

UNIVERSITÉ DU QUÉBEC EN ABITIBI-TÉMISCAMINGUE
ÉCOLE DE GÉNIE

MÉMOIRE PRÉSENTÉ À L'ÉCOLE DE GÉNIE DE
L'UNIVERSITÉ DU QUÉBEC EN ABITIBI-TÉMISCAMINGUE
COMME EXIGENCE PARTIELLE
DE LA MAITRISE EN INGÉNIERIE

PAR
MOHAMED AMINE KHALF

**CONCEPTION OPTIMALE D'UN ALTERNATEUR DE FAIBLE PUISSANCE POUR LE
SIMULATEUR DE GROUPE TURBINE-ALTERNATEUR D'HYDRO-QUÉBEC**

AVRIL 2013

©Mohamed Amine Khalf, 2013



BIBLIOTHÈQUE

Cégep de l'Abitibi-Témiscamingue
Université du Québec en Abitibi-Témiscamingue

Mise en garde

La bibliothèque du Cégep de l'Abitibi-Témiscamingue et de l'Université du Québec en Abitibi-Témiscamingue a obtenu l'autorisation de l'auteur de ce document afin de diffuser, dans un but non lucratif, une copie de son œuvre dans Depositum, site d'archives numériques, gratuit et accessible à tous.

L'auteur conserve néanmoins ses droits de propriété intellectuelle, dont son droit d'auteur, sur cette œuvre. Il est donc interdit de reproduire ou de publier en totalité ou en partie ce document sans l'autorisation de l'auteur.

Warning

The library of the Cégep de l'Abitibi-Témiscamingue and the Université du Québec en Abitibi-Témiscamingue obtained the permission of the author to use a copy of this document for non-profit purposes in order to put it in the open archives Depositum, which is free and accessible to all.

The author retains ownership of the copyright on this document. Neither the whole document, nor substantial extracts from it, may be printed or otherwise reproduced without the author's permission.

CE MÉMOIRE A ÉTÉ RÉALISÉ

AU LABORATOIRE D'ÉLECTROTECHNIQUE DE L'ÉCOLE DE GÉNIE

DE L'UNIVERSITÉ DU QUÉBEC EN ABITIBI-TÉMISCAMINGUE

DANS LE CADRE DU PROGRAMME DE MAITRISE EN INGÉNIERIE

RÉSUMÉ

Dans le présent mémoire, un outil de conception optimale est développé puis utilisé pour la conception d'un alternateur de faible puissance faisant partie d'un simulateur analogique de groupe turbine/alternateur. L'outil de conception inclut une étape de validation, par la méthode des éléments finis, des performances aussi bien en régime permanent que dynamique du concept élaboré. Une revue de littérature complète est d'abord présentée avant de passer à une discussion théorique sur les notions fondamentales relatives au calcul électromagnétique. Une méthodologie de conception, basée sur un modèle analytique est développée pour les besoins de ce travail. Dans ce modèle analytique, les paramètres du circuit équivalent en régime permanent et le rendement de la machine sont calculés à partir des caractéristiques dimensionnelles et structurales de la machine. Le modèle analytique est ensuite intégré dans un processus d'optimisation multi-objets par algorithme génétique dont on a entrepris l'étude complète. L'outil d'analyse par éléments finis est tout d'abord programmé sous ANSYS puis appliqué à l'étude d'une génératrice synchrone de 120VA de la marque Lab-Volt disponible aux laboratoires de l'UQAT. La validité de cet outil est vérifiée par une très bonne concordance entre les résultats expérimentaux et numériques. Par la suite, l'outil de conception optimale est programmé sous Matlab® puis utilisé pour l'optimisation du rendement et de la masse de l'alternateur du simulateur. Un ensemble de solutions d'optimalité équivalente est dégagé et la solution à plus haut rendement est retenue comme concept final. Ce concept est ensuite validé par des analyses par éléments finis en régime permanent et dynamique et certains résultats sont comparés aux données du modèle analytique. La marge d'erreur à ce niveau s'avère tout à fait acceptable.

ABSTRACT

In the present report, an optimal design tool is developed then used to design a low-power alternator part of Gen/set analog simulator. The design tool incorporates a validation step, by means of the finite elements method, of the steady-state and dynamic performances of the concept developed. A comprehensive literature review is presented first before moving on to a theoretical discussion on the basics of the computational electromagnetics. A design methodology based on an analytical model is developed for the needs of this work. In this analytical model, the equivalent circuit parameters and the steady-state performance of the machine are derived from dimensional and structural characteristics of the machine. The analytical model is then integrated into a multi-object optimization and genetic algorithm based process whose a full study is undertaken in this report. The finite elements tool is first implemented in the ANSYS software then applied to the study of a Lab-Volt brand, 120VA synchronous generator available at UQAT electrical department laboratories. The tool validity is confirmed by the good agreement between experimental and numerical results. Subsequently, the optimal design tool is implemented in Matlab® then used to optimize the efficiency and weight of the simulator synchronous generator. A set of optimally equivalent solutions is assessed and the more efficient one is chosen as the final design. This concept is then validated by finite element analysis of its steady state and dynamic performances and some results are compared with data from the analytical model. The error margin at this level is quite acceptable.

REMERCIEMENTS

Le travail réalisé pour la rédaction de ce mémoire a été effectué à l'Université du Québec en Abitibi-Témiscamingue (UQAT) au laboratoire de génie électrique et sous la supervision de M. René Wamkeue et de M. Davide Aguglia.

Nous tenons tout d'abord à montrer notre gratitude envers notre créateur et nous le remercions de nous avoir donné la force et la patience d'aller jusqu'au bout de cette tâche.

Nous devons également remercier notre directeur de recherche, M. René Wamkeue, pour avoir proposé et supervisé ce travail, mais aussi pour son soutien moral et matériel. Il a su nous guider à travers un chemin semé d'embûches et a su tirer le meilleur de nous-même.

Nos remerciements sont destinés également à M. Davide Aguglia pour son soutien technique et la pertinence toujours surprenante de ses commentaires et conseils. Nous ne pouvons oublier d'exprimer notre sincère gratitude envers M. Jean-Jacques Beaudoin, qui en plus d'être un ami, a été présent durant les moments de doutes pour nous rassurer et nous orienter grâce à ses connaissances techniques et à la passion de la science qu'il a su nous transmettre.

Nous tenons aussi à remercier notre famille, Siham, Abderrahim, Yasser, Rime et Balhag de tout simplement être notre famille. On ne saurait décrire leur contribution au succès de ce travail tellement celle-ci est grande.

Nous ne pouvons conclure sans remercier tous nos amis qui se reconnaîtront et qui nous ont soutenus dans les moments difficiles par leur simple présence à nos côtés.

À mima et balhaj, reposez en paix.

TABLE DES MATIÈRES

RÉSUMÉ	III
ABSTRACT	IV
REMERCIEMENTS	V
TABLE DES MATIÈRES	VII
LISTE DES FIGURES.....	XIII
LISTE DES TABLEAUX.....	XVIII
LISTES DES SYMBOLES ET ABRÉVIATIONS	XX
INTRODUCTION GÉNÉRALE	1
CHAPITRE I	
REVUE DE LITTÉRATURE	4
1.1 Introduction	4
1.2 État de l’art	4
1.3 Perspectives industrielles.....	6
1.4 Logiciels de simulation par éléments finis	6
1.5 Historique du calcul électromagnétique	8
1.6 Analyse par éléments finis de la génératrice synchrone.....	10
1.6.1 Techniques d’analyse	10
1.6.2 Formulations mathématiques	12
1.7 Conception assistée par ordinateur (CAO).....	14
1.8 Conception optimale des machines électriques	15
1.8.3 Problèmes de conception directs	16
1.8.4 Problèmes de conception inverses.....	17
1.9 Conclusion.....	19
CHAPITRE II	
NOTIONS THÉORIQUES FONDAMENTALES	21
2.1 Introduction	21
2.2 L’électromagnétisme et les équations de Maxwell	22

2.3	Les lois constitutives	25
2.4	Implications et formes particulières des équations électromagnétiques.....	26
2.4.1	Concept du flux propre et inductance d'un enroulement.....	26
2.4.2	Ampères-tours et force magnétomotrice.....	28
2.4.3	Forme statique des équations de Maxwell	30
2.5	Formulation en potentiel du champ électromagnétique	30
2.5.4	Le potentiel vecteur magnétique	32
2.5.5	Cas bidimensionnel	33
2.5.6	Conditions aux limites	35
2.6	Principes du calcul analytique du flux magnétique dans la machine synchrone.....	36
2.6.7	Chute de potentiel magnétique.....	37
2.6.8	Flux magnétique.....	39
2.7	Conclusion.....	39
CHAPITRE III		
MÉTHODOLOGIE DE CONCEPTION DE LA GÉNÉRATRICE SYNCHRONE		
À PÔLES SAILLANTS		
		41
3.1	Introduction	41
3.2	Bobinage de la génératrice synchrone.....	41
3.2.1	Bobinage du circuit de champ.....	42
3.2.2	Principe d'un enroulement réparti.....	43
3.2.3	Schéma de bobinage	45
3.2.4	Bobinage triphasé au stator.....	47
3.2.5	Bobinage imbriqué à pas raccourci	49
3.2.6	Bobinage du circuit amortisseur.....	51
3.3	Dimensionnement du circuit magnétique	53
3.3.7	Dimensionnement de la longueur effective du noyau de fer.....	55
3.3.8	Dimensionnement de l'entrefer.....	56
3.3.9	Dimensionnement du stator	57
3.3.10	Dimensionnement du rotor	59
3.4	Dimensionnement des enroulements.....	61
3.4.11	Bobinage du stator.....	62
3.4.12	Bobinage du rotor.....	64
3.5	Calcul des paramètres du circuit équivalent de la génératrice	70

3.5.13	Calcul des résistances	72
3.5.14	Calcul des réactances synchrones.....	75
3.6	Calcul du rendement	78
3.7	Conclusion.....	80
CHAPITRE IV		
	OPTIMISATION MULTI-OBJETS PAR ALGORITHME GÉNÉTIQUE	82
4.1	Introduction	82
4.2	Terminologie d'un algorithme évolutionniste	82
4.2.1	Le chromosome.....	82
4.2.2	La sélection.....	83
4.2.3	L'hybridation	84
4.2.4	La mutation.....	86
4.3	Schéma global d'un algorithme évolutionniste.....	87
4.5	Optimisation mono-objet.....	89
4.5.5	Sélection proportionnelle à la fonction d'évaluation.....	89
4.5.6	Sélection par rang.....	91
4.5.7	Sélection Gaussienne.....	91
4.6	Optimisation multi-objets	92
4.6.8	Méthode de tri non-dominé.....	94
4.6.9	Tri optimal au sens de Pareto.....	95
4.6.10	Distance de rapprochement.....	95
4.7	Programmation sous MATLAB.....	96
4.8	Conclusion.....	98
CHAPITRE V		
	PRINCIPES DE BASE DE L'ANALYSE PAR ÉLÉMENTS FINIS DE LA	
	GÉNÉRATRICE SYNCHRONE	99
5.1	Introduction	99
5.2	Géométrie et propriétés des matériaux.....	99
5.3	Formulation des équations du champ en 2-D	100
5.4	Discretisation par éléments finis	102
5.5	Conditions aux limites.....	104
5.6	Calcul du couple électromagnétique	106
5.7	Calcul de la force électromotrice induite.....	108

5.8	Couplage du modèle avec un circuit externe	109
5.8.1	Couplage des équations du circuit externe pour les conducteurs	110
5.8.2	Modèle de la génératrice en régime permanent à vide	111
5.8.3	Modèle de la génératrice en charge	114
5.9	Équations dynamiques du rotor	116
5.10	Discrétisation des équations du domaine temporel	117
5.10.4	L'algorithme explicite (Méthode d'Euler directe)	118
5.10.5	L'algorithme implicite	118
5.10.6	Choix de la méthode de discrétisation	118
5.11	Méthode de résolution des équations non-linéaires	119
5.12	Simulation du mouvement du rotor	120
5.13	Conclusion	125
CHAPITRE VI		
APPLICATION ET VALIDATION DE LA MÉTHODE DE CALCUL DU		
CHAMP PAR ÉLÉMENTS FINIS SOUS ANSYS		
6.1	Introduction	127
6.2	Méthodologie de simulation	129
6.2.1	Description du modèle	131
6.2.2	Configuration du bobinage et circuit externe	134
6.2.3	Propriétés des matériaux	135
6.2.4	Conditions aux limites et détails du modèle	135
6.2.5	Macro de résolution dynamique	136
6.3	Résultats de l'analyse	137
6.3.6	Calcul du flux propre	137
6.3.7	Courbe de saturation à vide	138
6.3.8	Distribution de la densité de flux à l'entrefer et harmoniques spatiales	140
6.3.9	Réactances synchrones	141
6.3.10	Taux de distorsion harmonique de la tension induite à vide	142
6.3.11	Essai en court-circuit triphasé	144
6.4	Identifications des paramètres du circuit équivalent	147
6.5	Conclusion	150
CHAPITRE VII		

CONCEPTION DE L'ALTERNATEUR DU SIMULATEUR D'HYDRO-QUÉBEC	152
7.1 Introduction	152
7.2 Récapitulatif de la méthodologie de dimensionnement de la machine.....	152
7.3 Solution retenue après optimisation	154
7.4 Validation et évaluation par éléments finis de la solution retenue.....	156
7.4.1 Modèle éléments finis.....	156
7.4.2 Courbe de saturation à vide.....	158
7.4.3 Carte d'induction des zones ferromagnétiques	159
7.4.4 Distribution de la densité de flux à l'entrefer et harmoniques spatiales	161
7.4.5 Réactances synchrones	162
7.4.6 Taux de distorsion harmonique de la tension induite à vide.....	163
7.4.7 Essai en court-circuit triphasé	163
7.5 Identification des paramètres du circuit équivalent.....	165
7.6 Conclusion.....	167
CONCLUSION GÉNÉRALE	169
Perspectives	171
BIBLIOGRAPHIE	173
APPENDICE A	
LISTING DES CODES DE SIMULATION MAGNETOSTATIQUE ANSYS/APDL DE LA MACHINE SYNCHRONE LAB-VOLT	182
APPENDICE B	
LISTING DES CODES DE SIMULATION ANSYS/APDL TRANSITOIRES PAS-À-PAS DE LA MACHINE SYNCHRONE LAB-VOLT	201
APPENDICE C	
LISTING CODES MATLAB DE POST-TRAITEMENT DE L'ANALYSE MAGNETOSTATIQUE DE LA GENERATRICE LAB-VOLT	230
APPENDICE D	
LISTING CODES MATLAB DE POST-TRAITEMENT DE L'ANALYSE TRANSITOIRE DE LA GENERATRICE LAB-VOLT	241
APPENDICE E	
LISTING CODES DE CONCEPTION OPTIMALE MULTI-OBJETS PAR ALGORITHME GENETIQUE DE L'ALTERNATEUR DU SIMULATEUR D'HYDRO-QUEBEC	246
APPENDICE F	
GEOMETRIE DE LA SOLUTION RETENUE	258

APPENDICE G	
SCHEMA DU BOBINAGE DU STATOR DE LA MACHINE LAB-VOLT DE 120VA	260
APPENDICE H	
SCHEMA DU BOBINAGE DU STATOR DE L'ALTERNATEUR DU SIMULATEUR D'HYDRO-QUEBEC	261

LISTE DES FIGURES

Figure 1.1 Schéma simplifié d'une plateforme d'essai par éléments finis.....	11
Figure 1.2 Différentes formulations des problèmes de conception (<i>Fontchastagner 2007</i>).....	16
Figure 2.1 Schématisation de la loi de Faraday	27
Figure 2.2 Schématisation de la loi d'Ampère au voisinage d'un fil conducteur.....	29
Figure 2.3 Conditions aux limites dans la génératrice synchrone à pôles saillants	36
Figure 3.1 (a) Flux magnétique dans la génératrice synchrone (b) Deux pôles d'une machine synchrone avec les axes- d et $-q$	42
Figure 3.2 Induction à l'entrefer dans le cas d'une spire unique.....	44
Figure 3.3 Allure de la courbe de densité de flux d'entrefer B_δ	44
Figure 3.4 Schéma de principe d'un bobinage réparti.....	46
Figure 3.5 Induction à l'entrefer pour le bobinage de la figure 3-4	46
Figure 3.6 Schématisation d'un bobinage imbriqué raccourci à pôles non consécutifs.....	47
Figure 3.7 Division de la périphérie d'une machine triphasé à 2 paires de pôles en zones de phases	48
Figure 3.8 Structure du circuit amortisseur d'une machine synchrone à pôles saillants.....	52
Figure 3.9 Géométrie de base du dimensionnement du stator de la génératrice synchrone (<i>Radaorozandry 2007</i>)	58

Figure 3.10 Géométrie de base du dimensionnement du rotor de la génératrice synchrone (Radaorozandry 2007)	60
Figure 3.11 Circuit de réluctances de la génératrice synchrone	65
Figure 3.12 Courbe B(H) typique d'un matériau ferromagnétique	68
Figure 3.13 Schéma d'une machine synchrone triphasée bipolaire à pôles saillants	71
Figure 3.14 Circuit équivalent de la machine synchrone à pôles saillants en régime permanent – à gauche circuit de l'axe d – à droite circuit de l'axe q	72
Figure 3.15 Bilan de puissance de la génératrice synchrone	78
Figure 3.16 Courbe des pertes fers massiques en fonction de l'induction à 60 Hz (Tôle 50A350).....	79
Figure 4.1 Génotype de la machine à concevoir.....	83
Figure 4.2 Schématisation du processus d'hybridation	84
Figure 4.3 Représentation graphique d'un croisement conventionnel	86
Figure 4.4 Représentation graphique d'un croisement mélangé pour (a) $\alpha = 0$ (b) $\alpha > 0$	86
Figure 4.5 Schématisation du processus de mutation.....	87
Figure 4.6 Organigramme classique d'un algorithme génétique.....	88
Figure 4.7 Principe de la méthode de la Roulette de sélection.....	90
Figure 4.8 Allure d'un Front de Pareto pour un problème à deux objets	93
Figure 4.9 Exemple des fronts de Pareto possible pour un problème à 2 objets (Coello et al. 2002).....	94
Figure 4.10 Classification de la population dans l'algorithme NSGA-II.....	95
Figure 4.11 Méthode de tri au sens de Pareto.....	96
Figure 4.12 Distance de Rapprochement (Holm 2003)	97

Figure 5.1	Exemple d'une géométrie réduite (un pôle d'une génératrice synchrone).	100
Figure 5.2	Exemple de maillage triangulaire du modèle d'une génératrice synchrone	104
Figure 5.3	Conditions aux limites d'un exemple de géométrie réduite.....	105
Figure 5.4	Schématisation de la technique d'intégration pour le calcul du couple électromagnétique	107
Figure 5.5	Schématisation des équations du circuit amortisseur dans le modèle de champ	113
Figure 5.6	Schématisation des équations du circuit d'armature durant le mode d'opération en charge équilibrée.....	116
Figure 5.7	Déformation du maillage à l'interface rotor/stator.....	121
Figure 5.8	Méthodes de l'entrefer maillé (a) la surface de glissement (b) la bande mouvement.....	122
Figure 5.9	Liaison des nœuds à l'interface rotor/stator – Pas angulaire = pas de maillage à l'interface.....	123
Figure 5.10	Liaison des nœuds à l'interface rotor/stator – Pas angulaire \neq pas de maillage à l'interface.....	123
Figure 5.11	Macro de gestion du mouvement dynamique à l'interface rotor/stator programmée dans ANSYS.....	124
Figure 5.12	Conditions aux frontières pour la liaison pour la liaison des géométries du rotor et du stator	125
Figure 6.1	Vue de la machine synchrone de faible puissance LAB-VOLT	127
Figure 6.2	(a) Vue de face du rotor de l'alternateur LAB-VOLT, (b) Vue de haut du rotor de l'alternateur LAB-VOLT	129
Figure 6.3	Vue du bobinage du rotor de l'alternateur LAB-VOLT	129

Figure 6.4 (a) Vue de face du stator du LAB-VOLT, (b) Vue de haut du stator, incluant les laminations d'acier, (c) vue oblique du stator, (d) Vue des composantes du stator et de l'armature.....	130
Figure 6.5 Configuration du bobinage pour un pas polaire	132
Figure 6.6 Modèle éléments finis et maillage de la machine LAB-VOLT	133
Figure 6.7 Circuit couplé pour le modèle de la machine LAB-VOLT	134
Figure 6.8 Champ magnétique dans la machine à vide, a) potentiel vecteur magnétique, b) lignes de champ.....	139
Figure 6.9 Courbe de saturation de la machine LAB-VOLT	140
Figure 6.10 Distribution de la densité de flux à l'entrefer de la machine LAB-VOLT	141
Figure 6.11 Champ magnétique de réaction d'induit d'axe-d, a) potentiel vecteur magnétique, b) lignes de champ.....	143
Figure 6.12 Champ magnétique de réaction d'induit d'axe-q, a) potentiel vecteur magnétique, b) lignes de champ.....	143
Figure 6.13 Signaux des tensions de phases induites à vide.....	144
Figure 6.14 Configuration du montage de l'essai en court-circuit triphasé (le court-circuit est enclenché en fermant l'interrupteurs K)	145
Figure 6.15 Courants de phases de l'essai en court-circuit triphasé (LAB-VOLT)	148
Figure 6.16 Essai en court-circuit (a) distribution du flux au premier pic de courant (b) distribution du flux au second pic de courant	149
Figure 7.1 Front de Pareto des solutions pour une population de 80 individus.....	155
Figure 7.2 Modèle éléments finis de la solution retenue (a) maillage (b) circuit externe	158
Figure 7.3 Champ magnétique dans la solution à vide a) potentiel vecteur magnétique, b) lignes de champ.....	159

