

Courbe d'aimantation du matériau magnétique des tôles du stator et du rotor de l'alternateur d'essai

Voici la courbe d'aimantation du fer des tôles du circuit magnétique de la machine que nous avons utilisée dans Flux2D pour nos calculs de champ :



ANNEXE 5 :**Caractérisation de la source de tension continue alimentant le rotor**

La source de tension du rotor est un des éléments du banc d'essai qu'il est important de caractériser et de modéliser correctement. Une modélisation en source de tension continue idéale n'est en effet pas suffisante (voir les résultats de simulations au chapitre IV). Nous allons, dans ce paragraphe, expliquer plus en détail en quoi ce modèle simplifié s'écarte du fonctionnement réel.

1. Description de la source du circuit d'excitation de l'alternateur

Le circuit d'excitation de l'alternateur est alimenté par l'association d'un pont de diodes triphasé 100A et d'un autotransformateur de rapport réglable 30 kVA - 40A :

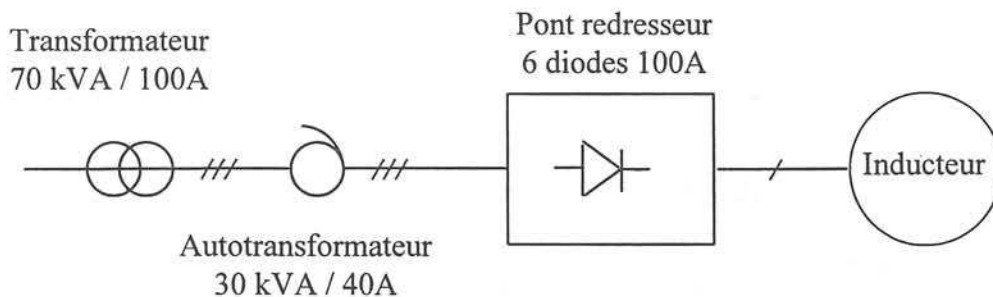


Figure A5.1 : Schéma du circuit d'alimentation de l'inducteur de l'alternateur

Le pont de diodes peut paraître surdimensionné pour les régimes permanents car nous l'avons choisi pour qu'il supporte les courants des régimes transitoires du circuit inducteur.

2. Commutation dans les ponts redresseurs triphasés 6 diodes

Il est nécessaire de faire ici un bref rappel sur les phénomènes de commutation dans les ponts redresseurs triphasés. Nous verrons en effet par la suite que l'alimentation du circuit d'excitation de l'alternateur a, du fait des nombreuses commutations du pont de diodes, un comportement fortement non-linéaire.

Voici schématiquement le circuit électrique du pont triphasé avec l'inductance de fuites équivalente L de l'autotransformateur et du transformateur.