Figure 7.4	Courbe de saturation à vide de la solution	159
Figure 7.5	Carte des inductions dans les parties ferromagnétiques de la solution (a) rotor (b) stator.....	160
Figure 7.6	Distribution de la densité de flux à l'entrefer de la solution retenue	161
Figure 7.7	Champ magnétique de réaction d'induit d'axe-d a) potentiel vecteur magnétique b) lignes de champ.....	162
Figure 7.8	Champ magnétique de réaction d'induit d'axe-q a) potentiel vecteur magnétique b) lignes de champ.....	162
Figure 7.9	Signal de la tension induite à vide pour la solution retenue.....	163
Figure 7.10	Courants de phases lors de l'essai en court-circuit triphasé de la solution retenue	164
Figure 7.11	Essai en court-circuit (a) distribution du flux au premier pic de courant (b) distribution du flux au second pic de courant	164
Figure 7.12(a)	Détection des pics de courants du court-circuit triphasé (b) Enveloppes du courant le plus symétrique.....	165
Figure 7.13	Validation de l'identification (décroissance du courant de court-circuit)..	165
Figure 7.14	Diagramme de l'algorithme de conception développé.....	167
Figure A.15.	Vue globale de la géométrie de la solution retenue pour l'alternateur du simulateur (dim. en mm)	258
Figure A.16	Zoom dans la zone-A de la figure A.1 (dim. en mm).....	259
Figure A.17	Schéma de bobinage de la machine Lab-Volt de 120 VA	260
Figure A.17	Schéma de bobinage de l'alternateur du simulateur d'Hydro-Québec .	261

LISTE DES TABLEAUX

Tableau 3.1 Variables d'entrée du dimensionnement de la génératrice synchrone à pôles saillants	55
Tableau 3.2 Coefficient γ pour différents types d'entrefer de la machine synchrone à pôles saillants (<i>Pyrhönen et al. 2009</i>).....	57
Tableau 6.1 Dimensions principales du circuit magnétique du LAB-VOLT	131
Tableau 6.2 Paramètres électriques de l'alternateur LAB-VOLT	131
Tableau 6.3 Paramètres de bobinages de la machine LAB-VOLT	132
Tableau 6.4 Distribution du bobinage statorique dans la région EF du modèle; les numéros indiquent les encoches, les lettres représentent les différentes phases et les signes + et – le sens du courant.....	134
Tableau 6.5 Valeurs des coefficients k_{jq} de la machine Lab-volt	138
Tableau 6.6 Harmoniques spatiales de la densité de flux à l'entrefer pour la machine LAB-VOLT	141
Tableau 6.7 Contenu harmonique de la tension induite à vide pour la machine LAB-VOLT.....	144
Tableau 6.8 Conditions initiales de l'essai en court-circuit.....	148
Tableau 6.9 Réactances et constantes de temps de la génératrice LAB-VOLT	149
Tableau 7.1 Paramètres du cahier de charges de l'alternateur du simulateur.....	153
Tableau 7.2 Valeurs limites des variables d'optimisation pour le dimensionnement de l'alternateur HQ	155

Tableau 7.3	Variables d'optimisation pour le dimensionnement de l'alternateur HQ	156
Tableau 7.4	Résultats principaux de l'optimisation pour la solution retenue.....	157
Tableau 7.5	Valeurs des inductions dans les zones ferromagnétiques de la solution..	160
Tableau 7.6	Harmoniques spatiales de la densité de flux à l'entrefer pour la solution	161
Tableau 7.7	Contenu harmonique de la tension induite à vide.....	163
Tableau 7.8	Conditions initiales du court-circuit triphasé.....	164
Tableau 7.10	Réactances et constantes de temps de l'alternateur du simulateur d'HQ	166

LISTES DES SYMBOLES ET ABREVIATIONS

a	Nombre de circuits parallèles de l'induit
A	Charge linéique [A/m]
A_r	Charge linéique au rotor [A/m]
A_s	Charge linéique au stator
B	Densité de flux ou induction magnétique [$V.s / m^2$], [T]
B_n	Composante normale de l'induction [T]
B_t	Composante tangentielle de l'induction [T]
B_δ	Induction à l'entrefer [T]
B_d	Induction dans les dents du stator [T]
B_{bs}	Induction dans les becs du stator [T]
B_{cs}	Induction dans la culasse du stator [T]
B_p	Induction dans les pôles du rotor [T]
B_{br}	Induction dans les becs du rotor [T]
B_{cr}	Induction dans la culasse du rotor [T]
C_{Ch}	Capacitance de la charge [C]
C_B	Coefficient de frottement visqueux
d_{bs}	Distance entre deux becs au stator [m]
D	Déplacement électrique [A. s/m ²], Diamètre d'alésage [m]

$D(x)$	Distance de rapprochement [m]
D_{er}	Diamètre de fond d'encoches [m]
D_{es}	Diamètre de fond d'encoches [m]
D_{ext}	Diamètre extérieur du stator [m]
D_r	Diamètre du rotor à la périphérie de l'entrefer [m]
D_{int}	Diamètre intérieur du rotor [m]
E	Champ électrique [V/m]
E_m	Force électromotrice [V]
E_c	Force électromotrice induite dans le conducteur [V]
E_a	Force électromotrice induite dans la phase-a [V]
e_{br}	Épaisseur des becs du rotor [m]
e_{bs}	Largeur des becs du stator [m]
e_{cs}	Épaisseur de la culasse du stator [m]
EDP	Équations aux Dérivées Partielles
EF	Éléments Finis
f	Fréquence [Hz] ; Fonction objet à optimiser
F_m	Force magnétomotrice $\oint_C \mathbf{H} \cdot d\mathbf{l}$ [A] (FMM)
F_t	Force électromagnétique tangentielle [N]
f.é.m	Force électromotrice
$G(\mu, \sigma)$	Fonction Gaussienne
H	Champ magnétique [A/m]
I	Courant électrique [A]
I_{ac}	Composante symétrique du courant de court-circuit [A]
I_∞	Courant en régime permanent après CC [A]

$I' ; I''$	Composante transitoire et subtransitoire du court de CC [A]
i_a	Courant dans la phase [A]
I_d	Courant d'axe direct [A]
I_q	Courant d'axe de quadrature [A]
I_f	Courant de champ [A]
I_s	Valeur efficace du courant au stator [A]
J	Densité de courant de charges libres [A/m ²]
J_r	Densité de courant au rotor [A/m ²]; Moment d'inertie du rotor [kg.m ²]
J_s	Densité de courant au stator [A/m ²]
k_{bs}	Facteur de fermeture des encoches par les becs
k_C	Coefficient de Carter
k_d	Coefficient de distribution
k_{es}	Facteur d'ouverture d'encoches
k_{pr}	Facteur d'ouverture de pôle par pas polaire
k_r	Coefficient de raccourcissement
k_s	Coefficient de foisonnement au stator
k_w	Coefficient de bobinage
l	Vecteur tangent au contour d'intégration ; longueur [m]
l_{fe}	Longueur effective du noyau de la machine [m]
l_{ew}	Longueur d'une tête de bobine [m]
l_{pas}	Largeur d'un pas d'encoche mesuré à la mi-hauteur d'une dent [m]
L	Inductance propre [H]
L_{ew}	Inductance de fin de bobines [H]

L_{Ch}	Inductance de la charge [H]
L_m	Inductance principale de réaction d'induit [H]
$L_d; L_q$	Inductance d'axe d et q [H]
m	Nombre de phases de la machine
MEF	Méthodes des Éléments Finis
n	Vecteur unitaire normal; Nombre d'individus dans une population
n_s	Nombre de secteurs de symétrie dans la machine
N	Vitesse de rotation du rotor [RPM]
N_{bar}	Nombre de barres du circuit amortisseur
OMO	Optimisation multi-objets
p	Nombre de paires de pôles du rotor
P	Chromosome des parents
P_{fer}	Pertes fer de la machine [W]
P_{jr}	Pertes joule au rotor [W]
P_{js}	Pertes joule au stator [W]
P_a	Puissance mécanique fournie à la machine [W]
PVM	Potentiel Vecteur Magnétique
q_s	Nombre d'encoches par pôle par phase
Q	Nombre d'encoches au stator de la machine
r	Rayon [m]
R_{bob}	Résistance d'une bobine [Ω]
R_{Ch}	Résistance de la charge [Ω]
R_e	Résistance de fin de bobines [Ω]
R_f	Résistance du circuit de champ [Ω]

R_φ	Résistance d'une phase du stator [Ω]
S	Surface [m^2]; Puissance apparente [VA]; Surface s'appuyant sur un contour C quelconque
S_{cu}	Section d'un conducteur [m^2]
S_{enc}	Section d'une encoche au stator [m^2]
t	Temps [s]
T	Nombre de tours dans un enroulement
T_d^I, T_d^{II}	Constante de temps transitoire et subtransitoire d'axe-d [s]
T_a	Couple moteur de la génératrice [N.m]
T_{bob}	Nombre de tours d'une bobine
T_f	Nombre total de tour des bobines de champ
T_e	Couple électromagnétique [N.m]
T_{ph}	Nombre de tours de bobine par phase
u_i	Solution du potentiel vecteur potentiel $i^{\text{ème}}$ nœud
u_{f0}	Tension de champ lors du fonctionnement nominal à vide [V]
U	Tension de ligne au stator [V]
U_m	Chute de potentiel magnétique [A]
U_s^{ph}	Tension de phase au stator [V]
v_j	Fonction de base
V	Potentiel scalaire électrique [V]
V_a^{EF}	Chute de tension de la phase A dans le domaine élément finis [V]
V_d, V_q	Tension d'axe d et q [V]
V_0	Tension initiale avant défaut [V]

V_c	Tension appliquée à un conducteur [V]
V_e	Chute de potentiel électrique totale d'un enroulement de bobines connectées en série [V]
V_f	Chute de potentiel électrique le long de l'enroulement inducteur
\mathbf{x}	Vecteur des variables d'optimisation
$X_d; X_q$	Réactances d'axe d et q [Ω]
$X'_d; X'_q$	Réactance transitoire d'axe d et q [Ω]
$X''_d; X''_q$	Réactance subtransitoire d'axe d et q [Ω]
$X_{\sigma a}$	Réactance de fuite
\mathbf{X}	Espace de décision
y	Pas de bobinage réel en nombre d'encoches ; vecteur des fonctions objets
y_Q	Pas complet de bobinage en nombre d'encoches
\mathbf{Y}	Espace des solutions
z_Q	Nombre de conducteurs par encoches au stator
α	Coefficient d'exploration
α_i	Facteur pour évaluer la valeur moyenne de la densité de flux = $2/\pi$
α_{MS}	Coefficient de largeur relative des becs des pôles [m]
α_r	Coefficient de remplissage au rotor
α_s	Facteur de remplissage d'encoches au stator
α_u	Angle électrique par encoches [$^\circ$] ou [rad]
β	Facteur d'ouverture des pôles ; Coefficient
β_0	Coefficient thermique de résistivité du cuivre = $3.93 \times 10^{-3} \text{ } ^\circ\text{C}^{-1}$
Γ	Interface ; Contour d'intégration
γ	Coefficient
δ	Épaisseur de l'entrefer [m]

δ_{eq}	Entrefer équivalent [m]
ε_0	Permittivité du vide $(36\pi \times 10^9)^{-1}$ [F/m]
ε_r	Permittivité relative du milieu
ξ	Fonctionnelle
η	Rendement de la machine [%]
θ	Angle entre l'axe direct et l'axe d'une phase [°], [rad] ; Angle (°)
θ_p	Largeur des pôles du rotor [°]
θ_{pas}	Pas d'encoche [°]
θ_{dent}	Largeur angulaire d'une dent [°]
θ_{enco}	Largeur angulaire d'encoche [°]
Θ	Ampères-tours [A]
κ	Rapport de saillance
$\kappa_d; \kappa_q$	Facteur de forme de saillance selon l'axe d et q
Λ_m	Perméance d'un circuit magnétique [Vs/A], [H]
μ	Espérance réelle
μ_0	Perméabilité du vide $4\pi \times 10^{-7}$ [Vs/Am, H/m]
μ_r	Perméabilité relative du milieu
ν	Ordre d'un harmonique spatial
ρ	Densité nette de charges libres existant dans un volume V [A. s/m ³]
ρ_0	Résistivité du cuivre à 20°C = 16×10^{-9} Ωm
ρ_{cu}	Résistivité du cuivre [$\Omega.m$]
σ	Conductivité du milieu [S/m] ; variance moyenne
τ_p	Pas polaire [m]
τ_ν	Distribution des zones de phases

φ	Angle de déphasage tension-courant [rad]
Φ	Flux magnétique [Wb]
Φ_δ	Flux magnétique à l'entrefer [Wb]
Ψ	Flux propre [V.s]
Ψ_m	Flux propre de réaction d'induit [V.s]
$\Psi_d; \Psi_q$	Flux propre d'axe d et q [V.s]
Ψ_δ	Flux propre à l'entrefer [V.s]
ψ_e	Flux électrique [C]
χ	ratio de la longueur effective de la machine au diamètre à l'entrefer
ω	Fréquence angulaire [rad/s]
ω_m	Vitesse de rotation du rotor [rad/s]
Ω	Domaine de maillage
\mathcal{R}_m	Réductance d'un circuit magnétique [A/V.s], [H^{-1}]
\mathcal{R}_{ds}	Réductance des dents du stator [A/V.s], [H^{-1}]
\mathcal{R}_{cs}	Réductance de la culasse du stator [A/V.s], [H^{-1}]
\mathcal{R}_δ	Réductance de l'entrefer [A/V.s], [H^{-1}]
\mathcal{R}_p	Réductance d'un pôle [A/V.s], [H^{-1}]
\mathcal{R}_{cr}	Réductance de la culasse du rotor [A/V.s], [H^{-1}]
\mathcal{R}_f	Réductance de fuite au rotor [A/V.s], [H^{-1}]
Ξ	Chromosome d'une enfant
Π	Masque de croisement arithmétique
Π	Probabilité de sélection

INTRODUCTION GÉNÉRALE

La formation du personnel technique est l'une des préoccupations majeures des compagnies de production, de transport et de distribution de l'énergie électrique telle qu'Hydro-Québec. Généralement, la formation se situe sur deux plans : théorique et pratique. La formation pratique est la plus coûteuse car elle s'effectue sur le site d'une centrale hydroélectrique. Les alternateurs de grande puissance de la centrale doivent être débranchés du réseau pour effectuer la formation; ce qui engendre des coûts importants et des risques de dysfonctionnement des équipements. Aussi, afin de contourner ces contraintes, ces compagnies font de plus en plus appel à un simulateur de groupe turbine-alternateur qui est une réplique miniaturisée d'une centrale hydroélectrique. L'alternateur de faible puissance est l'une des principales composantes de ce type de simulateur.

De nos jours, le processus de conception des alternateurs de grande puissance a atteint un haut niveau de maturité. L'introduction de méthodes analytiques couplées à des méthodes numériques a permis d'optimiser leur conception de façon remarquable en facilitant la modification et la vérification des concepts avant leur fabrication (*Bernot 2002*). Toutefois, en ce qui concerne les turbo-alternateurs de faible puissance ($<10\text{kW}$), comme c'est le cas de l'alternateur du simulateur, il n'existe pas d'algorithme de conception bien défini. Dans l'une des contributions dans ce domaine, *Petrichenko (2007)* a élaboré un modèle rapide (ainsi qu'un logiciel) pour les turbo-alternateurs de faible puissance, permettant de calculer leur caractéristiques et qui peut être jumelé à des logiciels d'optimisation tel que Matlab®. La technique utilisée est basée essentiellement sur la construction et l'optimisation du diagramme de perméance de la machine. La précision de la méthode s'est avérée suffisante pour la conception et la caractérisation

d'un turbo-alternateur bipolaire de 3kW. Toutefois, la méthode utilisée ne permet pas d'identifier le comportement de la machine durant le régime transitoire avec prise en compte du mouvement et des courants de Foucault. La prédiction des phénomènes transitoires est nécessaire pour dimensionner convenablement le circuit amortisseur.

Dans le cadre de ce projet de maîtrise en ingénierie, nous allons élaborer un algorithme de conception pour les alternateurs de faible puissance basé principalement sur la modélisation par éléments finis et l'optimisation multi-objets. La finalité étant d'appliquer cet algorithme à la conception de l'alternateur du simulateur d'Hydro-Québec. Néanmoins, avant de passer à la phase de conception, nous devons d'abord confirmer la précision de la méthode des éléments finis lorsque celle-ci est utilisée pour l'identification des paramètres et la simulation des conditions d'opération d'un alternateur de faible puissance. Pour ce faire, divers types d'analyses par éléments finis seront effectuées sur une génératrice synchrone de la marque Lab-Volt. Il faudra identifier numériquement les paramètres de cette machine, valider avec un modèle circuit équivalent et comparer les résultats avec les données des essais en laboratoire. L'objectif à moyen terme est de disposer d'un outil performant et de l'expertise nécessaire pour la suite du projet de conception.

Dans le chapitre 1, Un bref historique de l'état de l'art de la CAO des machines électriques sera présenté afin de pouvoir cerner la problématique de conception des machines électriques.

Au chapitre 2, les notions théoriques fondamentales seront présentées et discutées avant d'aborder plus en détails la méthodologie de conception optimale développée dans ce travail.

Dans le chapitre 3, nous présenterons une technique de dimensionnement qui est une synthèse du travail de *Radaorozandry (2007)* et de l'ouvrage de conception des machines électrique rotatives de *Pyrhonen et al. (2009)*. Les paramètres du circuit équivalent de la machine seront déduits et le rendement évalué en dernière instance.

Au chapitre 4, nous introduirons la technique d'optimisation multi-objet par algorithme génétique qui fait appel à l'algorithme NSGA-II et au modèle analytique développé au chapitre 3, pour optimiser le concept de la machine selon les critères de rendement et de masse.

Pour le chapitre 5, nous ferons une description détaillée de la méthode des éléments finis appliquée à l'analyse, aussi bien régime statique qu'en régime dynamique, de la génératrice synchrone à rotor bobiné et à pôles saillants.

Dans le chapitre 6, l'outil d'analyse par éléments finis développé au chapitre 5 et programmé dans le logiciel ANSYS sera appliqué à l'étude d'une génératrice synchrone de faible puissance de la marque Lab-Volt.

Enfin, au chapitre 7, l'alternateur du simulateur de groupe turbine/alternateur sera conçu en utilisant le protocole de conception développé aux chapitres 3 et 4. Une solution sera sélectionnée parmi l'ensemble des solutions optimales puis analysée par la méthode des éléments finis aussi bien régime permanent que transitoire.

CHAPITRE I

REVUE DE LITTÉRATURE

1.1 Introduction

Les concepteurs des machines électriques modernes doivent satisfaire les clients en étant compétitifs non seulement en termes de coûts de fabrication et d'opération, mais aussi en termes d'efficacité énergétique, de fiabilité, de poids minimal, de précision, etc. De plus, de nouveaux concepts et de nouveaux matériaux sont développés et implantés. La nécessité d'analyser tous nouveaux concepts dans le détail s'avère dorénavant d'une importance capitale.

De nombreux auteurs (*Tsukerman et al. 1993, Karmaker 2000, Hamayer et al. 2002, Sykulski 2009, Schmidt 2010, etc...*) ont publié des travaux récapitulatifs des avancements et développements majeurs en matière de conception assistée par ordinateur des machines électriques. Un bref historique de l'état de l'art de la CAO des machines électriques est présenté ci-après.

1.2 État de l'art

Les derniers développements en matière de calcul électromagnétiques, supportés et encouragés par l'expansion frénétique de la puissance des ordinateurs, font de la méthode des éléments finis et des techniques associées la meilleure alternative pour établir des méthodes approximatives et empiriques de conception, incluant la plus populaire : l'approche par « essai-erreur ». L'analyse numérique du champ a connu des avancées remarquables durant les deux dernières décennies (*Sykulski 2009*). Des codes

de calcul par ordinateur à des fins de conception de plus en plus fiables ont donc vu le jour. Il existe de nombreuses conférences et symposiums dédiés aux méthodes et techniques de simulation du champ magnétique, électrique et électromagnétique – les plus connus étant le COMPUMAG organisé par l'ICS (*International Compumag Society*) et le CEFC (*Conference on Electromagnetic Field Computation*) sponsorisé par l'*IEEE Magnetics Society* – qui rapportent les progrès effectués en matière de méthodologies théoriques et numériques appliquées à des problèmes d'ingénierie concrets, aussi bien en basses qu'en hautes fréquences. On trouve également des conférences orientées vers les applications techniques telles que l'ICEM (*International Conference on Electrical Machines*) qui englobe un nombre non négligeable de travaux dédiés aux techniques de calcul du champ et une section spécialisée en modélisation par éléments finis.

L'effort de recherche dans le domaine des calculs électromagnétiques est assuré et coordonné par l'ICS, un organisme indépendant qui rassemble plus de 400 membres venant de tout horizon et dont la mission est de veiller à l'avancement et à la démocratisation du savoir relatif aux codes informatiques (logiciels) appliqués aux problèmes de champ impliquant plusieurs composantes magnétiques, électriques et électromagnétiques. Plusieurs forums et journaux permettent aux concepteurs de rester informés sur l'actualité et ce en mettant bien souvent l'accent sur des applications poussées et une vision orientée vers la conception.

Enfin, de nombreux ouvrages traitant de « l'art » du calcul électromagnétique ont été publiés. On peut citer notamment des manuels traitant des fondamentaux (*Hammond and et al. 1994*), des ouvrages plus pointus (*Stoll 1974*, *Binns et al. 1992*, *Sykulski 1994*) et ceux dédiés au génie électrique en général (*Reece et al. 2000*) ou à la conception des machines électriques (*Hameyer et al. 1999*, *Pyrhonen et al. 2009*). De plus, des logiciels performants de conception électromagnétique sont disponibles sur le marché pour aider les ingénieurs et les concepteurs dans le processus de conception,

même si bien souvent un certain degré d'expertise est de mise pour pouvoir utiliser convenablement ces outils informatiques.

1.3 Perspectives industrielles

La procédure consistant à approximer le champ magnétique par le biais d'algorithmes numériques (communément appelé « Computational ElectroMagnetic » ou CEM) est devenue un sujet mature – même si cela reste une discipline de recherche à part entière – pratiqué par une grande communauté de chercheurs dans un cadre aussi bien scientifique qu'industriel. La conception assistée par ordinateur (CAO) intervient à tous les niveaux du processus de conception d'un dispositif électrique. En effet, l'utilisation exclusive de méthodes analytiques et empiriques, suivies d'un prototypage dispendieux et inflexible, n'est plus rentable à l'heure actuelle. Cependant, il est aussi vrai que de nombreux industriels – parmi ceux qui bénéficieraient grandement de l'introduction de la CAO pour diminuer le coût et le temps de conception – perçoivent la technique du CEM comme une sorte de « magie noire ». Par ailleurs, sachant que les subventions débloquées pour la recherche dans ce domaine restent assez faibles, il s'avère de plus en plus judicieux de s'orienter vers une perspective industrielle.

1.4 Logiciels de simulation par éléments finis

De plus en plus de concepteurs de machines électriques utilisent des logiciels commerciaux au lieu de développer des codes de calculs personnalisés. Cela est compréhensible au regard des nombreuses contraintes imposées par les clients et le besoin de compétitivité. Généralement, un logiciel commercial d'analyse par éléments finis du champ magnétique doit inclure la plupart des composantes suivantes :

- Pré- et Post-traitement : Interactivité via une interface utilisateur dédiée, interface visuelle flexible, large spectre de résultats accessibles, maillage automatique et adaptatif;

- Statique : Analyses magnéto- et électrostatiques non-linéaires (incluant parfois l'anisotropie et l'hystérésis), modélisation d'aimants permanents, prise en compte des composantes laminées;
- Quasi-statique (harmonique) : Analyse en régime sinusoïdal (courants AC) des courants induits, introduction d'une perméabilité complexe, approximation d'une solution non-linéaire (champ harmonique fondamental), couplages avec des circuits externes;
- Courants induits transitoires : Analyse temporelle transitoire, matériaux non-linéaires, couplages avec des circuits externes;
- Courants induits par mouvement : Analyse pas-à-pas temporelle transitoire (avec non-linéarité), topologie constante ou variable, couplage avec des circuits externes;
- Contrainte et chaleur : Analyse structurale et thermique via l'application de forces ou de charges thermiques ohmiques, couplage avec l'analyse électromagnétique;
- Formulation 2D, 2D-axisymétrique, 3D.

La liste suivante présente les logiciels les plus utilisés dans les bureaux de conception :

- OPERA, Vector fields Ltd¹;
- MagNet, Infolytica²;
- Maxwell, Ansoft³;
- ANSYS⁴;
- FLUX, CEDRAT Software⁵;
- Integrated Engineering Software⁶.

¹ OPERA, Vector fields Ltd, <http://www.vectorfields.co.uk/>

² MagNet, Infolytica, <http://www.infolytica.com/>

³ Maxwell, Ansoft, <http://www.ansoft.com/>

⁴ ANSYS Multiphysics, <http://www.ansys.com/Products/default.asp>

⁵ FLUX, CEDRAT Software, <http://www.cedrat.com/>.

⁶ Integrated Engineering Software, <http://www.integratedsoft.com/>.

On trouve également des logiciels « fait-maison » développés par des bureaux de recherche ou des universités dont quelques-uns ont été commercialisés. Enfin, il existe des logiciels développés exclusivement pour certaines applications, tel que SPEED⁷ dédié exclusivement à la conception des machines électriques et qui peut être combiné aux logiciels d'analyse FEM cités plus haut.

1.5 Historique du calcul électromagnétique

Un excellent suivi des développements majeurs en matière de CEM est rapporté par *Trowbridge et al. (2006)*. Seuls les accomplissements les plus marquants dans l'art du calcul numérique du champ seront discutés. À cet égard, il faut remonter aux années 40 pour retrouver les règles de base élaborées à cette époque par *Southwell (1946)* en utilisant la méthode des différences finies (DF). La naissance de la méthode des éléments finis (EF) est le fruit de l'expansion de l'industrie aéronautique qui l'utilise pour la simulation des structures mécaniques complexes et sa croissance a été fortement appuyée par les besoins des industries gravitant autour du génie aéronautique. De nombreux mathématiciens se sont donc intéressés au sujet. Le point d'orgue s'est produit lorsque *Winslow (1966)* élaborait un schéma de discrétisation basé sur un maillage irrégulier triangulaire. Il conçut à cette fin un schéma généralisé en différences finies et introduisit également un principe variationnel, obtenant les mêmes résultats avec les deux méthodes. Cette approche est connue comme étant le premier exemple de l'application de la méthode FE à un problème électromagnétique. Cette formulation a été améliorée par *Silvester (1969)* par le biais d'un maillage non-structuré ainsi que des éléments d'ordre élevé. La méthode fut appliquée pour la première fois à une machine électrique rotative par *Chari et al. (1971)*.

La communauté CEM fut créée en 1970 lorsque des chercheurs, des laboratoires de recherche et des industriels ont éprouvé le besoin d'échanger idées et informations. L'aboutissement fut l'organisation en 1976 à Oxford de la première conférence

⁷ SPEED, <http://www.speedlab.co.uk/software.html>

COMPUMAG. De nombreux développements y ont été présentés, induisant un progrès significatif de la théorie, des formulations, des techniques de calcul numériques et des algorithmes. À titre d'exemple, la méthode du *Gradient Conjugué de Cholesky Incomplète* (ICCC) a été introduite pour résoudre de larges systèmes d'équations typiques des problèmes FEM (*Meijerink et al. 1977, Simkin et al. 1978*); cette algorithme reste l'un des piliers de nombreux codes FEM actuels. On peut également citer une avancée importante concernant le maillage de *Delaunay* dont l'idée originale remonte à 1934 et qui a été implanté plus récemment dans des algorithmes performants aussi bien en 2D (*Cendes et al. 1983*) qu'en 3D (en utilisant des tétraèdres) (*Janucke et al. 1992*) incluant l'analyse de l'erreur.

En outre, afin de modéliser l'infini, l'utilisation de la transformation de Kelvin a été suggérée afin de ramener l'espace externe d'une sphère en 3D (ou cercle en 2D) entourant le modèle à un problème interne (*Freeman et al. 1988, Imhoff et al. 1990*). Par ailleurs, un développement majeur fut l'introduction des éléments de bord (*Edge Elements*) et des formes différentielles. Plus connus sous le nom de «*formes de Whitney*», les éléments de bord ont été présentés pour la première fois à la communauté CEM par *Bossavit* (*Bossavit et al. 1982, Bossavit 1988*), suivi de *Biro et al. (1996)* ainsi que *Tsibouikis et al. (1996)*. Il est également convenu qu'en comparaison à la description vectorielle du champ, les formes différentielles rendent l'électromagnétisme plus clair et plus intuitif (*Baldomir 1986, Ren 2000*).

La modélisation des propriétés des matériaux, en particulier l'hystérésis et l'anisotropie, est également un point crucial qui intéresse de nombreux concepteurs de dispositifs électriques modernes. Différentes formulations ont été développées dont les plus utilisées sont les modèles scalaires et vectoriels de *Preisach*; le travail fondamental a été entrepris par *Mayergoyz (1986)*, tandis qu'une revue complète des techniques de modélisation est présentée dans le travail de *Dupre et al. (2003)*.

En plus de la modélisation des matériaux, une autre problématique très souvent étudiée concerne l'application des éléments finis aux systèmes dynamiques où le maillage doit nécessairement être mobile. De nombreuses solutions élégantes à ce problème ont été développées tel que :

- Les éléments spéciaux d'entrefer qui permettent de coupler des solutions analytiques à l'entrefer avec des formulations standards par EF (*Razek et al. 1982*).
- L'utilisation des multiplicateurs de Lagrange pour coupler des maillages indépendants dont le mouvement rotationnel est libre (*Rodger et al. 1990*).
- Les maillages chevauchés (*Tsukerman 1992*).
- Les techniques d'interface (ou bande) mobile (*Demenko 1996*).

Enfin, malgré le fait que la méthode des éléments finis s'avère la plus appropriée à la modélisation, à des fins pratiques, des dispositifs et systèmes électriques, d'autres méthodes existent et fonctionnent avec succès. On peut citer notamment la méthode de la matrice des lignes de transmission (MLT) (*Christopoulos et al. 1995, Sewell et al. 2004*) ainsi que la majeure partie des méthodes basées sur l'intégration finie (*Weiland 1996*). On ne peut conclure sans parler de la méthode des éléments finis de frontières (BEM) (*Brebbia et al. 2006*) qui est une alternative très appréciée pour la simplicité d'utilisation de ses codes. Toutefois, des problèmes apparaissent avec l'introduction de la non-linéarité et des effets de peau dans le modèle; une formulation hybride FE-BEM a donc été développée (*Takahashi et al. 2006*).

1.6 Analyse par éléments finis de la génératrice synchrone

1.6.1 Techniques d'analyse

Grâce aux nouvelles techniques de calcul du champ, des algorithmes de plus en plus performants ont vu le jour. Ces algorithmes ont été implantés dans des logiciels de calcul FEM offrant aux concepteurs des outils pratiques d'analyse, de conception et d'optimisation des machines électriques. En effet, l'évaluation du comportement d'une machine électrique a toujours été un défi de taille étant donné que les différents

paramètres mis en jeu dépendent simultanément des caractéristiques de la machine et des circuits électriques. Différentes approches peuvent être suivies dépendamment du régime considéré. Généralement, le concepteur doit essayer plusieurs approches afin de valider les résultats obtenus. Les standards les plus notables (*Standard IEEE 2009*, *Standard IEC 1985*) regroupent des tests de performances tel que l'essai à vide, l'essai à rotor bloqué (*Standard IEEE 1983*) et l'essai en court-circuit afin d'identifier les paramètres d'une machine synchrone. Ces essais, réalisés traditionnellement dans des conditions réelles, sont coûteux et peuvent causer des dommages sur les équipements. C'est pour cela que les concepteurs des machines électriques optent dorénavant pour la réalisation de ces essais par la méthode des éléments finis. La figure 1.1 montre l'approche générale d'une plateforme d'essais par éléments finis permettant l'identification des paramètres du circuit équivalent et des caractéristiques d'une machine synchrone.

Afin de vérifier les résultats obtenus via la plate-forme d'essais, on va généralement comparer les données numériques aux données expérimentales. Pour réaliser les différents essais cités plutôt, il existe plusieurs types de formulations

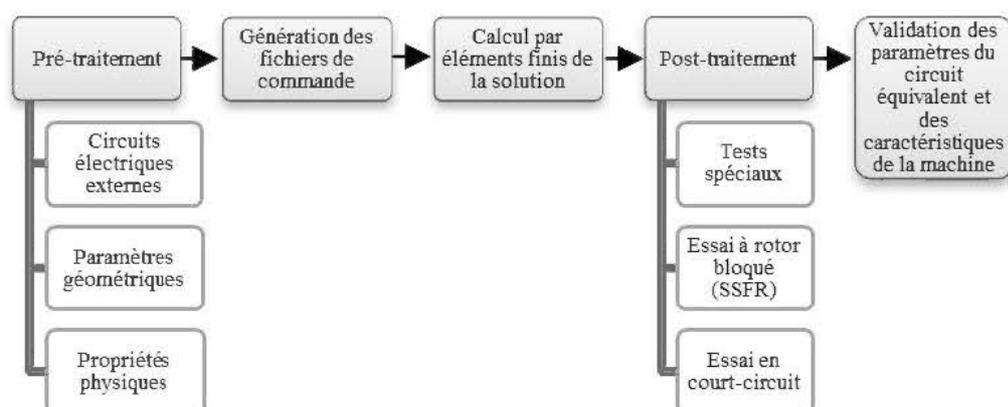


Figure 1.1 Schéma simplifié d'une plateforme d'essai par éléments finis

mathématiques dont les trois principales sont : l'analyse magnétostatique, l'analyse harmonique et l'analyse temporelle pas-à-pas.

1.6.2 Formulations mathématiques

La formulation mathématique d'un problème magnétique borné et fermé est basée sur les équations de Maxwell qui définissent complètement le champ électromagnétique. La formulation adéquate dépend de la fréquence considérée. Nous n'allons présenter ici qu'un bref survol des trois principales formulations utilisés pour l'analyse des machines synchrones.

1.6.2.1 Problèmes magnétostatiques

Dans les problèmes magnétostatiques, le champ magnétique est considéré à fréquence nulle, il ne dépend donc pas du temps. En 2D, on suppose que la machine étudiée est infiniment longue; ses propriétés géométriques ne varient pas selon la direction axiale.

Ce type de formulation a été utilisé pour la première fois par *Chari et al. (1971)* afin d'extraire les principales données en régime permanent d'un turbo-alternateur. La simulation magnétostatique permet, entre autres, d'évaluer la courbe de saturation à vide, la distribution de la densité de flux à l'entrefer ainsi que les réactances du régime permanent (*Kolondzovski et al. 2005, Petkovska et al. 2008*). Le calcul magnétostatique peut être réalisé de manière intuitive sur un logiciel tel qu'ANSYS.

1.6.2.2 Problèmes harmoniques

Si le champ magnétique varie dans le temps, des courants sont induits dans les parties conductrices du modèle.

La simulation harmonique de la machine synchrone permet de réaliser numériquement l'essai SSFR. Par une approche similaire à celle de la magnétostatique,

on peut également, en choisissant la fréquence appropriée, calculer les réactances transitoires et subtransitoires (*Ban et al. 1998, Kolondzovski 2005*).

1.6.2.3 Problèmes transitoires pas-à-pas

Quand l'objectif est de déterminer la variation réelle des grandeurs électromagnétiques, en incluant toutes les harmoniques, le problème FEM doit être résolu en utilisant la formulation pas-à-pas temporelle. Pour ce faire, le rotor est déplacé à chaque pas temporel d'un angle correspondant à sa vitesse de rotation. Dans ce cas-ci, les équations du champ pour les circuits du rotor et du stator sont dérivées dans leurs systèmes de coordonnées respectifs; les solutions du champ sont alors couplées à l'entrefer en utilisant des techniques spéciales. Le logiciel ANSYS permet la gestion des techniques liées à ce type de problème.

Il est également possible de prendre en compte un effet purement 3-D qu'est l'inductance de fuite des têtes de bobines. Les courants dans cette zone induisent un flux propre supplémentaire qui n'est pas pris en considération dans la solution 2-D. Pour avoir des résultats plus précis, il est judicieux d'inclure ces flux dans les équations de tension. Pour accomplir cette tâche, on représente les têtes de bobines par leur impédance équivalente dans le circuit externe; une résistance en série avec une inductance dont les valeurs sont calculées au préalable soit par des méthodes analytiques ou numériques (*Shima et al. 1999, Shima et al. 2002, Shima 2003, Ban et al. 2005, Lin et al. 2009*).

De nombreux travaux traitent de l'application de la méthode des éléments finis pour la réalisation des essais standards de la machine synchrone. L'essai en court-circuit triphasé a été appliqué avec succès par *Webber (1997)* et par *Wamkeue et al. (2003)*, pour l'extraction des paramètres de l'axe d de la génératrice synchrone. *Petkovska et al. (2008)* ont réalisés l'essai en court-circuit sur une génératrice synchrone de 3kVA. Plus récemment, *Lidenholm et al. (2010)* ont estimé la totalité des paramètres des axes d et q d'une génératrice synchrone – y compris les constantes de temps – en effectuant une

large palette de tests standards, tels que le court-circuit triphasé, l'essai de décroissement du champ⁸, l'essai de glissement et l'essai de tension appliquée⁹.

1.7 Conception assistée par ordinateur (CAO)

La conception assistée par ordinateur couplée au CEM est une science et un métier arrivés à maturité. Néanmoins, les concepteurs éprouvent encore certaines difficultés, en particulier lorsqu'ils utilisent cette approche pour la première fois. En effet, les obstacles récurrents sont dus à deux raisons principales : (i) une mauvaise connaissance des concepts théoriques régissant l'électromagnétisme, (ii) un manque d'expertise en matière de modélisation numérique. Les utilisateurs de la CAO ont souvent tendance à surestimer la validité des résultats obtenus sans pour autant vérifier la consistance des hypothèses de modélisation et de calcul. Un œil d'ingénieur aiguisé est donc nécessaire. La solution obtenue sera nécessairement aussi précise et valide que le modèle utilisé. Le concepteur d'un dispositif électromagnétique doit se poser certaines questions (*Reece et al. 2000*) dont une liste non-exhaustive est présentée ci-dessous :

- Est-ce qu'un modèle 2-D est convenable ?
- Faut-il prendre en compte les effets 3-D ?
- Si un modèle 3-D est obligatoire, peut-on faire des simplifications ?
- Quel est le type de potentiel approprié ?
- Jusqu'à quel point doit-on modéliser l'environnement de la machine ?
- Est-ce qu'il y a des conditions de symétrie et/ou de périodicité ?
- Quels autres types de conditions aux frontières peut-on considérer ?
- Doit-on permettre l'induction de courants ?
- Si oui, quelle est la fréquence maximale à considérer ?
- Les matériaux sont-ils non-linéaires, anisotropiques, hystérétiques ?

⁸ *Field decrement test*

⁹ *Applied voltage test*

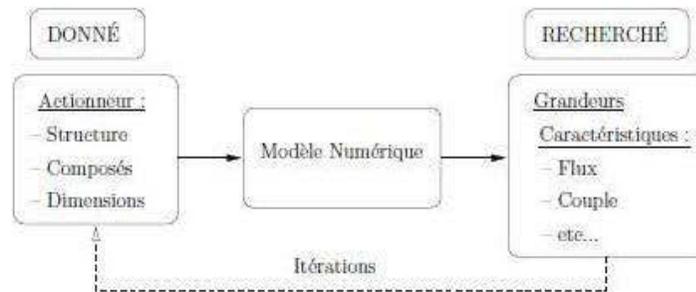
- Est-ce que toutes les propriétés des matériaux sont disponibles et quel est leur degré de validité ?
- Quelles sont les zones du modèle qui nécessitent un maillage raffiné ?
- Est-ce que des variantes du concept original doivent être analysées ?
- Faut-il inclure un circuit externe ?
- Quels résultats doit-on récupérer à partir de la solution ?

Cette liste peut être prolongée presque indéfiniment. Il revient donc au concepteur de bien cerner son problème en étant plus qu'un « opérateur » du logiciel, mais une personne connaissant les tenants et aboutissants du logiciel utilisé. Les programmes de CAO développés de nos jours concourent à offrir aux concepteurs le maximum d'automatisation du processus de conception, permettant de diminuer l'effort consenti à comprendre le fonctionnement souvent complexe du logiciel.

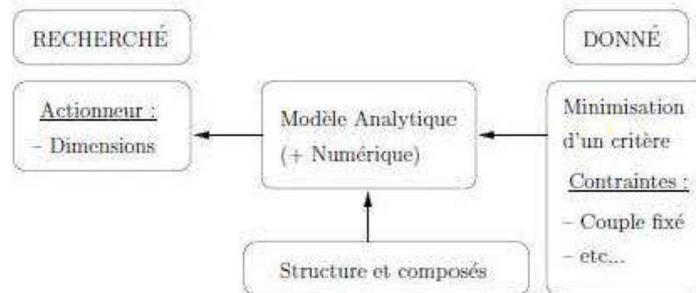
Par ailleurs, un concept de base nécessite parfois une optimisation; ce qui revient à effectuer plusieurs simulations par FEM ou par d'autres méthodes numériques.

1.8 Conception optimale des machines électriques

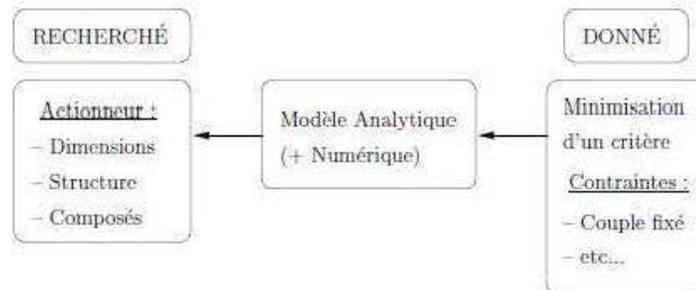
La conception optimale des machines électriques est le plus souvent formulée sous l'appellation de *problème de conception inverse* (Neittaanmki et al. 1996, Fitan et al. 2003, Fitan et al. 2004) (figure 1.2). Pour définir cette expression, une définition préalable du *problème de conception direct* (figure 1.2) est nécessaire. Un problème de conception direct consiste à évaluer les caractéristiques d'une machine (par exemple le couple, les densités de flux, le rendement, etc...) par la connaissance de sa structure, de ses dimensions et de sa composition. Ainsi, le problème inverse peut être formulé comme suit : connaissant les caractéristiques de la machine (établies dans un cahier des charges), le concepteur doit trouver la structure, les dimensions et la composition d'une machine qui remplit les critères du cahier de charges. Toutefois, non seulement l'unicité de la solution ne peut être garantie mais en plus le problème posé de la sorte peut générer une infinité de solution (Fitan et al. 2004).



1.1.1: Itérations du problème direct



1.1.2: Problème de dimensionnement optimal : problème inverse de dimensionnement



1.1.3: Problème de conception optimale ou problème inverse de conception

Figure 1.2 Différentes formulations des problèmes de conception

(Fontchastagner 2007)

1.8.3 Problèmes de conception directs

La méthode la plus simple pour entreprendre l'optimisation d'un concept de base est d'effectuer des simulations EF à chaque fois que la valeur d'une fonction objective est nécessaire. Cette approche directe est très coûteuse en temps de simulation puisqu'il

faut effectuer des simulations pour chaque paramètre de conception choisie. Le nombre de simulations totales va donc croître avec le nombre de paramètres considérés. De plus, des simulations supplémentaires sont à considérer pour évaluer le gradient des fonctions objectives. Dans une optique d'efficacité et de rendement, cette approche s'avère impraticable. Par ailleurs, d'un point de vue purement théorique, cette approche se heurte à l'une des caractéristiques intrinsèques des simulations EF : l'erreur de discrétisation. En effet, à l'approche d'un optimum – local ou global – l'algorithme d'optimisation ne peut détecter si les faibles variations des fonctions objets sont dues à une réelle amélioration des fonctions à optimiser ou au remaillage de la géométrie de la machine. Ainsi, la convergence de l'algorithme d'optimisation est fortement compromise.

Les concepteurs qui optent pour cette approche directe doivent disposer d'outils numériques pour les aider dans leur démarche de conception et ce afin de limiter au maximum les phases de prototypages onéreuses. La solution finale est retenue après une procédure d'optimisation « manuelle » dite par essai-erreur. Malheureusement, dans le monde globalisé d'aujourd'hui, la maxime : *le temps c'est de l'argent*, n'a jamais été aussi vrai. L'approche directe, coûteuse en termes de temps et d'argent, attire de moins en moins les concepteurs de machines électriques. Le seul cas de figure où l'approche directe peut être utilisée avec efficacité est la modification d'un concept existant.