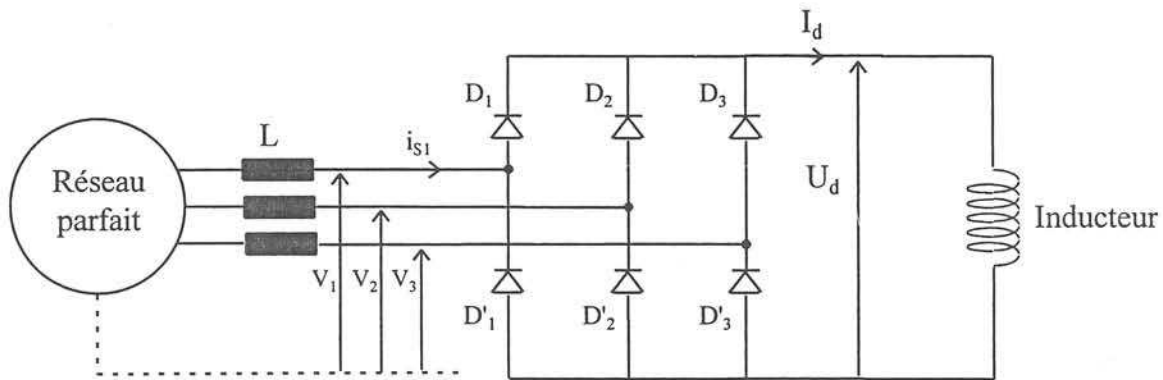
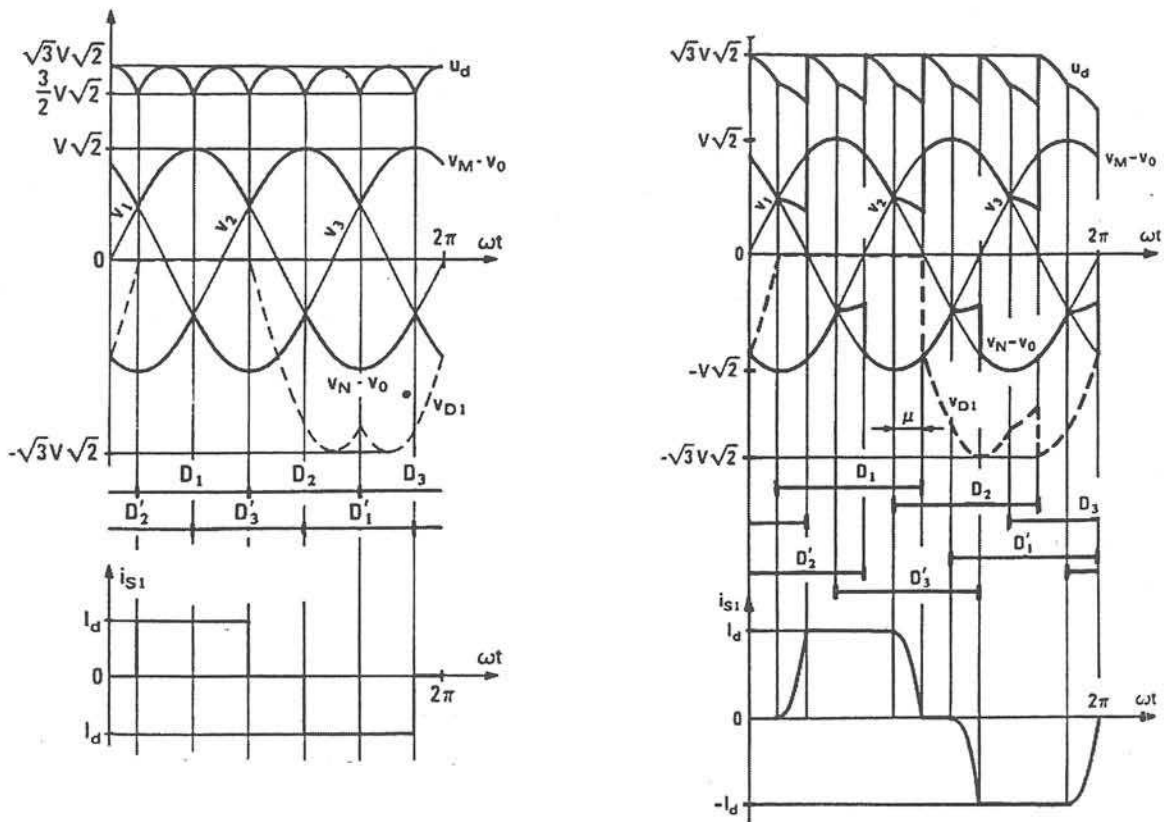


Figure A5.2 : Pont triphasé 6 diodes

Dans un pont redresseur, lorsque la tension s'annule aux bornes d'une diode, son courant ne peut pas passer instantanément à zéro : ses variations sont limitées par les inductances de fuites du circuit, en particulier par l'inductance de fuites du transformateur et l'inductance du réseau. De même, lorsqu'une diode devient conductrice, son courant ne s'établit pas de façon instantanée. On assiste ainsi à la "commutation" du courant d'une phase à l'autre, c'est à dire à la conduction simultanée de deux bras du pont. Ce phénomène est aussi nommé "empiètement".

En l'absence de commutation, la tension redressée V a l'allure donnée par la figure A5.3. Lorsqu'il y a commutation du courant dans les diodes, on observe une chute de tension inductive aux bornes du pont, qui diminue la valeur de la tension redressée V fournie par le pont (voir figure A5.4).

Ces vues sont tirées de l'ouvrage de S. Segulier : "Les convertisseurs de l'électronique de puissance - Tome 1 : La conversion alternatif-continu", Ed. Lavoisier :



Tensions du pont redresseur et intervalles de conduction des diodes

Figure A5.3 : En l'absence de commutation Figure A5.4 : En présence de commutation

On distingue plusieurs phases de fonctionnement du pont en fonction du courant qu'il fournit :

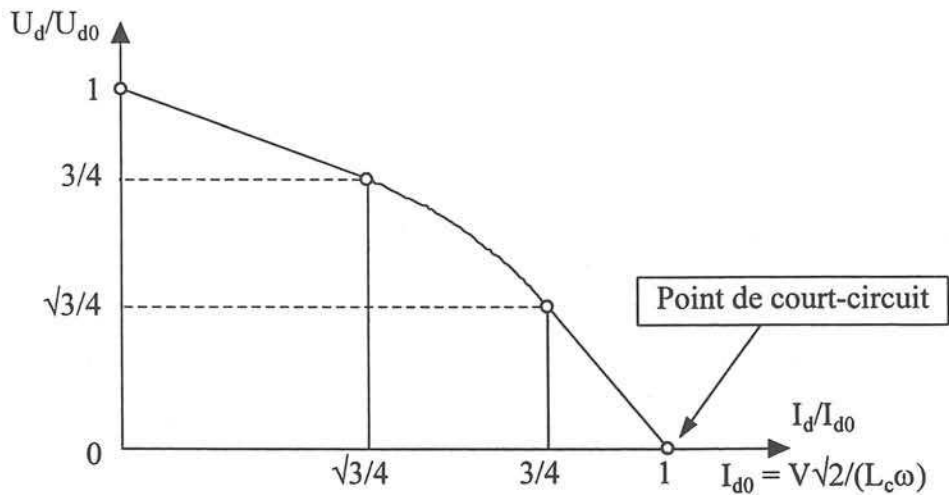


Figure A5.5 : Caractéristique totale d'un pont triphasé à diodes - $U_d(I_d)$

L'angle de commutation μ défini à la figure A5.4 est l'angle pendant lequel plusieurs diodes conduisent simultanément.

On montre que lorsque le courant réduit $\frac{I_d}{V\sqrt{2}/(L_c\omega)}$ est inférieur à $\frac{\sqrt{3}}{4}$, l'angle de commutation μ est compris entre 0 et $\pi/3$. La commutation est dite "simple", et deux ou trois diodes conduisent simultanément. Cette portion de la caractéristique est un segment de droite.

Si le courant réduit est compris entre $\frac{\sqrt{3}}{4}$ et $\frac{3}{4}$, l'angle de commutation vérifie : $\pi/3 < \mu < \pi/2$. La caractéristique $U_d(I_d)$ est alors un arc d'ellipse, et on peut assister à la conduction simultanée de 3 à 5 diodes.

La caractéristique redevient ensuite linéaire dans la portion où $\frac{3}{4} < \frac{I_d}{V\sqrt{2}/(L_c\omega)} < 1$.

Enfin, lorsque $I_d = \frac{V\sqrt{2}}{L_c\omega}$, l'angle de commutation est égal à $2\pi/3$ et les six diodes conduisent : le pont est en court-circuit.

REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES

- [ALGER-28] ALGER P. L.
 "The Calculation of the Armature Reactance of Synchronous Machines"
 A.I.E.E. Transactions, Vol. 47, February 1928, pp. 493-513
- [ARNAIL-80] ARNAIL P.
 "Régimes transitoires et stabilité des machines à courant alternatif"
 EDF-80DD01979, 1980
- [BARRET-62] BARRET P. , NARCY J.
 "Contribution à l'étude de l'excitation statique des alternateurs"
 RGE Editeur, 1962
- [BARRET-82] BARRET P.
 "Régimes transitoires des machines tournantes électriques"
 Collection de la Direction des Etudes et Recherches d'EDF
 Editions Eyrolles, 1982
- [CANAY-74] CANAY M.
 "Surtensions dans le circuit d'excitation des machines synchrones excitées par redresseurs"
 Revue Brown Boveri 5-74, 1974, pp. 217-227
- [CANAY-78] CANAY M.
 "Investigation of the Rotor Overvoltage in Synchronous Machines with Rectifier Excitation"
 Electric Machines and Electromechanics : An International Quarterly,
 Vol. 3, 1978, pp. 21-38
- [DARRIEUS-67] DARRIEUS, G.
 "Détermination et tracé des champs à trois dimensions
 Application aux têtes de bobines, notamment des turbo-alternateurs"
 Revue Générale de l'Electricité, Tome 76, No. 3, 1967, pp. 333-353