Pour contourner ces difficultés, des efforts ont été portés sur le développement de techniques d'optimisation pour le calcul intensif des problèmes électromagnétiques (Farina et al. 2001, Sobester et al. 2005). La formulation du problème inverse de conception est l'alternative préconisée à la formulation directe.

1.8.4 Problèmes de conception inverses

Il existe de nombreuses méthodes de résolution de problèmes de conception inverse. Les plus communes sont les méthodes déterministes locales (Fontchastagner 2007). Celles-ci sont basées sur des recherches dites locales afin de trouver une solution

qui possède des propriétés locales. L'intérêt de ces méthodes réside dans le fait qu'elles permettent de trouver une solution locale d'un problème avec une convergence quadratique. Néanmoins, ces méthodes ne traitent que des problèmes continus. De plus, la solution trouvée est uniquement locale, sauf si la fonction objective présente des propriétés de convexité et de linéarité particulières que l'on ne retrouve généralement pas dans les problèmes de conception de machines électriques.

L'une des techniques d'optimisation globale les plus intéressantes est la technique dite de *modélisation par substitution* ('*surrogate modeling*'). Elle consiste en une liaison fonctionnelle entre l'espace des variables de conception et l'espace des fonctions objectives. L'un des types de modèles par substitution les plus appréciés est le 'kriging' (Lebensztajn et al. 2004). Néanmoins, l'utilisation de ces techniques nécessite un effort de programmation et des connaissances mathématiques qui dépassent le cadre de ce mémoire de maîtrise.

Une approche plus intuitive et plus facile à programmer dans un logiciel tel que Matlab® est l'optimisation globale par algorithme méta-heuristique (Fontchastagner 2007). Il s'agit en fait de méthodes d'optimisation globale qui s'appuient sur des règles stochastiques ou heuristiques. Elles sont de plus en plus utilisées dans le domaine du génie électrique. Toutes ces méthodes fonctionnent sur le même principe de base : l'élaboration à chaque itération d'une nouvelle génération de points ou candidats. Néanmoins, l'approche pour accomplir cette tâche diffère d'un algorithme à l'autre. Parmi ces algorithmes, on peut citer la méthode de la Recherche Tabou, la méthode de la Colonie de Fourmis, les méthodes de Recuit Simulé prenant exemple sur les principes de la thermodynamique et les Algorithmes Génétiques basés sur la loi de la sélection naturelle.

Le principal intérêt de ces méthodes est qu'elles n'ont pas besoin pour fonctionner de calculs, souvent complexes, du Gradient et du Hessien de la fonction à optimiser ; contrairement aux méthodes déterministes locales. De plus, elles acceptent des

problèmes de types « boîtes noires » dans lesquelles les fonctions à optimiser ne sont pas explicitement connues. Enfin, elles permettent l'utilisation de variables de types divers (réels, nombres binaires, chaînes de caractères, etc...).

Dans les problèmes de conception similaires à ceux traités dans ce mémoire, ces algorithmes donnent des solutions meilleures que celles obtenues par les méthodes de recherche locale. Cela est dû au fait que les solutions trouvées par les méthodes déterministes locales sont influencées par les conditions initiales données par le concepteur.

Dans ce travail, l'algorithme génétique sera utilisé comme méthodes de résolution en raison, principalement, de la simplicité de sa programmation sous Matlab®.

Enfin, il est utile de rappeler que la conception rigoureuse d'une machine doit suivre une tendance d'optimisation globale *multi-objets*. L'importance des tâches multi-objets est considérable puisque le concepteur doit gérer bien souvent des paramètres de conception conflictuels. Néanmoins, il arrive que certains paramètres soient imposés ou connus au début du projet de conception. Ainsi, la tâche multi-objets se convertit en une tâche à objet simple (par exemple avec des facteurs de pondération). L'inconvénient ici est qu'une quantité d'informations non-négligeables peut être perdue durant le processus. Une alternative très appréciée est l'utilisation de l'Optimum de Pareto (*Dias et al. 2002*).

1.9 Conclusion

Dans cette revue de littérature consacrée à la problématique de conception des machines électriques, plusieurs thèmes ont été abordés. On a tout d'abord démontré, par le biais d'une présentation de l'état de l'art du calcul électromagnétique, que la discipline de conception des machines électriques est l'objet d'un effort de recherche constant aussi bien de la part des chercheurs et des ingénieurs, que des industriels. Cette alliance se base sur un objectif simple : optimiser au maximum les concepts de machines. Pour les aider dans cette tâche, les avancées théoriques et technologiques, accélérées par la puissance sans cesse croissante des ordinateurs, sont promues dans de

nombreux journaux et autres colloques spécialisés. On a également pu voir que la méthode des éléments finis a démontré sa puissance en matière d'analyse numérique du champ électromagnétique. Cette méthode sera utilisée dans le présent travail pour l'analyse de la génératrice synchrone. Par ailleurs, l'informatique ayant pris une place prépondérante dans notre société, la conception d'une machine électrique ne peut être envisagée aujourd'hui sans utiliser un modèle analytique de conception implanté dans un programme informatique. Le développement d'un modèle analytique nécessite, de la part du concepteur, une grande maîtrise des divers aspects théoriques et techniques liés aux machines électriques. Enfin, de nombreux outils mathématiques servant à l'optimisation d'un concept ont été discutés. L'objectif de ce travail est d'intégrer un modèle analytique de conception dans un processus d'optimisation multi-objets par algorithme génétique et de valider in fine la solution par éléments finis.

CHAPITRE II

NOTIONS THÉORIQUES FONDAMENTALES

2.1 Introduction

Dans ce chapitre, des notions théoriques fondamentales sont présentées et discutées avant d'aborder plus en détails la méthodologie de conception optimale développée dans ce travail. La conception des machines électriques est une des disciplines les plus complexes de l'ingénierie car elle implique de nombreux domaines de la physique (électrique, mécanique, thermique, hydraulique, etc...).

La machine électrique, en particulier la génératrice, transforme l'énergie mécanique en énergie électrique. Le vecteur de cette transformation est le champ électromagnétique généré au sein même de la machine. Les équations définissant ce champ seront présentées par le biais d'un léger survol historique des développements majeurs. Par la suite, l'interaction de la matière avec le champ électromagnétique sera mise en évidence par l'intermédiaire des lois constitutives. À partir des équations de Maxwell, un certain nombre de résultats peut être déduit. Ces équations se prêtent également à des simplifications utiles pour la modélisation. Les équations de ce champ étant résolues généralement de façon numérique, le principe du potentiel vecteur magnétique sera présenté.

Enfin, la notion de chute de potentiel magnétique, essentielle au dimensionnement du circuit magnétique d'une machine électrique, ainsi que le principe de base de calcul du flux magnétique seront discutés en détails.

2.2 L'électromagnétisme et les équations de Maxwell

La machine électrique est le lieu de phénomènes électromagnétiques complexes. Une bonne compréhension de ces phénomènes est donc essentielle pour avoir une connaissance complète du fonctionnement des machines électriques. Les travaux de *James Clerk Maxwell* (1864) lui ont permis de rassembler en un seul groupe d'équations l'ensemble des théories, expérimentations et observations décrivant et définissant le champ électromagnétique.

On va faire l'économie du développement mathématique menant à l'expression sous forme différentielle des équations de *Maxwell*. On peut ainsi écrire ces équations sous forme locale à un point fixe $P(r)$ par rapport au référentiel d'observation :

$$\nabla \times \underline{E} = -\frac{\partial \underline{B}}{\partial t} \quad (2.1)$$

$$\nabla \times \underline{H} = \frac{\partial \underline{D}}{\partial t} + \underline{J} \quad (2.2)$$

$$\nabla \cdot \underline{D} = \rho \quad (2.3)$$

$$\nabla \cdot \underline{B} = 0 \quad (2.4)$$

La première équation (2.1) est l'équation de *Faraday*. Elle est issue d'une expérimentation de *Michael Faraday*. En effet, ce dernier a observé que la variation des lignes de champ à travers des enroulements toriques entourant un noyau de fer induit un mouvement de charges et donc une différence de potentiel électrique. *Maxwell* a ensuite formulé cette observation sous forme mathématique par la relation dite *loi d'induction* (ou de *Faraday-Maxwell*) qui s'écrit :

$$\oint_C \underline{E} \cdot d\underline{l} = -\frac{d}{dt} \iint_S \underline{B} \cdot d\underline{S} = -\frac{d\Phi}{dt} \quad (2.5)$$

On peut interpréter cette relation de la manière suivante : la circulation du champ électrique \underline{E} autour d'un contour C quelconque (force magnétomotrice) est égale à la contre-variation temporelle du flux magnétique à travers toute surface S s'appuyant sur celui-ci. C'est ce principe qui est mis à profit dans les machines à induction.

La deuxième équation (2.2) est l'équation d'*Ampère-Maxwell* ou *Ampère Généralisée*. Sa formulation actuelle s'est faite en trois étapes. Tout d'abord, les travaux d'*Hans Christian Oersted* et d'*André-Marie Ampère*, ayant pour objet l'étude des champs générés par des courants galvaniques¹⁰, ont mené *Ampère* à écrire sa fameuse relation dont la notation moderne est la suivante :

$$\oint_C \underline{H} \cdot d\underline{l} = \iint_S \underline{J} \cdot d\underline{S} \quad (2.6)$$

Cette relation décrit le fait que la circulation du champ magnétique autour d'un chemin fermé (force magnétomotrice ou FMM) est égale au courant net total par ce chemin. Néanmoins, cette relation n'est valable qu'en régime statique. Parallèlement, de nombreux travaux ont été effectués, en particulier par *Charles-Augustin de Coulomb*, sur la charge électrique. Le principal résultat de ces travaux est l'observation d'une force existant entre deux charges électriques. Cette force est inversement proportionnelle au carré de la distance qui sépare les charges. La traduction de ce constat sous forme mathématique est l'œuvre de *Carl Friedrich Gauss* qui formula cette dépendance par la relation intégrale suivante :

$$\oiint_S \underline{D} \cdot d\underline{S} = \iiint_V \rho dV \quad (2.7)$$

Cette relation reste valable en régime dynamique. Jusqu'ici, le couplage entre électricité et magnétisme n'est effectif qu'en régime dynamique. C'est *Maxwell* qui aura l'intuition qu'il manque un terme (devant s'annuler en régime statique) à la loi d'*Ampère*

¹⁰ Un courant galvanique est un courant électrique polarisé.

(2.6). Il nomme ce terme *courant de déplacement* et formule la loi d'*Ampère-Maxwell* dont la forme intégrale est la suivante :

$$\oint_C \underline{H} \cdot d\underline{l} = \frac{\partial}{\partial t} \iint_S \underline{D} \cdot d\underline{S} + \iint_S \underline{J} \cdot d\underline{S} \quad (2.8)$$

L'interprétation physique du membre de gauche et du deuxième membre de droite de cette équation est la même qu'en (2.6). L'intégrale du premier membre de droite n'existe qu'en régime dynamique : il exprime le courant de déplacement lié au mouvement et à l'accumulation de charges.

La troisième équation (2.3) est l'équation de *Gauss*. Il s'agit de la forme différentielle de l'équation (2.7).

La quatrième équation (2.4) est *la loi de conservation du flux magnétique*. Cette équation traduit le fait que les lignes de champ magnétique se referment toujours sur elles-mêmes ; ce qu'*Ampère* et bien d'autres chercheurs ont pu observer. Ce constat est également valable pour le champ électrique si on se réfère à l'équation (2.7). On peut ainsi déduire par similitude de l'équation (2.7), la *loi de conservation du flux magnétique* sous sa forme intégrale :

$$\oiint_S \underline{B} \cdot d\underline{S} = 0 \quad (2.9)$$

Par cette relation, on peut déduire que les monopoles magnétiques n'existent pas : la présence d'un pôle nord implique automatiquement l'existence d'un pôle sud.

Il est trompeur de penser que les équations (2.1) à (2.4) sont suffisantes à la résolution d'un problème de champ. En effet, il est aisé de remarquer que le nombre d'équations n'est pas suffisant. On aura donc besoin de relations entre les grandeurs \underline{E} , \underline{D} et \underline{H} , \underline{B} . De surcroît, ces équations ne sont pas toutes indépendantes. L'équation (2.1) peut être déduite de (2.4) car $\nabla \cdot (\nabla \times \underline{E}) = 0$. De plus, *la loi de conservation de*

la charge (2.10) peut être déduite des relations (2.2) et (2.3). Cette loi traduit le fait que la variation temporelle de la quantité de charge nette à l'intérieur du volume V doit être accompagnée d'un courant net de charges libres à travers la surface S entourant ce volume et s'écrit sous forme locale :

$$\nabla \cdot \underline{J} = -\frac{\partial \rho}{\partial t} \quad (2.10)$$

Enfin, on peut voir que nulle part n'apparaît la matière avec laquelle les champs interagissent. C'est pour la somme de ces raisons qu'on va introduire les relations constitutives.

2.3 Les lois constitutives

Le constat est que nous n'avons que sept équations scalaires à disposition pour la résolution de seize fonctions inconnues. On a donc besoin de neuf équations scalaires pour déterminer complètement les grandeurs électromagnétiques. On les obtient en utilisant les relations existantes dans la matière entre ces grandeurs.

Premièrement, la présence d'un champ électrique \underline{E} dans un diélectrique va engendrer une polarisation contribuant ainsi au déplacement électrique \underline{D} . Dans le cas d'un milieu diélectrique isotrope, linéaire stationnaire et sans pertes, on peut écrire pour le modèle continu de la matière :

$$\underline{D} = \epsilon_0 \epsilon_r \underline{E} = \epsilon \underline{E} \quad (2.11)$$

Deuxièmement, un champ magnétique \underline{H} (généralisé par une bobine par exemple) va induire une aimantation qui va contribuer à l'induction magnétique \underline{B} . Sous les mêmes conditions ci-haut, on peut écrire :

$$\underline{B} = \mu_0 \mu_r \underline{H} = \mu \underline{H} \quad (2.12)$$

Finalement, dans les milieux conducteurs, les charges libres se déplacent sous l'effet du champ électrique \underline{E} générant ainsi une densité de courant \underline{J} . La *loi d'Ohm généralisée* permet de lier ces deux grandeurs par la relation :

$$\underline{J} = \sigma \underline{E} \quad (2.13)$$

Les trois relations vectorielles (2.11) à (2.13) complètent l'ensemble des équations nécessaires à la résolution des équations de *Maxwell*. Il est capital de bien comprendre la forme et le type de dépendance des paramètres constitutifs définissant le type de milieu. On aura à étudier, dans le cadre de ce travail, des matériaux de type ferromagnétique. Ce type de milieu est caractérisé par des paramètres de perméabilité dépendants de l'intensité du champ magnétique. On parle alors de milieux **non-linéaires**.

2.4 Implications et formes particulières des équations électromagnétiques

La loi d'induction de Faraday (2.5) ainsi que la loi d'Ampère (2.8) sont d'une importance capitale dans le domaine de la conception des machines électriques.

2.4.1 Concept du flux propre et inductance d'un enroulement

La loi d'induction, dans sa forme la plus simple, permet de calculer la tension induite dans les enroulements de n'importe quelle machine électrique dont la configuration du bobinage est connue. L'équation (2.5) est également mise à profit dans le calcul des pertes fers dues aux courants induits dans un circuit magnétique quelconque, ainsi que pour l'évaluation de l'effet de peau dans les parties conductrices (cuivre, aluminium, ...) de la machine.

La figure 2-1 montre une schématisation de la loi d'induction. Un flux Φ pénètre une surface S délimitée par un contour fermé l . Les flèches sur les cercles indiquent la direction du champ électrique \underline{E} dans le cas d'une augmentation de la densité de flux \underline{B} traversant la surface observée (délimitée par le contour en rouge). Si on introduit un

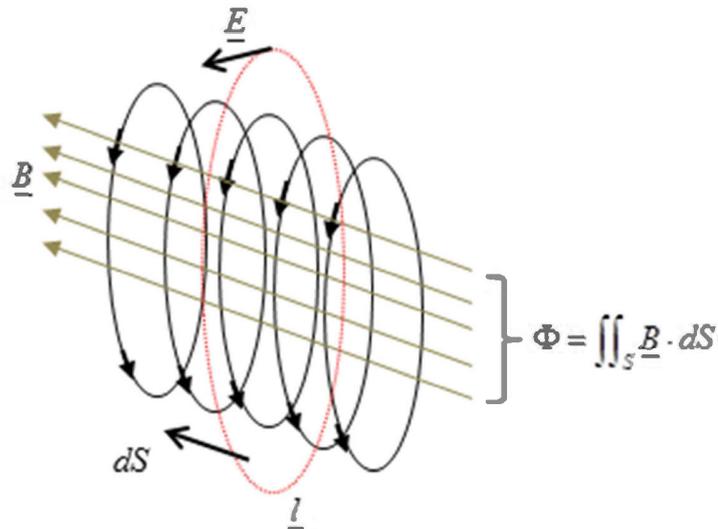


Figure 2.1 Schématisation de la loi de Faraday

fil conducteur court-circuité autour du flux, on va obtenir une tension intégrée $\oint_C \underline{E} \cdot d\underline{l}$ dans le fil et par voie de conséquence un courant électrique. Ce courant va générer à son tour un flux magnétique qui va s'opposer au flux initial.

Dans le cas où l'on a plusieurs tours de fil conducteur, par exemple un bobinage de T tours, le flux ne va pas pénétrer les enroulements de façon uniforme. Il faut donc introduire un facteur de réduction pour avoir le nombre effectif de tours défini par $k_w T$ avec $k_w < 1$. À partir de (2.5), on obtient la formulation de la force électromotrice E_m développée dans un bobinage multi-tours. Dans le domaine des machines électriques, le coefficient k_w est connu sous l'appellation de « coefficient de bobinage ». Cette formulation est essentielle à la conception des machines électriques et peut être écrite sous la forme suivante :

$$E_m = -k_w T \frac{d}{dt} \iint_S \underline{B} \cdot d\underline{S} \quad (2.14)$$

Sachant que le flux est l'intégrale de surface de la densité de flux magnétique :

$$\Phi = \iint_S \underline{B} \cdot d\underline{S} \quad (2.15)$$

On obtient :

$$E_m = -k_w T \frac{d\Phi}{dt} = -\frac{d\Psi}{dt} \quad (2.16)$$

On introduit ici le flux propre $\Psi = k_w T \Phi = LI$, l'un des concepts les plus importants en théorie des machines électriques. L'inductance L décrit la capacité d'un enroulement à produire du flux propre. Ultérieurement, pour le calcul de l'inductance, le coefficient de bobinage et la réluctance R_m ou la perméance Λ_m du circuit magnétique devront être évalués sachant que :

$$L = (k_w T)^2 \Lambda_m = \frac{(k_w T)^2}{R_m} \quad (2.17)$$

2.4.2 Ampères-tours et force magnétomotrice

La loi d'Ampère (2.8), comme on l'a vu plutôt, implique la présence d'un courant de déplacement qu'on peut considérer comme étant la variation temporelle du flux électrique ψ_e . La forme de la loi d'Ampère décrite par

$$\oint_C \underline{H} \cdot d\underline{l} = \frac{\partial}{\partial t} \iint_S \underline{D} \cdot d\underline{S} + \iint_S \underline{J} \cdot d\underline{S} = \frac{d\psi_e}{dt} + i(t), \quad (2.18)$$

indique que la somme du courant $i(t)$ pénétrant une surface S et de la variation du flux électrique doit être égale à l'intégrale de contour du champ magnétique \underline{H} le long de la ligne l entourant la surface S . Ce constat est schématisé à la figure 2-2.

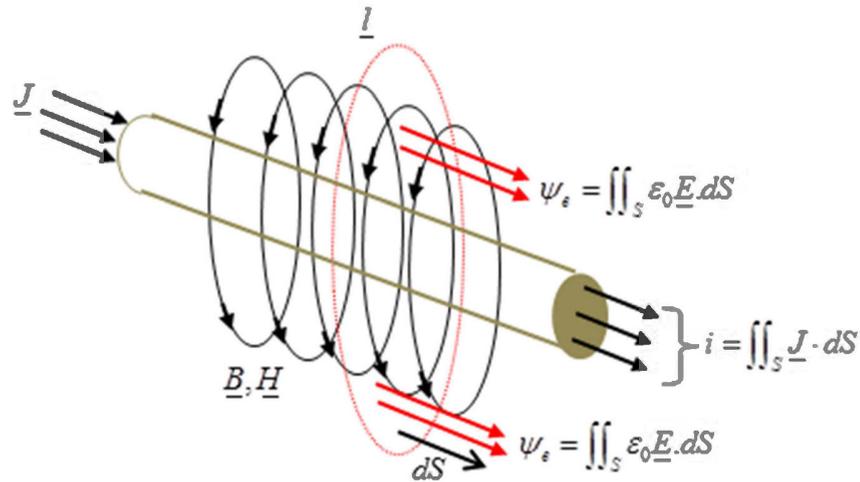


Figure 2.2 Schématisation de la loi d'Ampère au voisinage d'un fil conducteur

Le terme de courant de déplacement $\frac{\partial}{\partial t} \iint_S \underline{D} \cdot d\underline{S} = \frac{d\psi_e}{dt}$ s'annule en régime statique ou quasi-statique. On peut donc exprimer l'équation (2.18) sous sa forme statique comme suit :

$$\oint_C \underline{H} \cdot d\underline{l} = \iint_S \underline{J} \cdot d\underline{S} = \sum i(t) = \Theta(t) \quad (2.19)$$

On peut parler de régime « quasi-statique » lorsque la fréquence f du phénomène électromagnétique est suffisamment faible pour négliger le courant de déplacement de Maxwell. Dans les machines électriques rotatives, on a généralement affaire à des fréquences d'opération basses d'où l'absence de courants de déplacement. Ces derniers apparaissent en présence des radiofréquences et dans certains condensateurs à basses fréquences spécialement conçus pour tirer profit des courants de déplacement.

La forme quasi-statique de la loi d'Ampère (2.19) est cruciale dans la conception des machines électriques. En effet, elle permet de calculer les chutes de potentiel

magnétique dans la machine et d'évaluer par la suite les Ampères-tours nécessaires à la production de la force magnétomotrice. Les Ampères-tours sont discutés plus en détails à la section 2.7.