- [DUCREUX-94] DUCREUX J.P. , DIOP A.
"Synthèse des modèles électromagnétiques des moteurs asynchrones et comparaisons aux essais"
Note technique EDF HM-18/94/0029, HM-19/94/0061, Décembre 1994
- [FLUX2D-96] Flux2D, "Version 7.20, Analyse des dispositifs électriques, magnétiques et thermiques par la méthode des éléments finis - Notice d'utilisation générale", Cedrat, Octobre 1996
- [FLUX3D-93] Flux3D, "Version 2.01, Analyse tridimensionnelle des dispositifs électriques et magnétiques par la méthode des éléments finis - Notice d'utilisation", Cedrat, Novembre 1993
"Nouveautés de la version 2.10", Cedrat, Décembre 1994
"Nouveautés de la version 2.20", Cedrat, Juin 1997
- [HEUILLARD] HEUILLARD J.-F.
"Machines synchrones. Dimensionnement électromagnétique"
Techniques de l'Ingénieur, D-495 a.
- [HONSINGER-59/1] HONSINGER V. B.
"Theory of End-Winding Leakage Reactance"
A.I.E.E. Transactions, August 1959, pp. 417-426
- [HONSINGER-59/2] HONSINGER V. B.
"Measurement of End-Winding Leakage Reactance"
A.I.E.E. Transactions, August 1959, pp. 426-431
- [IEEE-87] IEEE Std 115A-1987 (Supplement to ANSI/IEEE Std 115-1983)
"IEEE Standard Procedures for Obtaining Synchronous Machine Parameters by Standstill Frequency Response Testing"
- [ITO-80] ITO K. , TOKUMASU T. , NAGANO S. , TARI M. , DOI S.
"Simulation for Design Purposes of Magnetic Fields in Turbine-Driven Generator End Region"
IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems, Vol. PAS-99, No. 4, July/August 1980, pp. 1586-1596

- [JACK-86] JACK A.G. , MECROW B.C.
 "Computation and Validation Against Measurements of Stator End-Region Fields in Synchronous Generators"
 I.E.E. Proceedings, Vol. 133, Pt. C, No. 1, January 1986, pp. 26-32
- [JACK-87] JACK A.G. , MECROW B.C.
 "A Method to Calculate Turbogenerator End Region Fields and Losses and Validation Using Measured Results"
 IEEE Transactions on Energy Conversion, Vol. EC-2, No. 1, March 1987, pp. 100-107
- [JACOBS-77] JACOBS D.A.H. , MINORS R.H. , MYERSCOUGH C.J. ,
 ROLLASON M.L.J. , STEEL J.G.
 "Calculation of Losses in the End Region of Turbogenerators"
 I.E.E. Proceedings, Vol. 124, No. 4, April 1977, pp. 356-362
- [KIMBARK-56] KIMBARK E.W.
 "Power System Stability - Vol. III : Synchronous Machines", 1956
- [KHAN-89] KHAN G.K.M. , BUCKLEY G.W. , BROOKS N.
 "Calculation of Forces and Stresses on Generator End-Windings - Part I : Forces"
 IEEE Transactions on Energy Conversion, Vol. 4, No. 4, December 1989, pp. 661-670
- [KOSTENKO-69] KOSTENKO M. , PIOTROVSKY L.
 "Machines Electriques - Tome 2 : Machines à courant alternatif"
 Technique Soviétique, Editions de Moscou, 1969, p. 136
- [LAWRENSON-65] LAWRENSON P. J.
 "Forces on turbogenerator end windings"
 I.E.E. Proceedings, Vol. 112, No. 6, June 1965, pp. 1144-1158
- [LAWRENSON-70] LAWRENSON P. J.
 "Calculation of Machine End-Winding Inductances with Special Reference to Turbogenerators"
 I.E.E. Proceedings, Vol. 117, No. 6, June 1970, pp. 1129-1134