2.4.3 Forme statique des équations de Maxwell

Dans le cas statique ou « quasi-statique », sachant que dans ce cas-ci $\frac{\partial D}{\partial t} = 0$, la loi d'Ampère (2.2) s'écrit comme suit :

$$\nabla \times \underline{H} = \underline{J} \quad (2.20)$$

L'équation de continuité (2.10) quant à elle peut être exprimée sous sa forme statique :

$$\nabla \cdot \underline{J} = 0 \quad (2.21)$$

2.5 Formulation en potentiel du champ électromagnétique

Le dimensionnement du circuit magnétique et le calcul de certains paramètres électriques de la machine synchrone se font généralement de façon analytique. Néanmoins, une fois la machine dimensionnée, des calculs numériques plus poussées doivent être effectuées afin d'évaluer les performances de la machine. On peut ainsi s'affranchir des hypothèses simplificatrices émises lors de la formulation analytique. Ces hypothèses concernent principalement les points suivants :

- Saturation de la machine : dans le modèle analytique, on considère que le circuit magnétique de la machine a une perméabilité infinie. La saturation de la machine est calculée par des approximations sur les trajets de flux. Néanmoins, on sait que certaines parties de la machine ne saturent pas au même niveau que les autres et cela est notamment dû à la géométrie complexe de la machine.
- Géométrie de la machine : dans le modèle analytique, la géométrie de la machine est grandement simplifiée de sorte à avoir des trajets de flux dont la section est simple à

calculer. Cette simplification se répercute par exemple sur la forme de la distribution de la densité de flux à l'entrefer que l'on suppose sinusoïdale mais qui, en réalité, contient des harmoniques spatiales d'ordre élevé dues aux encoches et aux dents du stator.

- Flux de fuite : dans le modèle analytique, le flux de fuite est approximé par des formules analytiques. Néanmoins, le flux de fuite est difficile à calculer analytiquement à cause des trajets de flux complexes dans la machine et du niveau de saturation non-homogène du circuit magnétique.
- Influence des circuits électriques : dans le modèle analytique, le couplage entre les courants électriques parcourant les différents circuits et le champ magnétique induit dans le circuit magnétique est très faible. L'interaction entre les deux n'est pas prise en compte. Il est par ailleurs très difficile de prédire les courants lors d'un phénomène transitoire (comme un court-circuit) par une formulation analytique.

En outre, l'influence des différents paramètres dimensionnels peut être étudiée par le calcul numérique du champ et certains essais difficiles, voire impossibles à réaliser en laboratoire, peuvent être conduits avec une très bonne précision et sans risque d'endommager la machine.

Pour ce faire, les équations (2.1) à (2.4) doivent être résolues. La forme différentielle de ces équations est difficile à résoudre analytiquement, surtout lorsque l'espace étudié est à géométrie complexe. Ceci est le cas des machines électriques en général et de la machine synchrone en particulier. On fait donc appel à des techniques de résolution des équations aux dérivées partielles (EDP) comme discuté plutôt au chapitre 1. La plus utilisée de ces techniques est la méthode des éléments finis. L'application de cette technique à la machine synchrone à rotor bobiné sera discutée plus en détails au chapitre 5.

Pour le moment, on va s'intéresser à la formulation en potentiel du champ électromagnétique à partir des équations (2.1) à (2.4). La formulation en potentiel du

champ électromagnétique facilite grandement la résolution des équations de Maxwell. Ainsi, il est plus commode d'employer la formulation en potentiel vecteur magnétique (PVM).

2.5.4 Le potentiel vecteur magnétique

Considérons tout d'abord que tous les vecteurs et champs de vecteurs sont tridimensionnels. On peut exploiter l'équation (2.4) en remarquant que :

$$\nabla \cdot (\nabla \times \underline{A}) = 0 \quad (2.22)$$

On peut donc affirmer que le champ vectoriel \underline{A} peut être considéré comme un potentiel vectoriel dont \underline{B} dérive selon :

$$\underline{B} = \nabla \times \underline{A} \quad (2.23)$$

Afin d'assurer l'unicité de la solution, on impose une continuité pour \underline{A} (jauge de Coulomb) tel que (*Bastos et al. 2003*):

$$\nabla \cdot \underline{A} = 0 \quad (2.24)$$

Ainsi \underline{A} est complètement défini. Maintenant, en substituant (2.23) dans la loi d'induction (2.1), on obtient :

$$\nabla \times \underline{E} = -\nabla \times \frac{\partial \underline{A}}{\partial t} \quad (2.25)$$

Le champ électrique peut donc être exprimé sous la forme du vecteur potentiel \underline{A} et du potentiel scalaire électrique V comme suit :

$$\underline{E} = -\frac{\partial \underline{A}}{\partial t} - \nabla V \quad (2.26)$$

Ici V représente le potentiel scalaire électrique réduit. Le fait d'ajouter un potentiel scalaire à la loi d'induction n'engendre aucun problème car $\nabla \times \nabla V = 0$. On sait également qu'il y a une relation entre la densité de courant et l'intensité du champ électrique décrite par la relation (2.13). On obtient donc :

$$\underline{J} = \sigma \underline{E} = -\sigma \frac{\partial \underline{A}}{\partial t} - \sigma \nabla V \quad (2.27)$$

Par ailleurs, en remplaçant (2.23) dans (2.12), on a :

$$\underline{H} = \frac{1}{\mu} \nabla \times \underline{A} \quad (2.28)$$

Ensuite, en substituant la relation (2.28) dans la loi d'Ampère (2.20), on aboutit à la relation régissant le champ magnétostatique dans une machine électrique :

$$\nabla \times \left(\frac{1}{\mu} \nabla \times \underline{A} \right) = \underline{J} \quad (2.29)$$

La relation (2.29) est valable dans les zones où il n'y a pas de courants induits. La densité de courant $J = 0$ dans les zones non-conductrices et on aura $J = J_s$ dans les zones conductrices traversées par un courant électrique. Pour les zones où des courants induits existent, il suffit de remplacer (2.27) dans (2.29) pour obtenir la bonne équation, soit :

$$\nabla \times \left(\frac{1}{\mu} \nabla \times \underline{A} \right) = -\sigma \frac{\partial \underline{A}}{\partial t} - \sigma \nabla V \quad (2.30)$$

2.5.5 Cas bidimensionnel

Dans le domaine de conception des machines électriques, on s'oriente généralement vers une solution bidimensionnelle du problème. Les facteurs

tridimensionnels sont pris en compte soit par des facteurs de corrections ou par la connexion du domaine de résolution avec un circuit externe comme on le verra plus tard.

Dans le cas bidimensionnel, la solution numérique est basée sur une seule composante du PVM. La solution du champ $(\underline{B}, \underline{H})$ se situe sur le plan (x, y) , tandis que $(\underline{J}, \underline{E}, \underline{A})$ possède uniquement la composante selon \hat{z} . Pareillement, en examinant la relation (2.27), on remarque que le gradient ∇V n'a qu'une seule composante dirigée selon z puisque \underline{E} et \underline{A} sont parallèles à l'axe z . La valeur du potentiel scalaire réduit est donc indépendante de ses coordonnées selon x et y . V peut donc être représenté par une relation linéaire des coordonnées en z sachant que la résolution d'un problème bidimensionnel est indépendante de z . Ainsi, dans le cas bidimensionnel et en présence de courants induits, le potentiel scalaire électrique réduit doit être nul; soit $V = 0$.

On peut maintenant réécrire l'équation (2.30) dans le cas bidimensionnel sous la forme d'une équation de Poisson :

$$\nabla \cdot \left(\frac{1}{\mu} \nabla A_z \right) = \sigma \frac{\partial A_z}{\partial t} \quad (2.31)$$

Dans les zones où il n'y a pas de courants induits, on aura :

$$-\nabla \cdot \left(\frac{1}{\mu} \nabla A_z \right) = J_z \quad (2.32)$$

À partir de la définition du PVM (2.23), on obtient les composantes de la densité de flux magnétique comme suit :

$$B_x = \frac{\partial A_z}{\partial y}; \quad B_y = -\frac{\partial A_z}{\partial x}; \quad B_z = 0 \quad (2.33)$$

On remarque ici que le PVM est constant dans la direction du vecteur de densité de flux magnétique. Ainsi, les courbes iso-potentielles du PVM représentent en fait des lignes de flux. Il est également possible d'exprimer l'équation du champ électromagnétique (2.32) sous forme d'équation aux dérivées partielles où ν représente la réluctivité du matériau :

$$-\left[\frac{\partial}{\partial x} \left(\nu \frac{\partial A_z}{\partial y} \right) + \frac{\partial}{\partial y} \left(\nu \frac{\partial A_z}{\partial x} \right) \right] \hat{k} = J_z \hat{k} \quad (2.34)$$

2.5.6 Conditions aux limites

Afin de compléter la définition d'un problème de champ, il est nécessaire de poser des conditions aux limites, comme dans tout problème à EDP. Dans le cas du champ magnétique, il existe deux types de conditions aux limites (figure 2.3). Premièrement, la condition de *Dirichlet* ou condition de flux parallèle stipule que le PVM

$$\underline{A} = \text{constante}, \quad (2.35)$$

est admise par exemple au niveau de la surface externe de la machine synchrone. Le champ est par conséquent parallèle à cette surface. Généralement, on pose $\underline{A} = 0$ au niveau de la surface externe du stator de la machine. La condition de Dirichlet est aussi valable au niveau de l'axe polaire de la machine synchrone, qui représente par ailleurs la ligne de symétrie géométrique, et même parfois magnétique, de la machine.

La condition de *Neumann* ou condition de flux normal s'écrit comme suit pour le PVM

$$\nu \frac{\partial \underline{A}}{\partial \mathbf{n}} = 0, \quad (2.36)$$

lorsque le champ est perpendiculaire au contour au niveau duquel la condition s'applique. L'axe inter-polaire de la machine synchrone est un contour de ce type.

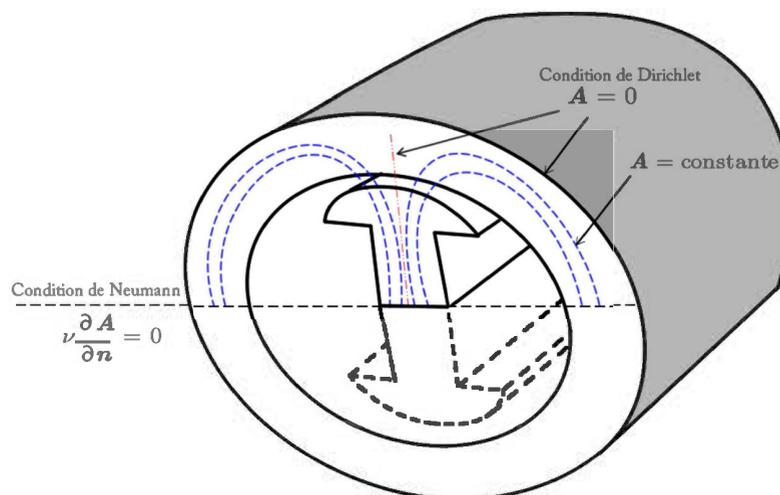


Figure 2.3 Conditions aux limites dans la génératrice synchrone à pôles saillants

2.6 Principes du calcul analytique du flux magnétique dans la machine synchrone

La conception de la machine synchrone implique une évaluation quantitative du flux magnétique en son sein. Généralement, l'étude se fait sur un seul pôle. Durant le processus de dimensionnement du circuit magnétique, les dimensions exactes des différentes composantes du rotor et du stator sont déterminées analytiquement. Par la suite, les *Ampères-tours* nécessaires à la production de la FMM sont calculés pour le circuit magnétique en question. Le courant de magnétisation est ensuite évalué en tenant compte des fuites magnétiques qui peuvent survenir et que l'on peut estimer par divers méthodes comme on le verra plus tard.

Habituellement, lors du calcul du courant d'excitation, la machine est supposée fonctionner à vide. Les effets des charges sont pris en compte ultérieurement dans l'analyse.

2.6.7 Chute de potentiel magnétique

Le dimensionnement du circuit magnétique de la machine synchrone est basé sur la loi d'Ampère (2.20) et sur (2.14). L'intégrale de contour calculée le long du circuit magnétique de la machine, qui représente en fait la somme des chutes de potentiel magnétique $\sum U_{m,i}$, est égale à l'intégrale de surface des densités de courant sur la surface S du circuit magnétique¹¹. Dans le cas de la machine synchrone, les courants circulent dans les enroulements. Aussi, l'intégrale de surface des densités de courants correspond simplement à la sommation de ces courants (circulant dans les enroulements) et qui constituent par ailleurs les *Ampères-tours*, Θ , discutés plutôt à la sous-section 2.5.2. La loi d'Ampère peut maintenant s'écrire sous la forme suivante :

$$U_m^{tot} = \sum U_{m,i} = \oint_C \underline{H} \cdot d\hat{l} = \iint_S \underline{J} \cdot \hat{n} dS = \Theta = \sum i \quad (2.37)$$

Cette relation montre bien que la somme des chutes de potentiels magnétiques U_m^{tot} autour du circuit magnétique complet est égale à la somme des Ampères-tours de magnétisation Θ dans le circuit de champ. Dans le cas de la machine synchrone, on s'intéresse aux enroulements de l'inducteur car ce sont eux qui génèrent les *Ampères-tours* et la sommation des courants s'écrit $\sum i = T_f I_f$, où T_f représente le nombre de tours total de l'enroulement inducteur et I_f le courant de champ.

En pratique, pour le calcul des chutes de potentiel magnétique du circuit magnétique, la machine est divisée en plusieurs composantes et la tension magnétique U_m entre les points a et b est calculée comme suit :

$$U_m^{ab} = \int_a^b \underline{H} \cdot d\hat{l} \quad (2.38)$$

¹¹ Ici, la surface S est celle pénétrée par le flux magnétique principal.

En outre, dans la machine synchrone, la direction du champ magnétique est toujours tangentielle au chemin d'intégration. On peut donc réécrire (2.38) comme suit :

$$U_m^{ab} = \int_a^b H dl \quad (2.39)$$

De plus, si le champ est constant le long de la surface considérée, on obtient :

$$U_m^{ab} = H [l]_a^b = H l_{ba} \quad (2.40)$$

Pour calculer les *Ampères-tours* nécessaires au fonctionnement nominal de la machine, le chemin d'intégration le plus simple est choisi pour l'évaluation des chutes de potentiel magnétique. Cela revient à faire le choix d'un chemin qui englobe deux bobines de champ successives pour une analyse sur un pôle. Ce chemin est défini comme étant le chemin de flux propre. Dans la machine synchrone à pôles saillants, ce chemin traverse l'entrefer au niveau de l'axe polaire.

Pour une conception précise du circuit magnétique, une évaluation aussi approximative soit elle du flux de fuite est nécessaire. La courbe de saturation de la machine est tracée en étudiant la réponse du circuit magnétique à différents niveaux d'excitation. Bien sûr, il ne faut pas oublier de prendre en compte la non-linéarité des matériaux ferromagnétiques pour ce calcul. À noter que seul l'entrefer possède une perméabilité constante.

Le chemin de flux propre dans la machine synchrone à pôles saillants est généralement constitué des composantes suivantes : la culasse du rotor (cr), le pôle (p), les becs du pôle (bp), l'entrefer (δ), les dents du stator (ds) et la culasse du stator (cs). Ainsi, en considérant ce chemin de flux, la chute de potentiel magnétique totale dans le circuit magnétique est définie par la relation suivante :

$$U_m^{tot} = U_m^{cr} + 2U_m^p + 2U_m^{br} + 2U_m^\delta + 2U_m^{ds} + U_m^{cs} \quad (2.41)$$

On remarque ici que le flux traverse les pôles, les dents du stator et l'entrefer deux fois, d'où le facteur multiplicateur 2.

2.6.8 Flux magnétique

Généralement, dans les machines électriques rotatives, on considère que la densité de flux est perpendiculaire à la surface analysée. Ainsi, on peut réécrire l'équation (2.15) comme suit :

$$\Phi = \iint_S B dS \quad (2.42)$$

En outre, si la densité de flux est constante sur la surface d'intégration (surface traversée par le flux), alors :

$$\Phi = BS \quad (2.43)$$

De plus, en connaissant la perméabilité de la composante du circuit magnétique, on peut exprimer le flux magnétique en termes de résistance magnétique – aussi appelée réluctance – et de chute de potentiel magnétique comme suit :

$$\Phi_{ab} = \frac{U_{ab}^m}{\mathfrak{R}_{ab}} = \Lambda_{ab} U_{ab}^m \quad (2.44)$$

Ici, Λ_{ab} et \mathfrak{R}_{ab} indiquent la perméance et la réluctance du circuit magnétique, respectivement. On verra plus tard comment ces deux quantités sont calculées.

2.7 Conclusion

Dans ce chapitre, les bases théoriques du calcul électromagnétique ont été posées. On a pu voir que les lois électromagnétiques de *Maxwell* sont issues d'observations de phénomènes physiques traduits par la suite sous forme mathématique. Les équations de *Maxwell* doivent être jumelées aux lois constitutives des milieux afin d'assurer l'équilibre du système d'équations électromagnétiques. Le concept du flux propre, des

Ampères-tours et de la force magnétomotrice ont été introduits et la forme statique de l'équation d'Ampère a été établie. L'implantation dans un code informatique des équations de Maxwell sous leur forme différentielle est une tâche complexe. À cet égard, le concept du potentiel vecteur magnétique permet de réduire le problème électromagnétique à un ensemble d'équations différentielles de second ordre sous la forme d'une équation de Poisson. Cette formulation se prête beaucoup mieux à la résolution par des méthodes numériques telles que les éléments finis. Pour ce faire, il faut imposer les conditions aux limites appropriées. Enfin, le flux magnétique dans la machine est canalisé par des matériaux dits ferromagnétiques. Comme pour le courant électrique dans les conducteurs, ce flux fait face à une résistance physique à son déplacement, induisant une chute de potentiel magnétique dans le circuit magnétique. Le principe de calcul des chutes de potentiel et du flux magnétiques a été discuté en détail.

CHAPITRE III

MÉTHODOLOGIE DE CONCEPTION DE LA GÉNÉRATRICE SYNCHROME À PÔLES SAILLANTS

3.1 Introduction

Le principe de fonctionnement de la génératrice est basé sur l'interaction entre le champ magnétique et les courants circulant dans les enroulements de la machine. Le concept intégral de la machine doit inclure le dimensionnement des enroulements, du circuit magnétique, du circuit d'excitation et des systèmes de refroidissement. Pour ce travail, l'accent sera mis uniquement sur les deux premières composantes de la machine.

Dans ce chapitre, on va commencer par décrire les différents circuits de la machine. Ensuite, on présentera une technique de dimensionnement qui est une synthèse du travail de *Radaorozandry (2007)* et de l'ouvrage de conception des machines électrique rotatives de *Pyrhönen et al. (2009)*. Enfin, les paramètres du circuit équivalent de la machine seront déduits à partir des dimensions du circuit magnétique et de la configuration du bobinage. Le rendement sera évalué en dernière instance pour évaluer les performances du concept. L'objectif final est de développer un modèle analytique fiable que l'on pourra utiliser ultérieurement dans la boucle d'optimisation.

3.2 Bobinage de la génératrice synchrone

Il existe plusieurs types de configurations de bobinage et de connections pour les différents enroulements. Dans la génératrice synchrone, on peut distinguer les groupes d'enroulements suivants :

- Circuit de champ (ou d'excitation);
- Circuit d'armatures;
- Circuit amortisseur.

Chacun de ces enroulements a une fonction bien définie. Ils interagissent tous entre eux dépendamment du régime de fonctionnement de la génératrice. Nous allons présenter dans ce qui suit une brève description des différents circuits de la génératrice synchrone, leur fonction ainsi que les principales grandeurs qui les caractérisent.

3.2.1 Bobinage du circuit de champ

La figure 3-1 illustre une génératrice synchrone avec un rotor à pôles saillants. Afin de magnétiser le circuit magnétique, un courant continu est injecté, par le biais de balais et d'un collecteur à bague rotatif, dans les enroulements autour des pôles saillants. Le flux propre généré par ce courant continu circule du pôle du rotor vers le stator et revient simultanément en traversant les enroulements d'armature. À la figure 3-1, les courbes de potentiel indiquent le chemin de flux propre. Ce chemin constitue le circuit magnétique de la génératrice synchrone.

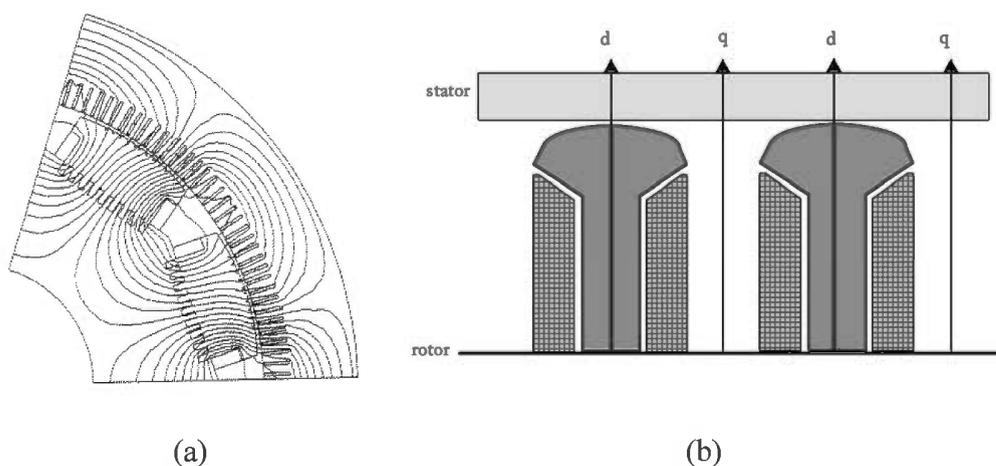


Figure 3.1 (a) Flux magnétique dans la génératrice synchrone (b) Deux pôles d'une machine synchrone avec les axes- d et - q

Un tour d'une bobine est constitué d'un seul conducteur enroulé et à travers lequel le flux propre circule. Une bobine est une partie d'un enroulement composé de plusieurs tours de fils conducteurs connectés en série et reliés aux terminaux de cette même bobine. La figure 3-1(a) représente une génératrice synchrone dotée d'une bobine par pôle. À la figure 3-1(b) sont indiqués les emplacements des axes direct (ou polaire) et de quadrature (ou inter-polaire) de la génératrice synchrone.

Un groupe de bobines est la partie d'un enroulement qui magnétise le même circuit magnétique. À la figure 3-1(a), les paires de bobines à différents pôles magnétiques (Nord et Sud par alternance) forment des groupes de bobines. Le nombre total de tours de bobines du circuit de champ est T_f .

Lorsqu'ils sont alimentés par un courant continu, les enroulements des rotors à pôles saillants génèrent des *Ampères-tours* Θ constants dans le temps. Une partie de ces *Ampères-tours*, consommée dans l'entrefer et caractérisée par la chute de potentiel magnétique d'entrefer U_m^δ , peut être modélisée par une onde carrée qui change de signe au niveau des axes inter-polaires, comme on peut le voir à la figure 3.2.

3.2.2 Principe d'un enroulement réparti

Supposons que l'on ait une spire unique pour chaque phase au stator logé dans des encoches avec un pas diamétral. Si cette spire est parcourue par un courant i , elle va générer un champ magnétique composé d'un flux utile (traversant les encoches et l'entrefer) et d'un flux de fuite, principalement au niveau des têtes de bobines. Le champ principal qui se développe autour de l'entrefer est parfaitement cyclique. Il est assumé que les effets de distorsion du champ magnétique dans l'entrefer procurés par l'effet d'encoche et/ou la saturation magnétique du fer soient négligés. Le flux magnétique dans l'entrefer suit donc une direction radiale uniquement. La courbe de l'induction $B(\theta)$ correspondante est alors de forme pratiquement rectangulaire (figure 3.3).

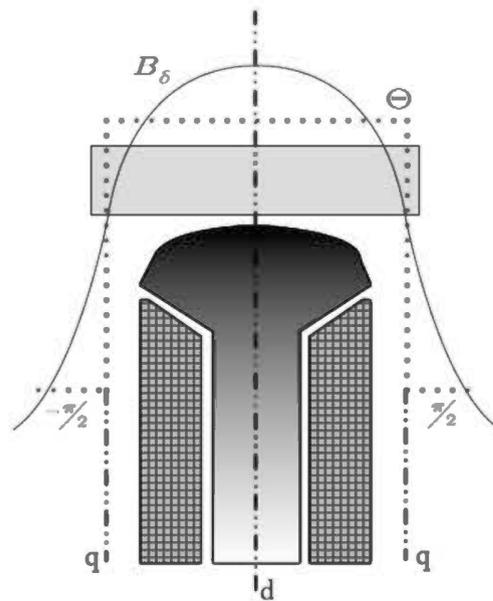


Figure 3.3 Allure de la courbe de densité de flux d'entrefer B_δ

Néanmoins, dans la machine synchrone, on cherche à avoir une répartition du champ magnétique à l'entrefer de forme quasi-sinusoïdale. Pour obtenir une courbe $B(\theta)$ de l'induction d'entrefer plus proche de sa sinusoïde fondamentale que la courbe rectangulaire de la figure 3.3, on doit remplacer la spire unique par un enroulement réparti formé de plusieurs spires en série logées dans des encoches consécutives.

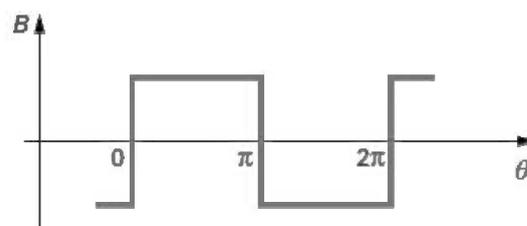


Figure 3.2 Induction à l'entrefer dans le cas d'une spire unique

Supposons que cet enroulement réparti soit constitué par exemple de 6 spires de pas diamétral, placées dans 4 encoches consécutives par pas polaire. Pour conserver le même nombre total d'Ampères-tours par pôle, chaque spire, en série avec les autres, est parcourue par un courant d'intensité $i/6$. Le schéma du bobinage ainsi réalisé est représenté sur la figure 3.4.

La courbe $B(\theta)$ présente une forme en escalier (figure 3-5). Cette courbe $B(\theta)$ en escalier est visiblement plus proche de son terme fondamental que la courbe rectangulaire précédente (figure 3-3), mais il apparaît également clair que ce terme fondamental est plus faible. Ces points seront analysés en détail et quantifiés dans les paragraphes suivants.

3.2.3 Schéma de bobinage

En matière de bobinage du stator des génératrices synchrones, il existe cinq principaux schémas :

- bobinage imbriqué diamétral à pôles conséquents;
- bobinage concentrique à pôles conséquents;
- bobinage concentrique à pôles non conséquents;
- bobinage imbriqué diamétral à pôles non conséquents;
- bobinage imbriqué raccourci à pôles non conséquents ;
- bobinage à simple ou double couches.

Ces bobinages diffèrent du point de vue :

- des harmonique (spatiales et temporelles) de la tension induite et donc de la qualité de la tension d'armature et des fluctuations de vitesse ;
- de la masse de cuivre utilisée; donc du coût de fabrication;
- des chutes ohmiques et du flux de fuite des têtes de bobines; donc du rendement;
- du refroidissement des connexions;

- de la facilité de mise en œuvre et de l'isolation.

Le choix du schéma est de ce fait très important. Pour les machines de faibles puissance, le schéma le plus utilisé est le bobinage imbriqué raccourci à double couche (figure 3-6) car il permet de réaliser des bobines toutes identiques avec une répartition parfaitement régulière des têtes de bobines (*Hamdi 1994*). En outre, il autorise n'importe quel pas de bobinage. C'est ce type de schéma qui sera retenu pour le bobinage du stator

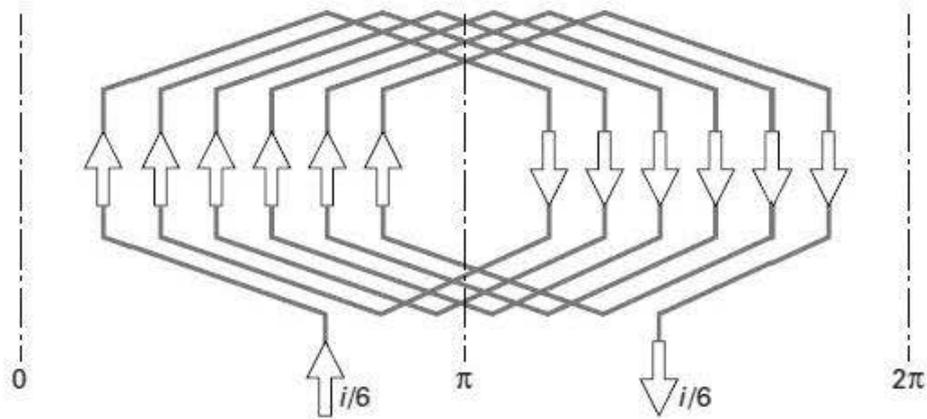


Figure 3.4 Schéma de principe d'un bobinage réparti

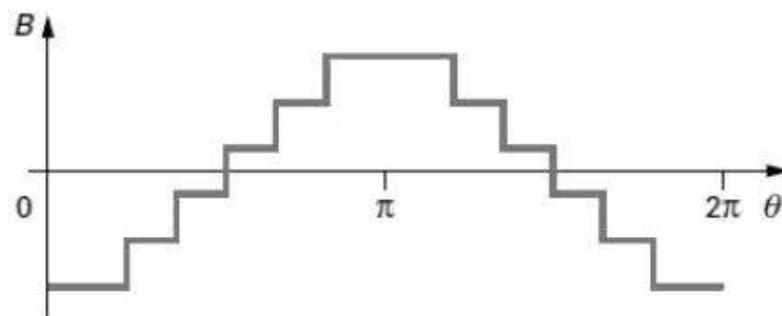


Figure 3.5 Induction à l'entrefer pour le bobinage de la figure 3-4

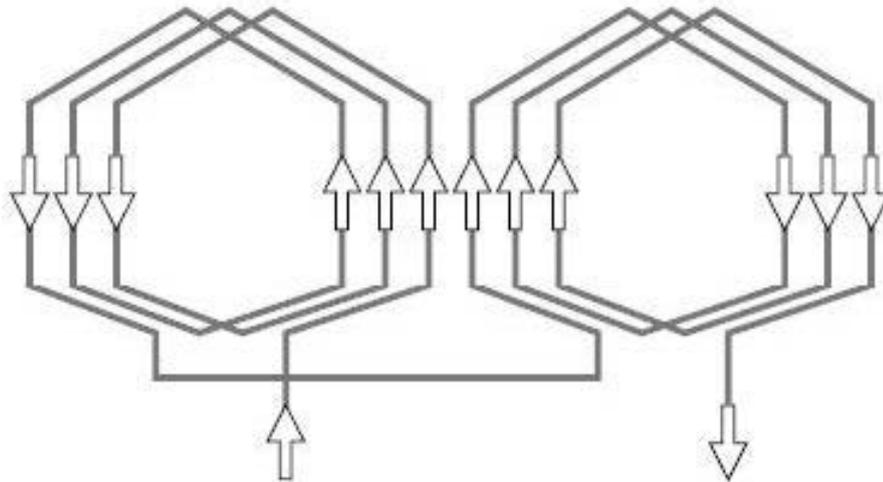


Figure 3.6 Schématisation d'un bobinage imbriqué raccourci à pôles non consécutifs

de la génératrice du simulateur.

3.2.4 Bobinage triphasé au stator

Dans la génératrice synchrone, le bobinage du stator est le plus souvent triphasé symétrique pour les applications de génération de puissance. La périphérie de l'entrefer est distribuée uniformément le long des pôles de sorte qu'on puisse déterminer un arc polaire, couvrant 180° électriques et correspondant au pas polaire τ_p , exprimé par la relation suivante :

$$\tau_p = \frac{\pi D}{2p} \quad (3.1)$$

La figure 3.7 montre la division de la périphérie de la machine en zones de phases positives et négatives pour une génératrice synchrone triphasée $m = 3$ à deux paires de pôles $p = 2$. La distribution des zones de phases s'écrit comme suit :

$$\tau_\nu = \frac{\tau_p}{m} \quad (3.2)$$

Le nombre de zones sera donc égale à $2pm$. Le nombre d'encoches dans chaque zone, identifié par le terme q_s , correspond au nombre d'encoches par pôle par phase de la machine, lui-même fonction du nombre d'encoches total Q :

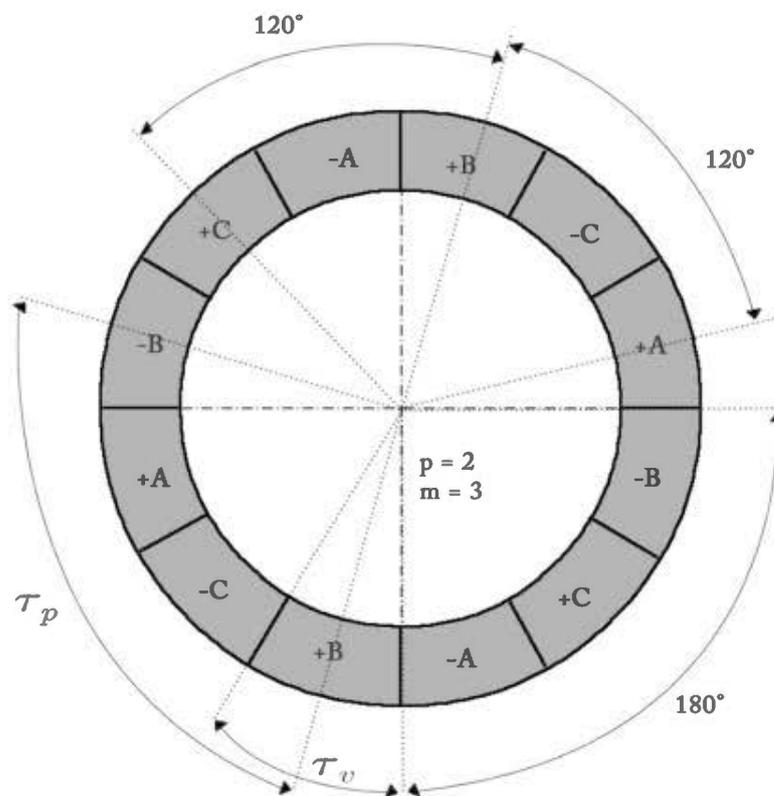


Figure 3.7 Division de la périphérie d'une machine triphasé à 2 paires de pôles en zones de phases

$$q_s = \frac{Q}{2pm} \quad (3.3)$$

Dans la plupart des génératrices synchrones de faible puissance, le bobinage est *régulier* avec un nombre q_s entier. Toutefois, il existe un type de bobinage *non-régulier* où le nombre q_s n'est pas un entier. Dans le cadre de ce travail, l'étude est portée uniquement sur le type régulier car sa mise en œuvre est simple et parfaitement adaptée aux machines de faible puissance.

Les zones de phases sont réparties symétriquement pour les trois phases de sorte que les zones de phases des phases A , B et C soit positionnées à la périphérie de la machine à une distance de 120° élec. les unes des autres.

Le bobinage triphasé de la génératrice synchrone à pôles saillants est distribué uniformément dans les encoches du stator créant ainsi des *Ampères-tours* à l'entrefer de forme quasi-sinusoïdale. La forme la plus simple d'un bobinage au stator produisant un champ tournant appréciable compte trois bobines réparties sur six encoches. On peut définir à ce stade le pas complet de bobinage, exprimé en nombre d'encoches :

$$y_Q = \frac{Q}{2p} \quad (3.4)$$

On définit également l'angle électrique entre deux encoches successives :

$$\alpha_u = \frac{360^\circ p}{Q} \quad (3.5)$$

3.2.5 Bobinage imbriqué à pas raccourci

Étant donné que les enroulements d'armature de la génératrice sont répartis diamétralement dans les encoches à la surface du stator, le flux (qui est proportionnel aux *Ampères-tours* Θ) traversant les enroulements n'interagit pas simultanément avec

toutes les bobines mais plutôt avec un certain déphasage. Ainsi, la f.é.m de l'enroulement de l'induit ne se calcule pas directement par le nombre de tours de bobine par phase T_{ph} puisqu'il faut introduire des coefficients de bobinage $k_{w\nu}$ correspondant à l'harmonique considérée. La f.é.m est ainsi calculée par le biais de la loi de *Faraday* (2.16) $E_m = -T_{ph}k_{w1} d\phi/dt = -d\Psi/dt$. On constate à partir de cette équation que le coefficient de bobinage indique la capacité d'un enroulement à produire des harmoniques. Ce facteur doit être pris en compte lors de l'élaboration du bobinage afin que le taux d'harmonique de la f.é.m induite rejoigne les critères imposés par le client.

En principe, pour le bobinage imbriqué à pas raccourci, il existe deux coefficients de bobinage : le coefficient de distribution et le coefficient de raccourcissement. Le coefficient de distribution tient compte de la répartition spatiale des bobines dans les encoches du stator et du déphasage en tension occasionnée par cette répartition. Le coefficient de distribution pour l'harmonique spatiale ν est donnée par :

$$k_{d\nu} = \frac{\sin\left(\nu \frac{q\alpha_u}{2}\right)}{q_s \sin\left(\nu \frac{\alpha_u}{2}\right)} \quad (3.6)$$

Pour un bobinage triphasé, le coefficient de distribution de l'harmonique fondamentale¹² est donné par :

$$k_{d1} = \frac{1}{2q_s \sin\left(\frac{\pi/6}{q_s}\right)} \quad (3.7)$$

¹² Pour la suite de ce mémoire, on va considérer $k_d = k_{d1}$

Le coefficient de raccourcissement, quant à lui, prend en compte le fait que le pas de bobinage réel y est inférieur au pas complet de bobinage y_Q . Pour l'harmonique ν , il est donné par :

$$k_{r\nu} = \sin\left(\nu \frac{y}{y_Q} \frac{\pi}{2}\right) \quad (3.8)$$

Le coefficient de raccourcissement de l'harmonique fondamentale¹³ est donné par :

$$k_{r1} = \sin\left(\frac{y}{y_Q} \frac{\pi}{2}\right) \quad (3.9)$$

Enfin, le coefficient de bobinage total d'un bobinage imbriqué à pas raccourci est formulé comme suit :

$$k_W = k_d k_r = \frac{\sin\left(\frac{y}{y_Q} \frac{\pi}{2}\right)}{2q_s \sin\left(\frac{\pi/6}{q_s}\right)} \quad (3.10)$$

3.2.6 Bobinage du circuit amortisseur

Le circuit amortisseur des machines synchrones est généralement formé de barres court-circuitées et insérées à la surface des becs des pôles saillants du rotor. Il n'y a donc aucune barre de circuit amortisseur au niveau de l'axe de quadrature des machines à pôles saillants; seul l'anneau de court-circuit entoure la totalité de la machine. De ce fait, la résistance et l'inductance du circuit amortisseur au niveau des axes « d » et « q » n'est pas la même. La figure 3.8 montre le circuit amortisseur d'une machine synchrone à pôles saillants (l'anneau de court-circuit n'est pas visible).

¹³ Pour la suite de ce mémoire, on va considérer $k_r = k_{r1}$

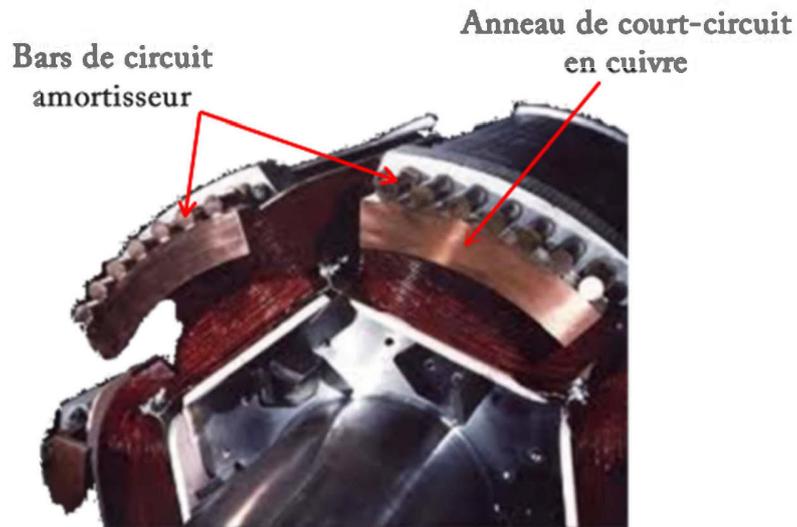


Figure 3.8 Structure du circuit amortisseur d'une machine synchrone à pôles saillants

Le circuit amortisseur permet d'améliorer les performances dynamiques de la machine synchrone. Sa fonction principale est d'amortir les fluctuations de vitesse lorsque la machine est sujette à des variations brusques du couple de charge (court-circuit dans le réseau, délestage de charge, etc...). Plus spécifiquement, le circuit amortisseur de la génératrice synchrone sert à amortir toutes fluctuations du champ principal.

Une conception précise du circuit amortisseur est très difficile en raison de son fonctionnement relativement complexe. C'est pour cette raison que l'on opte le plus souvent pour une conception par modèle analytique avec validation par éléments finis du résultat.

On peut néanmoins avancer certaines règles de base. Premièrement, le pas d'insertion des barres du circuit amortisseur doit être décalé de 10-15 % du pas d'encochements au stator afin d'éviter les pulsations de flux et le bruit (*Pyrhonen et al.*

2009). De plus, étant donné que le rotor des génératrices synchrones de faible puissance est le plus souvent fait d'un empilement de tôles d'acier isolées les unes des autres, les barres du circuit amortisseur doivent être court-circuitées par un anneau. Par ailleurs, afin de minimiser les pertes, la résistance des barres doit être minimale. La section transversale des barres est généralement de 20 à 30% de celle des bobines du circuit d'armature (Pyrhonen et al. 2009). Le matériau des barres est soit du cuivre ou de l'aluminium. La section transversale de l'anneau de court-circuit est approximativement de 30 à 50% de la section transversale totale des barres comprise dans un pôle de la machine (Pyrhonen et al. 2009). L'anneau est généralement fait du même matériau que les barres.

3.3 Dimensionnement du circuit magnétique

Le circuit magnétique de la génératrice, comme celui de toute machine électrique, est constitué de zones de matériaux ferromagnétiques et de zones d'air. Tous les enroulements de la machine contribuent plus au moins à la magnétisation du circuit magnétique. De façon général, on compte autant de circuit magnétique que de pôles dans la machine. Dans la littérature scientifique, l'analyse est usuellement réalisée sur un seul pôle en vue du dimensionnement complet du circuit magnétique.

En effet, le dimensionnement du circuit magnétique est basé sur l'analyse de la densité de flux B et de l'intensité du champ magnétique H le long d'un chemin bien défini. Le dimensionnement du circuit magnétique repose essentiellement sur la loi d'Ampère. On sélectionne en premier une densité de flux à l'entrefer B_g convenable. Par la suite, on évalue l'intensité du champ magnétique H dans toutes les parties de la machine. La force magnétomotrice (FMM) F_m est ainsi évaluée comme suit :

$$F_m = \oint_C \underline{H} \cdot d\underline{l} = \sum i = \Theta \quad (3.11)$$

Pour la conception primaire du circuit magnétique, seuls les bobinages destinés à magnétiser la machine sont considérés dans l'analyse; en d'autres termes la machine est analysée lors de son fonctionnement à vide. Ce choix est justifié par le fait que, pour une machine travaillant à des facteurs de puissance avoisinant l'unité, le régime à vide présente les valeurs de flux magnétiques les plus élevées. On considère donc ce cas d'étude comme étant le pire des cas en termes de choix dimensionnels en se basant sur les limitations d'induction imposées par les matériaux ferromagnétiques. L'influence du circuit d'armature, soit la réaction d'induit, est prise en compte plus tard lors de l'évaluation des performances de la machine. L'objectif final est de résoudre l'équation des potentiels magnétiques

$$U_{m,i} = \oint_C \underline{H}_i \cdot d\underline{l} \quad (3.12)$$

dans les différentes parties de la machine et d'évaluer in fine la force magnétomotrice correspondant à la somme $\sum U_{m,i}$. En procédant de la sorte, on peut déduire le courant de champ et le nombre de tours des bobines du circuit de champ. Cette tâche est réalisée de manière directe suite au dimensionnement des différentes parties du circuit magnétique. Dans cette section, on va présenter les équations de dimensionnement du rotor et du stator de la génératrice synchrone à pôles saillants.

Avant de présenter les équations de dimensionnement, on prend comme hypothèses que :

- Les circuits magnétiques ont une perméabilité infinie;
- On néglige les effets de la saturation (pris en compte plus tard).