- [LIWSCHITZ-67] LIWSCHITZ M. , MARET L.
"Calcul des machines électriques" Tome 1
Bibliothèque de l'ingénieur, 1967, pp. 83-90
- [MECROW-89] MECROW B.C. , JACK A.G. , CROSS C.S.
"Electromagnetic Design of Turbogenerator Stator End Regions"
I.E.E. Proc., Vol. 136, Pt. C, No. 6, November 1989, pp.361-372
- [NABETA-94] NABETA S.
"Etude des régimes transitoires des machines synchrones par la
méthode des éléments finis"
Thèse de Doctorat de l'I.N.P.G., Juillet 1994
- [RICHARD N.-95] RICHARD N. , DUFFEAU F. , LEGER A.C. , SZYLOWICZ N.
"Computation of Forces and Stresses on Generator End Windings
Using a 3D Finite Element Method"
Proceedings of Compumag 1995 - Conference on Computation of
Magnetic Fields, Berlin, Germany, July 1995
- [RICHARDSON-45] RICHARDSON P.
"Stray Losses in Synchronous Electrical Machinery"
I.E.E. Proceedings, Vol. 92, No. 2, pp. 291-304, 1945
- [SALON-83] SALON S.J. , SCOTT D.J. , KUSIC G.L.
"Electromagnetic Forces on the End Windings of Large Turbine
Generators
II - Transient Conditions"
IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems, Vol. PAS-102,
No. 1, January 1983, pp. 14-19
- [SCOTT-81] SCOTT D.J. , SALON S.J. , KUSIC G.L.
"Electromagnetic Forces on the Armature End Windings of Large
Turbine generators
I - Steady State Conditions"
IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems, Vol. PAS-100,
No. 11, November 1981, pp. 4597-4603

- [SILVA-94] SILVA V. C.
"Etude tridimensionnelle par éléments finis des effets d'extrémités dans des parties frontales des machines synchrones"
Thèse de Doctorat de l'I.N.P.G., Décembre 1994
- [SILVA-95] SILVA V. C. , MARECHAL Y. , FOGGIA A.
"Surface Impedance Method Applied to the Prediction of Eddy Currents in Hydrogenerator Stator End Regions"
IEEE Trans. on Magnetics, Vol. 31, No. 3, May 1995, pp. 2072-2075
- [TAIEB-92] TAIEB BRAHIMI A.
"Contribution à la modélisation de la machine asynchrone à cage par logiciels d'éléments finis 2D et 3D"
Thèse de Doctorat de l'I.N.P.G., Juin 1992
- [TEGOPOULOS-66] TEGOPOULOS J.A.
"Forces on the End Winding of Turbine-Generators
I - Determination of Flux Densities"
IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems, Vol. PAS-85,
No. 2, February 1966, pp. 105-113
- [TRICKEY-36] TRICKEY P.H.
"Induction Motor Resistance Ring Width"
A.I.E.E. Transactions, Vol. 55, February 1936, pp. 144-150
- [VASSENT-90] VASSENT E.
"Contribution à la modélisation des moteurs asynchrones par la méthode des éléments finis"
Thèse de Doctorat de l'I.N.P.G., Novembre 1990
- [WINCHESTER-55] WINCHESTER R.L.
"Stray Losses in the Armature and Iron of Large Turbine Generators"
A.I.E.E. Proceedings, Pt. III, Vol. 74, June 1955, pp. 381-391

BIBLIOGRAPHIE COMPLEMENTAIRE

- [ALGER-70] ALGER P.L.
"Induction Machines - Their Behavior and Uses"
Gordon and Breach, New York, 1970
- [ALTHAMMER-64] ALTHAMMER P.
"Calcul du champ magnétique dans les têtes de bobines de turboalternateurs"
Revue Brown Boveri, Mai 1964, pp. 281-292
- [BARNES-51] BARNES E.C.
"An Experimental Study of Induction Machine End-Turn Leakage Reactance"
A.I.E.E. Transactions, Vol.70, 1951, pp. 671-679
- [BARRET-67] BARRET P.
"Les grands alternateurs en régime transitoire - I - Détermination des paramètres des machines synchrones par la méthode d'analyse fréquentielle"
Revue Générale de l'Electricité, Tome 76, 1967, pp. 1433-1440
- [BARRET/1] BARRET P.
"Régimes transitoires des machines électriques tournantes"
Techniques de l'ingénieur, D-554
- [BARRET/2] BARRET P.
"Machines synchrones - Excitation"
Techniques de l'ingénieur, D-492
- [BEDROSIAN-89] BEDROSIAN G. , CHARI M.V.K. , SHAH M. , THEODOSSIOU G.
"Axiperiodic Finite Element Analysis of Generator End Regions
Part I - Theory"
IEEE Transactions on Magnetics, Vol. 25, No. 4, July 1989, pp. 3067-3072
- [BELOT] BELOT A.
"Calcul des fuites et inductances de fuites de l'induit"
Techniques de l'ingénieur, D-440
- [BERGER-75] BERGER H. , FRITZ W. , JUEN P.
"Wickelkopfbeanspruchung bei Fehlsynchronisation von Turbogeneratoren"
ETZ-A, Vol. 96, 1975, pp. 188-194
- [BRANDL-80] BRANDL P.
"Forces électrodynamiques s'exerçant sur les développantes des enroulements statoriques triphasés"
Revue Brown Boveri, 1980, pp. 128-134
- [BRATOLJIC-91] BRATOLJIC T.
"Comparison of two Methods for Calculating End-Winding Forces"
International Conference on the Evolution and Modern Aspects of Synchronous Machines, Zürich, Switzerland, August 1991, pp. 642-647

- [CANAY-80] CANAY M. , SIMOND J.J.
"Surtensions rotoriques et tensions par spire de l'enroulement d'excitation de machines synchrones"
Revue Brown Boveri, 9-80, 1980, pp. 516-523
- [CEI-85] Commission Electrotechnique Internationale
"Machines électriques tournantes - Quatrième partie : Méthodes pour la détermination à partir d'essais des grandeurs des machines synchrones"
Norme de la C.E.I., Publication 34-4, 1985
- [DUCREUX-93] DUCREUX J.P.
"Calcul des impédances de têtes de bobines de machines asynchrones à partir de Flux3D"
Note technique EDF HM-18/0235, Novembre 1993
- [DUCREUX-95] DUCREUX J.P. , SZYLOWICZ N.
"Maquette de validation des calculs de champs dans les parties frontales d'alternateur - Spécifications"
Note technique EDF HM-18/95/0026, Septembre 1995
- [DUCREUX-96] DUCREUX J.P. , RICHARD S.
"Etudes de conception d'un modèle expérimental pour valider le calcul électromagnétique des parties frontales d'alternateur"
Note technique EDF HM-18/96/008, Avril 1996
- [DUFFEAU-96] DUFFEAU F. , RICHARD N. , SZYLOWICZ N.
"Electromagnetic Forces on Large Generator End-Windings : Influence of Steady-State Conditions"
Proceedings of ELECTRIMACS'96, Saint-Nazaire, France, Sept. 1996
- [FULLER-62] FULLER B.L. , TRICKEY P.H.
"Equivalent Drag Cup Resistance"
A.I.E.E. Transactions on Power Apparatus and Systems, Vol. 81, Aug. 1962, pp. 285-291
- [GUILBERT-65] GUILBERT A.
"Théorie, fonctionnement et calcul des machines électriques - Tome 2 - Machines synchrones"
Editions Dunod, 1965
- [HARRINGTON-52] HARRINGTON D.
"Forces in Machine End Winding"
A.I.E.E. Transactions, 1952, pp. 849-859
- [HERZOG-82] HERZOG H. , DEAK J.
"Protection d'installations statiques d'excitation et d'enroulements rotoriques de machines synchrones contre les surtensions"
Revue Brown Boveri ; 6-82 ; 1982 ; pp. 207-211