On définit par la suite les variables d'entrée du dimensionnement qui vont servir ultérieurement comme variables d'optimisation du modèle analytique. Ces variables sont présentées au tableau 3.1. On retrouve également d'autres paramètres de dimensionnement dans le cahier de charge comme on le verra dans le chapitre 7.

Tableau 3.1 Variables d'entrée du dimensionnement de la génératrice synchrone à pôles saillants

Variables	Symboles	Unité
Diamètre d'alésage	D	mm
Courant de champ	I_f	A
Charge linéique au rotor	A_r	A/mm
Charge linéique au stator	A_s	A/mm
Densité de courant au rotor	J_r	A/mm ²
Densité de courant au stator	J_s	A/mm ²
Induction d'entrefer	B_δ	T
Induction dans les dents du stator	B_{ds}	T
Induction dans les becs du stator	B_{bs}	T
Induction dans la culasse du stator	B_{cs}	T
Induction dans les pôles du rotor	B_p	T
Induction dans les becs du rotor	B_{br}	T
Induction dans la culasse du rotor	B_{cr}	T
Facteur de fermeture d'encoches	k_{bs}	%
Facteur de remplissage d'encoches au stator	α_s	%

3.3.7 Dimensionnement de la longueur effective du noyau de fer

La longueur axiale du noyau de fer, qui correspond en fait à longueur utile de la machine, est limitée principalement par : (i) des critères d'encombrement (ii) les effets mécaniques dus à la rotation du rotor.

Les critères d'encombrement sont pris en compte en imposant des limites aux variables d'optimisation; limites le plus souvent imposées par le client dans le cahier de charges. Concernant les effets de la force centrifuge et vibratoires, pour des machines standards, on utilise le ratio de la longueur effective de la machine au diamètre à l'entrefer :

$$\chi = \frac{l_{fe}}{D} \quad (3.13)$$

Pour une machine synchrone ayant plus d'une paire de pôle (majorité des génératrices synchrones), la valeur de χ est donnée par (Pyrhonen et al. 2009) :

$$\chi \approx \frac{\pi}{4p} \sqrt{p} \quad (3.14)$$

3.3.8 Dimensionnement de l'entrefer

L'influence de la longueur de l'entrefer est considérable. En principe, le courant de magnétisation est d'autant plus faible que l'entrefer est petit, tandis que les courants induits à la surface du rotor et du stator sont plus élevés à cause des harmoniques de perméance générées par les encoches semi-ouvertes au stator et la saillance des pôles du rotor. Malgré l'importance du dimensionnement de l'entrefer, aucune relation optimale n'a été développée jusqu'à ce jour pour évaluer sa longueur; seules des équations empiriques sont utilisées.

Pour la machine synchrone, la taille de l'entrefer est principalement déterminée par la réaction d'induit maximale permise. En effet, il faut s'assurer que la réaction d'induit (flux généré par la force magnétomotrice du circuit d'armature) ne réduise pas substantiellement la densité de flux d'une face/côté d'un pôle magnétique. Pour réaliser cette condition, la force magnétomotrice du circuit de champ doit être supérieure à celle du circuit d'armature (Pyrhonen et al. 2009). Cette condition est formulée comme suit :

$$\frac{B_{\delta m}}{\mu_0} \delta k_C \geq \frac{1}{2} \alpha_{MS} \tau_p A_s \quad (3.15)$$

Où k_C est le coefficient de Carter. Ainsi, l'entrefer de la machine synchrone est donné par :

$$\delta \geq \frac{1}{2} \alpha_{MS} \mu_0 \tau_p \frac{A_g}{B_{\delta m}} = \gamma \tau_p \frac{A_g}{B_{\delta m}} \quad (3.16)$$

Où le coefficient γ (tableau 3.2) comprend la largeur relative des becs des pôles α_{MS} , μ_0 et la constante $1/2$.

3.3.9 Dimensionnement du stator

La géométrie de base de l'induit de la génératrice synchrone est montrée à la figure 3.9. Le stator est composé d'encoches, de dents, de becs aux extrémités des dents et d'une culasse. Les bobines sont longées dans les encoches avec un certain coefficient de remplissage.

Le calcul des dimensions du stator est basée sur la loi de conservation du flux (2.4) et le théorème d'Ampère (2.19).

Le pas d'encoche θ_{pas} correspond à la largeur angulaire d'une dent θ_{dent} et d'une encoche θ_{enco} . Ce pas est calculé à partir du nombre d'encoches Q :

$$\theta_{pas} = \theta_{dent} + \theta_{enco} = \frac{2\pi}{Q} \quad (3.17)$$

La largeur angulaire des dents θ_{dent} est calculée à partir de la conservation du flux entre l'entrefer et une dent comme suit :

Tableau 3.2 Coefficient γ pour différents types d'entrefer de la machine synchrone à pôles saillants (Pyrhönen et al. 2009)

Entrefer constant sous les becs des pôles	$\gamma = 7 \times 10^{-7}$
Entrefer conçu pour produire une distribution de densité de flux de forme sinusoïdale	$\gamma = 4 \times 10^{-7}$

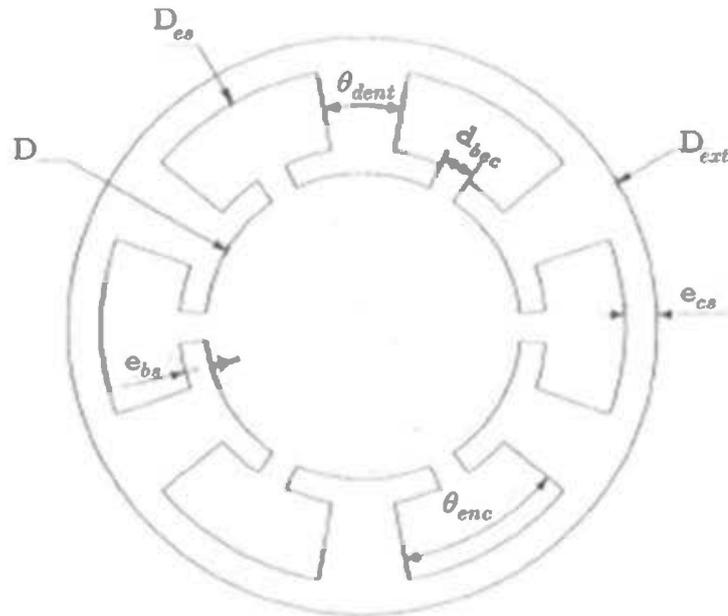


Figure 3.9 Géométrie de base du dimensionnement du stator de la génératrice synchrone (Radaorozandry 2007)

$$\theta_{dent} = \alpha_i \beta \frac{B_{\delta m}}{B_{dm}} \quad (3.18)$$

Ici, la constante $\alpha_i = \frac{2}{\pi}$. On définit ainsi le facteur d'ouverture d'encoches k_{es} , compris entre 0 et 1, par :

$$k_{es} = \frac{\theta_{enco}}{\theta_{pas}} \quad (3.19)$$

Les bords aux extrémités des dents ont des rôles importants. Tout d'abord, ils servent de supports aux bobines logées dans les encoches. Ensuite, ces bords vont servir à concentrer le flux provenant de l'entrefer dans les dents (Radaorozandry 2007). L'épaisseur des bords e_{bs} est calculée comme suit :

$$e_{bs} = k_{bs}^* \frac{\pi D k_{es} B_{\delta m}}{Q 2 B_{bsm}} \quad (3.20)$$

La distance entre deux becs d_{bs} est calculée par :

$$d_{bs} = k_{es} (1 - k_{bs}^*) \frac{\pi D}{Q} \quad (3.21)$$

Connaissant le coefficient de remplissage dans les encoches α_s , on peut évaluer le diamètre de fond d'encoches D_{es} par l'expression suivante :

$$D_{es} = \sqrt{(D + 2e_{bs})^2 + \frac{4A_s (D + 2e_{bs})}{J_s \alpha_s k_{es}}} \quad (3.22)$$

L'épaisseur de la culasse du stator e_{cs} est obtenue en appliquant la conservation du flux entre l'entrefer et la culasse. Le flux total sous un pôle se divise en deux pour rejoindre les pôles magnétiques les plus proches de chaque côté. De ce fait, le flux dans la culasse est la moitié de celui sous un pôle (*Radaorozandry 2007*). On obtient donc :

$$e_{cs} = \beta \frac{\pi D B_{\delta m}}{4p B_{csm}} \quad (3.23)$$

Le diamètre extérieur du stator D_{ext} est égal à :

$$D_{ext} = D_{es} + 2e_{cs} \quad (3.24)$$

3.3.10 Dimensionnement du rotor

La géométrie de base de l'inducteur de la génératrice synchrone est montrée à la figure 3.10. Le rotor est composé de pôles surmontés de becs à leur extrémité et d'une

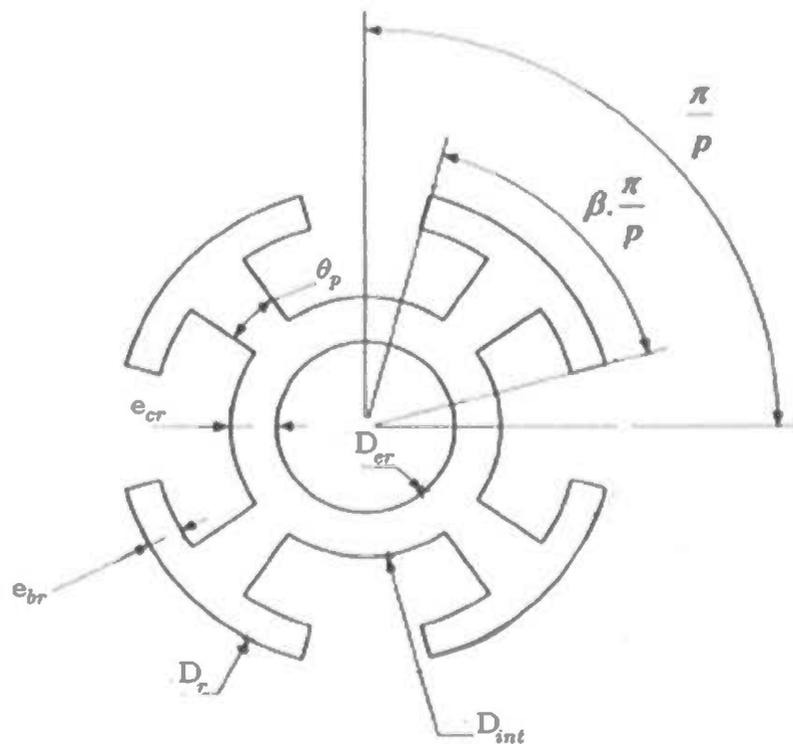


Figure 3.10 Géométrie de base du dimensionnement du rotor de la génératrice synchrone (Radaorozandry 2007)

culasse. Le rotor est alésé pour limiter la dispersion du flux et pour le couplage avec l'arbre de transmission.

Le diamètre du rotor à la périphérie de l'entrefer D_r est déduit du diamètre d'alésage du stator et de la longueur de l'entrefer comme suit :

$$D_r = D - 2\delta \quad (3.25)$$

La largeur des pôles du rotor θ_p est déterminée par :

$$\theta_p = \frac{\pi}{p} \beta \frac{B_{\delta m}}{B_{pm}} \quad (3.26)$$

On définit également le facteur d'ouverture des pôles par pas polaire k_{pr} égal à :

$$k_{pr} = 1 - \frac{B_{\delta m}}{B_{pm}} \quad (3.27)$$

Pour évaluer l'épaisseur des becs du rotor e_{br} , on utilise une méthode similaire à celle utilisée pour le calcul de l'épaisseur des becs du stator. On aura donc :

$$e_{br} = \frac{\pi D}{2p} \beta \frac{k_{pr}}{2} \frac{B_{\delta m}}{B_{brm}} \quad (3.28)$$

Pour le rotor, la largeur angulaire des becs est égale à la largeur d'un pas polaire π/p multiplié par le facteur d'ouverture des pôles β . Le diamètre de fond d'encoches D_{er} est ainsi égal :

$$D_{er} = \sqrt{(D_r - 2e_{br})^2 + \frac{4A_r (D_r - 2e_{br})}{J_r \alpha_r k_{pr}}} \quad (3.29)$$

En appliquant la conservation du flux entre l'entrefer et la culasse du rotor, on trouve l'épaisseur de la culasse du rotor :

$$e_{cr} = \beta \frac{\pi D}{4p} \frac{B_{\delta m}}{B_{crm}} \quad (3.30)$$

Le diamètre intérieur du rotor de la machine est calculé par la relation suivante :

$$D_{int} = D_{er} + 2e_{cr} \quad (3.31)$$

3.4 Dimensionnement des enroulements

Comme on l'a vu plutôt à la section 3.2 de ce chapitre, la configuration des différents enroulements de la machine est la suivante :

- Le bobinage du circuit de champ sera composé de bobines enroulées autour des pôles et connectées en série. Elles seront alimentés par un courant de champ continu qu'il s'agit de déterminer. Il faut également évaluer le nombre de tours de chaque bobine de champ et identifier le type de conducteur à utiliser en se référant à la norme AWG.
- Le bobinage du circuit d'armature sera un bobinage imbriqué à pas raccourci. Le bobinage imbriqué impose la présence de deux bobines par encoches. On doit donc évaluer le nombre de tours de chaque bobine et identifier le type de conducteur à utiliser en se référant à la norme AWG. Toutes les bobines d'une même phase seront reliés en série, il n'y aura donc qu'un seul circuit parallèle.
- Le bobinage du circuit amortisseur est dimensionné de façon empirique. On va se baser essentiellement sur les principes établis à la sous-section 3.2.6 et sur l'analyse par éléments finis.

3.4.11 Bobinage du stator

Après avoir défini le nombre de phases m , le pas complet de bobinage y_Q , le pas raccourci y , le nombre d'encoches par phase par pôle q_s et le coefficient de bobinage k_w , on doit déterminer le nombre de tours des bobines par phase T_{ph} requis. Pour ce faire, on commence par estimer la f.é.m $E_m = \omega\Psi_m$ induite par le flux d'entrefer ($\Psi_m = L_m I_m$) et ce à partir de la valeur RMS du fondamental de la tension induite à vide U_1 . Dans le cas de la génératrice synchrone, on a (Pyrhonen et al. 2009) :

$$E_m \approx 1.03 - 1.06U_1 \quad (3.32)$$

Pour des génératrices ayant une forte réaction d'induit, on prend :

$$E_m \approx 1.2 - 2U_1 \quad (3.33)$$

Le nombre de spires par phase est ainsi donné par :

$$T_{ph} = \frac{\sqrt{2}E_m}{\omega k_w \alpha_i B_{\delta m} T_p l_{fe}} \quad (3.34)$$

La valeur obtenue par l'équation (3.34) doit être arrondie au plus proche. Par la suite on calcule le nombre de conducteur par encoches, z_Q , sachant que le nombre de circuit parallèle est $a = 1$ et que le nombre de phases est $m = 3$. On a :

$$z_Q = \frac{2am}{Q} T_{ph} \xrightarrow{a=1 \text{ et } m=3} z_Q = \frac{6}{Q} T_{ph} \quad (3.35)$$

Étant donné que le bobinage est imbriqué et à double couche, le nombre de conducteur par encoches doit être un nombre pair. Si ce n'est pas le cas, on soustrait 1 de la valeur obtenue par l'équation (3.35) et on recalcule le nombre de tours de bobines par phase avec la même équation puisque cette fois-ci on connaît z_Q .

On doit aussi connaître la taille des conducteurs à utiliser afin de respecter le critère de densité de courant imposé. On commence par évaluer la valeur efficace du courant nominal au stator par :

$$I_s = \frac{P \cos \varphi}{m U_s^{ph}} \quad (3.36)$$

La taille d'un conducteur au stator est obtenue comme suit :

$$S_{cu}^s = \frac{I_s}{a J_s} \quad (3.37)$$

Le bobinage des petites machines électriques est constitué de fils de cuivre à section circulaire. Dans ce cas-ci, le coefficient de remplissage α_s (incluant l'isolant sur le fil et l'isolation de l'encoche) dépend fortement de la qualité d'assemblage du bobinage et varie entre 60 et 90% (Pyrhonen et al. 2009). Ainsi après avoir déterminé la

taille des conducteurs et connaissant la section des encoches au stator S_{enc}^s , il reste à vérifier que le coefficient de remplissage α_s qui est donné par

$$\alpha_s = \frac{z_Q S_{cu}^s}{S_{enc}^s}, \quad (3.38)$$

respecte bien les conditions d'espacement précitées. Dans le cas contraire, il faut diminuer la taille des conducteurs. Par ailleurs, la taille des fils conducteurs est normalisée dans le standard AWG (*American Wire Gauge*). La section obtenue par (3.37) est en m^2 , tandis que la norme répertorie les tailles de conducteurs en unité « *cmils* ». Le facteur de conversion est le suivant :

$$1 [m^2] \triangleq 5.066 \times 10^{10} [cmils] \quad (3.39)$$

Après conversion, on choisit le numéro de conducteur le plus proche du résultat obtenu. Finalement, le nombre de tour d'une seule bobine au stator est donné simplement par :

$$T_{bob}^s = \frac{z_Q}{2} \quad (3.40)$$

3.4.12 Bobinage du rotor

Afin de dimensionner les bobines du rotor, il nous faut tout d'abord évaluer les Ampères-tours nécessaires à la production de la force magnétomotrice. Pour ce faire, on va se baser sur le modèle à réductance de la machine synchrone. Ce dernier utilise un réseau de réductances magnétiques construit suivant la connaissance de la géométrie et du trajet de flux dans le circuit magnétique de la machine synchrone à pôle saillant (*Radaorozandry 2007*). La valeur de la réductance est calculée à partir des dimensions géométriques d'une portion du circuit magnétique. Des simplifications sont introduites pour le calcul de la géométrie de certaines composantes du circuit magnétique. Par

exemple, pour évaluer la réluctance d'une dent du stator, on ne tient pas compte des becs d'encoches. La figure 3.11 montre le réseau de réluctances du circuit magnétique correspondant à la moitié d'un pôle du rotor.

Le calcul des réluctances dépend du trajet de flux dans le circuit magnétique de la machine. Leur valeur est déterminée à partir des dimensions géométriques par la formule de base suivante :

$$\mathfrak{R}_m = \frac{l_m}{\mu_m S_m} \quad (3.41)$$

Ainsi les valeurs des réluctances présentées dans le réseau de la figure 3-11 sont données par (Radaorozandry 2007) :

- *Réluctance des dents du stator :*

$$\mathfrak{R}_{ds} = \frac{(D_{es} - D)/2}{\mu_{ds} \left[\frac{n\theta_{dent} l_{fe} (D_{es} + D)}{4p} \right]} \quad (3.42)$$

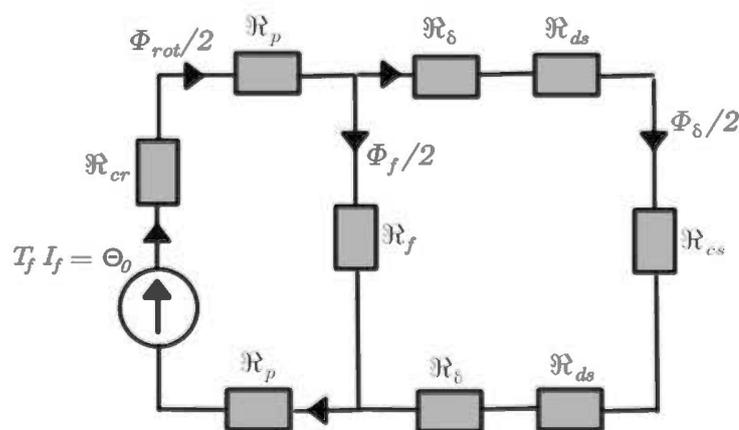


Figure 3.11 Circuit de réluctances de la génératrice synchrone

- *Réductance de la culasse du stator :*

$$\mathfrak{R}_{cs} = \frac{\frac{\pi}{Q}(D_{es} + e_{cs})}{\mu_{cs}(e_{cs}l_{fe})} \quad (3.43)$$

- *Réductance de l'entrefer :*

$$\mathfrak{R}_{\delta} = \frac{k_C \delta}{\mu_0 \left(\frac{\beta \pi D}{2 p 2} l_{fe} \right)} \quad (3.44)$$

Le coefficient de Carter k_C permet d'obtenir un facteur de correction de la longueur d'entrefer pour en calculer une équivalente, correspondant à une machine à rotor et stator concentriques et lisses. Il permet donc de prendre en compte la variation de perméance engendrée par les dents et les encoches. Il est approximé géométriquement par la relation suivante (Radaorozandry 2007) :

$$k_C \approx \frac{\pi D/Q}{\left(\pi D/Q \right) - \left[\frac{k_{bs}^2 (\theta_{enco} D/2)^2}{5\delta + k_{bs} (\theta_{enco} D/2)} \right]} \quad (3.45)$$

- *Réductance des pôles du rotor :*

$$\mathfrak{R}_p = \frac{(D_r - D_{er})/2}{\mu_p \left[\frac{\theta_p l_{fe} (D_r + D_{er})}{2 \quad 2} \right]} \quad (3.46)$$

- *Réductance de la culasse du rotor :*

$$\mathfrak{R}_{cr} = \frac{\pi (D_{er} - e_{cr})}{\mu_{cr} (e_{cr} l_{fe})} \frac{p}{2} \quad (3.47)$$

- *Réductance de fuite au rotor :*

$$\mathfrak{R}_f = \frac{(1 - \beta) \frac{\pi}{p} (D_r + D_{er}) / 4}{\mu_0 l_{fe} (D_r - D_{er}) / 2} \quad (3.48)$$

- *Réductance totale du rotor :*

$$\mathfrak{R}_{rotor} = \mathfrak{R}_{cr} + 2\mathfrak{R}_p \quad (3.49)$$

- *Réductance totale du stator :*

$$\mathfrak{R}_{stator} = \mathfrak{R}_{cs} + 2\mathfrak{R}_{ds} \quad (3.50)$$

Dans les équations (3.42) à (3.50), on remarque que la valeur des réductances dépend de la perméabilité relative μ . Le calcul des réductances peut donc se faire en linéaire ou en saturé. Si on considère que la perméabilité μ est constante, les réductances obtenues par cette méthode sont linéaires. Dans le cas où on tient compte de la caractéristique $B(H)$ (figure 3-12) des matériaux ferromagnétiques de la machine, on arrive à déterminer les réductances saturées. Pour un dimensionnement précis du bobinage rotorique, une méthode pour prendre en compte la saturation du circuit magnétique est proposée.