- [JACK-87] JACK A.G. , MECROW B.C.
"Calculation of Three-Dimensional Electromagnetic Fields Involving Laminar Eddy Currents"
I.E.E. Proceedings, Vol. 134, Pt. A, No. 8, September 1987
- [KARMAKER-92] KARMAKER H.C.
"Stray Losses in Large Synchronous Machines"
IEEE Trans. on Energy Conversion, Vol. 7, No. 1, March 1992, pp. 148-153
- [KHAN-90] KHAN G.K.M. , BUCKLEY G.W. , BENNETT R.B. , BROOKS N.
"An Integrated Approach for the Calculation of Losses and Temperatures in the End-region of Large Turbine Generators"
IEEE Trans. on Energy Conversion, Vol. 5, No. 1, March 1990, pp. 183-194
- [LAWRENSON-61] LAWRENSON P.J.
"The Magnetic Field of the End -Windings of Turbo-Generators"
I.E.E. Proceedings, March 1961, pp. 538-553
- [LIWSCHITZ-55] LIWSCHITZ-GARIK M.M.
"Computation of Skin Effect in Bars of Squirrel-Cage Rotors"
A.I.E.E. Transactions, Vol. 74, August 1955, pp. 768-771
- [OHTAGURO-80] OHTAGURO M. , YAGIUCHI K. , YAMAGUCHI H.
"Mechanical Behavior of Stator Endwindings"
IEEE Trans. on Power Apparatus and Systems, Vol. PAS-99, No. 3, May/June 1980, pp. 1181-1185
- [PLANTIVE-96] PLANTIVE E. , RICHARD N.
"Développement d'une méthode axipériodique pour l'étude des champs magnétiques en extrémités de machines tournantes"
Note technique EDF HM-18/96/028, Octobre 1996
- [PRESTON-76] PRESTON T.W. , REECE A.B.J.
"The Prediction of Machine End-region Fluxes, allowing for Eddy Current Losses in Thick Components"
COMPUMAG-1976, Conf. on Computation of Magnetic Fields, Oxford, 1976
- [RAO-74] RAO K. , MACDONALD D.C. , ADKINS B.
"Peak Inverse Voltages in the Rectifier Excitation Systems of Synchronous Machines"
IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems, Vol. PAS-5, 1974, pp. 1685-1692
- [RICHARD S.-97] RICHARD S. , DUCREUX J.P. , FOGGIA A.
"A Three Dimensional Finite Element Analysis of the Magnetic Field in the End Region of a Synchronous Generator"
Proceedings of the IEMDC'97, International Electric Machines and Drives Conference, Milwaukee, Wisconsin, May 1997

- [SEGUIER-77] SEGUIER G. , NOTELET F.
"Electrotechnique industrielle"
Collection Ingénieurs Praticiens, Technique et Documentation,
Editions Lavoisier, 1977
- [SINGLETON-81] SINGLETON R.C.C. , MARSHALL P. , STEEL J.G.
"Axial Magnetic Flux in Synchronous Machines : the Effect of Operating
Conditions"
IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems, Vol. PAS-100, No. 3,
March 1981, pp. 1226-1233
- [TEGOPOULOS-63/1] TEGOPOULOS J.A.
"Current Sheets Equivalent to End-Winding Currents of Turbine-Generator
Stator and Rotor"
A.I.E.E. Transactions on Power Apparatus and Systems, Vol. 81, Feb. 1963,
pp. 695-700
- [TEGOPOULOS-63/2] TEGOPOULOS J.A.
"Determination of the Magnetic Field in the End Zone of Turbine Generators"
IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems, Vol. 82, Aug. 1963,
pp. 562-572
- [TEGOPOULOS-66] TEGOPOULOS J.A.
"Forces on the End Winding of Turbine-Generators -
II - Determination of Forces"
IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems, Vol. PAS-85, No. 2,
February 1966, pp. 114-122
- [TOVAR-95] TOVAR A. , DUCREUX J.P.
"Etude expérimentale d'une machine synchrone"
Note technique EDF HM-18/95/0020, Août 1995
- [WEERDT-95] DE WEERDT R. , BELMANS R.
"Squirrel Cage Induction Motor End Effect Using 2D and 3D Finite Elements"
I.E.E. Electrical Machines and Drives Conference, September 1995
- [WEISS-81] WEISS J. , STEPHENS C.M.
"Finite Elements for Three-Dimensional Magnetostatic Fields and its
Application to Turbine-Generator End Regions"
IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems, Vol. PAS-100, No. 4,
April 1981, pp. 1591-1596
- [WEN 95] WEN X. , YAO R. , TEGOPOULOS J.A.
"Calculation of Forces on the Stator End Windings of Turbogenerator by the
Transient Quasi-3D Method"
COMPUMAG-1995, Conf. on Computation of Magnetic Fields, Berlin, 1995

- [WILLIAMSON-85] WILLIAMSON S. , BEGG M.C.
"Calculation of the Bar Resistance and Leakage Reactance of Cage Rotors with Closed Slots"
I.E.E. Proceedings, Vol. 132, Pt. B, No. 3, May 1985, pp. 125-132
- [WILLIAMSON-86] WILLIAMSON S. , BEGG M.C.
"Calculation of the Resistance of Induction Motor End Rings"
I.E.E. Proceedings, Vol. 133, Pt. B, No. 2, March 1986, pp. 54-60
- [WILLIAMSON-87] WILLIAMSON S. , SCHIFERL R.
"An Investigation of the Influence of Deep-Bar Effect on the Resistance of Cage Rotor EndRings"
I.E.E.E. Transactions on Industry Applications, Vol. 1A-23, No. 4, August 1987, pp. 696-704
- [WILLIAMSON-90] WILLIAMSON S. , MUELLER M.A.
"Induction Motor Endwinding Leakage Reactance Calculation Using the Biot-Savart Method, Taking Rotor Currents into Account"
Proceedings of the ICEM-90, Boston, August 1990, pp. 480-484
- [YAO-91] YAO R. , CHEN P.
"Analysis of Magnetic Field and Losses in End Region of Large Hydro Generator"
International Conference on the Evolution and Modern Aspects of Synchronous Machines, Zürich, Switzerland, August 1991, pp. 624-627

RESUME

ETUDE ELECTROMAGNETIQUE DES PARTIES FRONTALES DES ALTERNATEURS EN REGIMES PERMANENTS ET TRANSITOIRES

L'objet de ce travail est la validation expérimentale de modèles numériques de turboalternateurs par éléments finis bidimensionnels et tridimensionnels. Cette validation concerne des régimes permanents et des régimes transitoires, tels que des courts-circuits triphasés à vide et des faux-couplages sur le réseau à 180° et à 120°.

Un alternateur et son banc d'essai ont été construits. En parallèle, des modèles numériques 2D et 3D de la partie droite et des extrémités de l'alternateur d'essai ont été conçus.

La comparaison des résultats obtenus par simulation numérique 2D et par calcul analytique, avec les résultats des essais de courts-circuits triphasés et de faux-couplages sur le réseau a confirmé la validité du calcul par éléments finis 2D pour l'étude des régimes transitoires des alternateurs.

Par ailleurs, des relevés d'induction effectués aux extrémités de l'alternateur d'essai ont été analysés et comparés aux calculs par éléments finis 3D. Le modèle numérique 3D donne satisfaction pour les régimes permanents à vide. En outre, les limitations actuelles du calcul 3D sont apparues pour les simulations des régimes transitoires.

Enfin, les résultats des essais de faux-couplages de l'alternateur sur le réseau sont présentés et analysés.

Mots-clefs : Têtes de bobines, Parties frontales, Turboalternateurs, Machines synchrones, Faux-couplages, Régimes transitoires, Eléments finis 2D et 3D, Etude expérimentale

ABSTRACT

ELECTROMAGNETIC STUDY OF SYNCHRONOUS GENERATORS END REGIONS IN STEADY-STATE AND TRANSIENT CONDITIONS

The aim of this work is the experimental validation of turbogenerators 2D and 3D finite elements models. This validation deals with steady-state and transient conditions, such as no-load three-phase short-circuit and out-of-phase synchronization (180° and 120°).

A synchronous generator and its testing bed have been constructed. 2D and 3D numerical models of the magnetic circuit and of the end parts of the test generator have been achieved.

The comparison between the results from the 2D numerical computation and the analytical one, with the tests results for short-circuits and out-of-phase synchronizations has confirmed the validity of the 2D finite element modelling for the generators transient conditions studies.

The magnetic field measurements in the end parts of the test generator have been analysed and compared to the 3D finite elements computations. The numerical model is satisfactory for the no-load tests. Besides, the current limitations of the 3D computations were brought out with the transient conditions computations.

Finally, the results of the out-of-phase synchronization tests on the test generator are presented and analysed.

Keywords : End-Windings, End Regions, Turbogenerators, Synchronous Machines, Out-of-Phase Synchronization, Transient Conditions, 2D and 3D Finite Element Methods, Experimental Study