On commence donc par évaluer l'intensité du champ magnétique dans les différentes parties du circuit magnétique. Après avoir sélectionné les matériaux magnétiques du rotor et du stator, on introduit numériquement leur courbe $B(H)$ dans

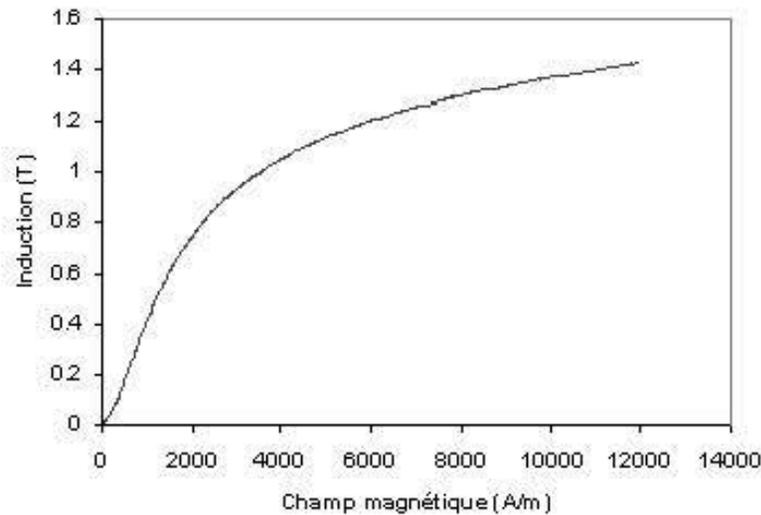


Figure 3.12 Courbe B(H) typique d'un matériau ferromagnétique

le programme numérique de conception sur Matlab® (annexe E.3). Ensuite, connaissant la valeur max de l'induction (voir tableau 3-1), on évalue l'intensité du champ magnétique H par le biais d'une interpolation spline cubique (fonction spline). Enfin, en utilisant (2.12), on obtient la valeur saturée de la perméabilité de la zone ferromagnétique considérée.

On évalue maintenant la valeur maximale du flux magnétique à l'entrefer par la relation suivante :

$$\Phi_{\delta m} = \alpha_r \tau_p l_{fs} B_{\delta m} \quad (3.51)$$

Ensuite, en appliquant la loi des mailles et la loi des nœuds au circuit magnétique de la figure 3-11, on obtient le système d'équations suivant :

$$\mathfrak{R}_{rotor} \frac{\Phi_{rot}}{2} + \mathfrak{R}_f \frac{\Phi_f}{2} = \Theta_0 \quad (3.52)$$

$$\left(\mathfrak{R}_{stator} + 2\mathfrak{R}_\delta\right)\frac{\Phi_\delta}{2} - \mathfrak{R}_f\frac{\Phi_f}{2} = 0 \quad (3.53)$$

$$\Phi_\delta + \Phi_f = \Phi_{rot} \quad (3.54)$$

À partir de (3.53), on peut évaluer le flux de fuite au rotor comme suit :

$$\Phi_f = \frac{\left(\mathfrak{R}_{stator} + 2\mathfrak{R}_\delta\right)}{\mathfrak{R}_f}\Phi_\delta \quad (3.55)$$

Le flux au rotor est déterminé à partir de (3.54). Enfin, on calcule les Ampères-tours à vide Θ_0 nécessaires à la production de la FMM à partir de (3.52).

Comme discuté à la sous-section 2.7.1, la somme des chutes de potentiels magnétiques U_m^{tot} autour du circuit magnétique complet doit être égale à la somme des courants de magnétisation dans le circuit de champ. Ainsi, l'égalité suivante doit être vérifiée :

$$U_m^{tot} = \Theta_0 = \sum i = T_f I_f \quad (3.56)$$

Étant donné que le courant de magnétisation a été établi comme variable de dimensionnement dans notre problème de conception (voir tableau 3-1), le calcul va se porter sur le nombre de tours d'une bobine de champ T_f^{bob} en utilisant la relation suivante :

$$T_f^{bob} = \frac{\Theta_0}{I_f} \quad (3.57)$$

La taille d'un conducteur d'une bobine au rotor est obtenue comme suit :

$$S_{cu}^r = \frac{I_f}{J_r} \quad (3.58)$$

Après avoir déterminé la taille des conducteurs et connaissant l'espace interpolaire sous les becs du rotor $S_{enc,r}$, il reste à vérifier le coefficient de remplissage α_r qui est donné par :

$$\alpha_r = \frac{2T_f^{bob} S_{cu}^r}{S_{enc}^r} \quad (3.59)$$

3.5 Calcul des paramètres du circuit équivalent de la génératrice

En général, la machine synchrone à pôles saillants peut être représentée de façon schématique comme à la figure 3-13. Le stator possède trois axes a , b et c , chacun d'eux correspondant à une phase du circuit d'armature. Le rotor a, quant à lui, deux axes distincts; un axe direct « d » qui est l'axe magnétique principal du circuit de champ et l'axe de quadrature « q » perpendiculaire à l'axe direct.

Le problème principal dans la modélisation d'une machine à pôles saillants réside dans le fait que la taille de l'entrefer varie le long de la circonférence de la machine; étant à son minimum au niveau de l'axe direct et à son maximum au niveau de l'axe de quadrature. Le flux situé dans l'axe de quadrature traverse une plus grande réluctance que celui situé dans l'axe directe. Ainsi, la réluctance de l'entrefer varie entre deux valeurs extrêmes. On peut donc affirmer que la réactance de phase du stator dépend de la position du rotor. Généralement, l'analyse de la génératrice synchrone à pôles saillants est basée sur le calcul des paramètres de la machine selon un référentiel d - q fixé au rotor de la machine et tournant à la même vitesse. Les trois enroulements de phase du stator sont de ce fait remplacés par deux enroulements fictifs, l'un selon l'axe d et l'autre selon l'axe q . L'analyse de la génératrice est facilitée par cette approche et il est possible de passer d'un référentiel à un autre par le biais d'une transformation. En supposant que la machine fonctionne en régime permanent équilibré (pas de courants de séquence-zéro),

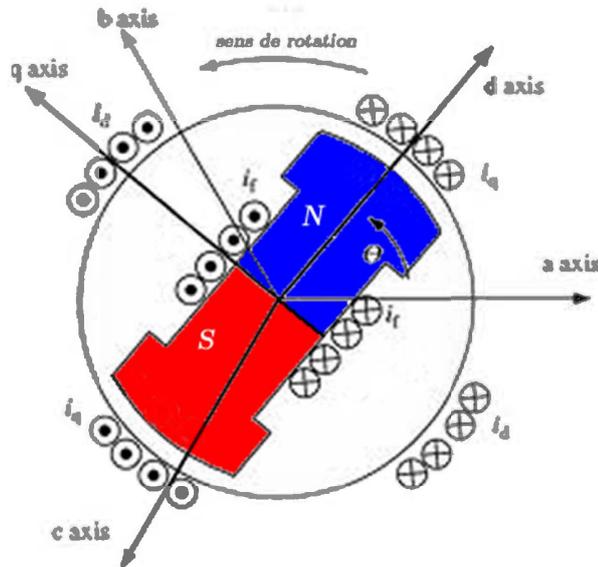


Figure 3.13 Schéma d'une machine synchrone triphasée bipolaire à pôles saillants

la transformation des courants du stator du référentiel abc vers le référentiel $d-q$ est donnée par :

$$\begin{bmatrix} I_d \\ I_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - 2\pi/3) & \cos(\theta + 2\pi/3) \\ \sin(\theta) & \sin(\theta - 2\pi/3) & \sin(\theta + 2\pi/3) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_a \\ I_b \\ I_c \end{bmatrix} \quad (3.60)$$

On peut maintenant écrire les équations de tensions du circuit d'armature équivalent comme suit :

$$V_d = R_\varphi I_d + X_d I_d - \omega \Psi_q \quad (3.61)$$

$$V_q = R_\varphi I_q + X_q I_q + \omega \Psi_d \quad (3.62)$$

On remarque que dans (3.61) et (3.62), toutes les quantités sont indépendantes de la position angulaire du rotor. Les circuits équivalents de la génératrice synchrone à pôles saillants dans les deux axes d et q sont présentés à la figure 3.14. Le fonctionnement de la génératrice en régime transitoire sera discuté plus tard lorsque l'on va aborder les essais dynamiques sur la machine.

3.5.13 Calcul des résistances

La résistance électrique d'un conducteur est sa capacité à s'opposer au passage d'un courant électrique. Elle est liée aux dimensions géométriques des conducteurs, soit leur longueur l , leur section S_{cu} et à leur résistivité ρ_{cu} . La résistance d'un fil de cuivre est donnée par :

$$R_i = \rho_{cu} \frac{l_i}{S_{cu}^i} \quad (3.63)$$

La résistivité du cuivre ρ_{cu} dépend de la résistivité ρ_0 à 20°C, du coefficient thermique de résistivité β_0 selon :

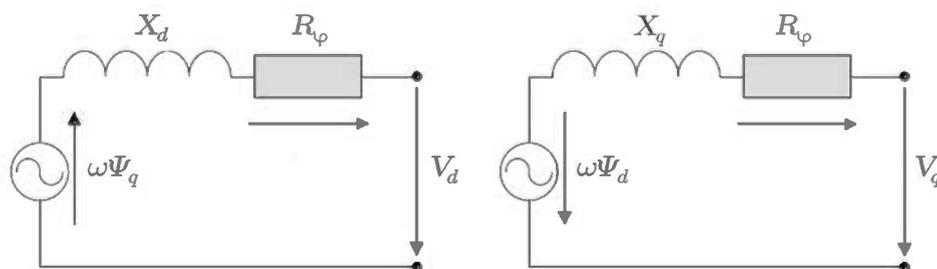


Figure 3.14 Circuit équivalent de la machine synchrone à pôles saillants en régime permanent – à gauche circuit de l'axe d – à droite circuit de l'axe q

$$\rho_{cu} = \rho_0 [1 + \beta_0 (T - 20)] \quad (3.64)$$

Dans le cas du calcul de la résistance d'une bobine, l'estimation de sa longueur totale est une tâche difficile, notamment parce qu'il faut tenir compte de la longueur des têtes de bobines l_{ew} qui s'obtient de façon approximative par l'expression suivante (Radaorozandry 2007) :

$$l_{ew} = \frac{\pi (l_{pas} + l_{dent})}{2} + l_{pas} k_{ov} (p_{bob} - 1) \quad (3.65)$$

La largeur d'un pas d'encoche mesuré à la mi-hauteur d'une dent l_{pas} est donnée par :

- Pour le stator :

$$l_{pas}^s = \frac{D_{es} + (D + 2e_{bs})}{4} \theta_{pas} \quad (3.66)$$

- Pour le rotor :

$$l_{pas}^r = \frac{D_r - (D_{er} + 2e_{br})}{4} \frac{\pi}{p} \beta \quad (3.67)$$

La largeur des dents (ou pôles) à leur mi-hauteur l_{dent} est donnée par :

- Pour le stator :

$$l_{dent}^s = \frac{D_{es} + (D + 2e_{bs})}{4} \theta_{dent} \quad (3.68)$$

- Pour le rotor :

$$l_{dent}^r = \frac{D_r - (D_{er} + 2e_{br})}{4} \theta_p \quad (3.69)$$

Le pas de bobinage p_{bob} est donné en nombre d'encoches. Pour le rotor on a $p_{bob} = 1$, tandis que pour le stator $p_{bob} = y$. Le facteur k_{ov} sert à estimer l'allongement de la longueur des têtes de bobines dans le cas où $p_{bob} > 1$. La valeur de ce facteur est obtenue par des expériences et est comprise entre 1.6 et 2. On prend généralement une valeur intermédiaire $k_{ov} = 1.85$. Ainsi, la longueur des têtes de bobines est exprimée comme suit :

- Pour le stator :

$$l_{ew}^s = \frac{\pi}{2} \frac{(l_{pas}^s + l_{dent}^s)}{2} + 1.85 l_{pas}^s (y - 1) \quad (3.70)$$

- Pour le rotor :

$$l_{ew}^r = \frac{\pi}{2} \frac{(l_{pas}^r + l_{dent}^r)}{2} \quad (3.71)$$

Ainsi, la résistance d'une bobine composée d'une seule spire est donnée par :

$$R_{bob} = \rho_{cu} \frac{2(l_{fe} + l_{ew})}{S_{cu}} \quad (3.72)$$

Finalement, on trouve la résistance du circuit de champ par :

$$R_f = 2p T_f^{bob} R_{bob}^r = T_f R_{bob}^r \quad (3.73)$$

Et la résistance d'une phase du stator est obtenue comme suit :

$$R_\varphi = \frac{Q}{m} z_Q R_{bob}^s \quad (3.74)$$

3.5.14 Calcul des réactances synchrones

L'inductance principale de réaction d'induit d'une machine électrique est définie par les dimensions du circuit magnétique, de la configuration du bobinage et des propriétés des matériaux ferromagnétiques. Une méthode de calcul de l'inductance principale de magnétisation pour la génératrice synchrone non-saturée est présentée ci-après. Les inductances d'axe d et q sont ensuite dérivées en prenant en compte la saillance des pôles de la machine.

On commence par admettre que la distribution radiale de la densité de flux à l'entrefer est sinusoïdale le long d'un pas polaire τ_p et que celle-ci ne varie pas selon la direction axiale de la machine. La valeur maximale du flux propre à l'entrefer est calculée par le flux maximal à l'entrefer que multiplie le nombre de tours effectif de bobines par phase du stator :

$$\Psi_{\delta m} = (k_w T_{ph}) \Phi_{\delta m} \quad (3.75)$$

Or, d'après la définition du flux maximal d'entrefer donnée par (3.51), on peut écrire (3.75) sous la forme suivante :

$$\Psi_{\delta m} = \alpha_i k_w T_{ph} \tau_p l_{fe} B_{\delta m} \quad (3.76)$$

La densité de flux à l'entrefer peut être approximée par la relation suivante (Pyrhonen et al. 2009) :

$$B_{\delta m} = \frac{\mu_0}{\delta_{eq}} F_m = 2\alpha_i \frac{\mu_0 k_w T_{ph}}{2p\delta_{eq}} \sqrt{2} I_s \quad (3.77)$$

Ici δ_{eq} représente l'entrefer équivalent qui constitue en quelque sorte un entrefer théorique modifié permettant de prendre en considération le caractère non-uniforme de l'entrefer de la machine synchrone; en raison notamment des encoches du stator. Il est donné par (Pyrhonen et al. 2009) :

$$\delta_{eq} \approx k_C \delta \quad (3.78)$$

où k_C est le coefficient de Carter (Carter, 1901) que l'on peut calculer par (3.45) dans le cas de la machine synchrone à pôles saillants et à rotor bobiné; F_m est la force magnétomotrice engendrée par une des phases du bobinage du stator. En remplaçant (3.77) dans (3.76), on obtient l'expression du flux propre d'une phase statorique :

$$\Psi_{\delta m} = \frac{\alpha_i^2 \mu_0 \tau_p l_{fe} (k_w T_{ph})^2}{p \delta_{eq}} \sqrt{2} I_s \quad (3.79)$$

De façon générale, l'inductance principale de réaction d'induit d'une machine à m -phases et à pôles lisses est donnée par :

$$\begin{aligned} L_m &= \frac{m \Psi_{\delta m}}{2 I_{sm}} = \frac{m \Psi_{\delta m}}{2 \sqrt{2} I_s} = \frac{m \alpha_i^2 \mu_0 \tau_p l_{fe} (k_w T_{ph})^2}{2 p \delta_{eq}} \\ &= \frac{m \mu_0 l_{fe} D}{\pi p^2 \delta_{eq}} (k_w T_{ph})^2 \end{aligned} \quad (3.80)$$

Il apparait clairement à partir de (3.80) que la valeur de l'inductance principale dépend uniquement du diamètre à l'entrefer D , du nombre de phases m , du nombre de paires de pôles p , du nombre effectifs de tours de bobines au stator, de la longueur de l'entrefer équivalent δ_{eq} et de la longueur axial du fer de la machine l_{fe} . À noter que la valeur de l'inductance principale est l'inductance d'une seule phase du stator. Il faut

donc multiplier la valeur de cette inductance par $3/2$ pour avoir son équivalent pour un système triphasé.

Pour pouvoir calculer les inductances selon les axes d et q de la machine, il faut prendre en compte la saillance des pôles. Le rapport de saillance est défini comme étant le rapport entre les inductances L_d et L_q :

$$\kappa = \frac{L_d}{L_q} \quad (3.81)$$

Le rapport de saillance κ peut être supérieur ou égal à 1 dans le cas de machine à pôles saillants. Jusqu'ici, nous avons calculé l'inductance principale de la machine. Néanmoins, la valeur des inductances selon les axes d - q dépend de la géométrie du rotor de la machine, plus précisément de la saillance de celle-ci. Pour prendre en compte la saillance du rotor, on définit les facteurs de forme κ_d et κ_q sur les deux axes. Les inductances sur les deux axes sont calculées comme suit :

$$L_d = \kappa_d L_m \quad (3.82)$$

$$L_q = \kappa_q L_m \quad (3.83)$$

On peut exprimer les facteurs de formes de façon approximative comme suit (*Radaorozandry 2007*) :

$$\kappa_d = \frac{\alpha_i}{2} (\beta\pi + \sin \beta\pi) \quad (3.84)$$

$$\kappa_q = \frac{\alpha_i}{2} (\beta\pi - \sin \beta\pi) \quad (3.85)$$

Pour le calcul des réactances synchrones, il suffit de multiplier la valeur des inductances par la fréquence de pulsation des courants statoriques en *rad/s* :

$$X_d = \omega L_d \quad (3.86)$$

$$X_q = \omega L_q \quad (3.87)$$

3.6 Calcul du rendement

Le bilan de puissance de la génératrice synchrone est montré à la figure 3.15. Pour calculer le rendement de la génératrice en cours de conception, il faut donc commencer par évaluer les pertes de puissance.

Considérons tout d'abord les pertes rotationnelles. Celles-ci sont dues à l'inertie du rotor et la friction dans les différentes parties de la transmission mécanique. Durant la phase de conception, il n'est malheureusement pas possible de les évaluer. On ne peut calculer ces pertes que lors de la phase de prototypage et d'essai.

Concernant les pertes fer ou pertes magnétiques, celles-ci sont composées des pertes par hystérésis et des pertes par courants de Foucault. Ces pertes sont directement liées à l'induction magnétique et au poids des différentes composantes du circuit

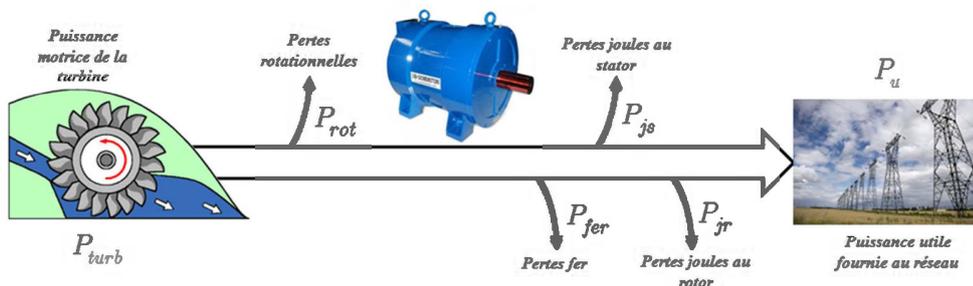


Figure 3.15 Bilan de puissance de la génératrice synchrone

magnétique du stator. Les fabricants de tôles d'acier fournissent généralement une courbe des pertes fers par unité de masse en fonction de l'induction magnétique pour une fréquence donnée. Pour l'acier 50A350, l'allure de cette courbe est montrée à la figure 3.16. Ainsi pour évaluer les pertes fers au stator, les masses des dents et de la culasse sont d'abord calculées. Puis, en utilisant les données de densité de flux des dents et de la culasse, on identifie à partir de la courbe de la figure 3.16 la valeur correspondante des pertes fer massiques. Enfin, on utilise la relation suivante pour calculer les pertes fers totales :

$$P_{fer} = \left[P_{ds}^{fer} \right]_{w/kg} \times m_{ds} \times Q + \left[P_{cs}^{fer} \right]_{w/kg} \times m_{cs} \quad (3.88)$$

Ici, P_{fer} sont les pertes fer totales au stator; m_{ds} est la masse d'une dent au stator; m_{cs} est la masse de la culasse du stator; $\left[P_{ds}^{fer} \right]_{w/kg}$ et $\left[P_{cs}^{fer} \right]_{w/kg}$ sont les pertes fer massiques identifiées à partir de la courbe de la figure 3.16.

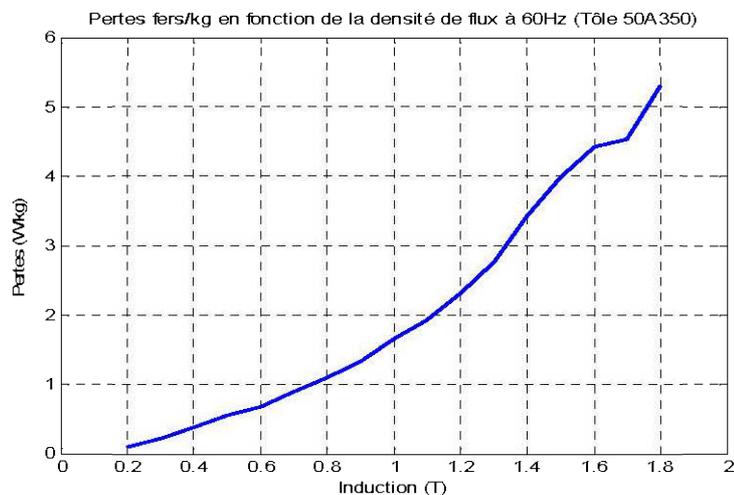


Figure 3.16 Courbe des pertes fers massiques en fonction de l'induction à 60 Hz (Tôle 50A350)

Enfin, les pertes joules au rotor et au stator sont calculées comme suit :

- Au rotor :

$$P_{jr} = R_f I_f^2 \quad (3.89)$$

- Au stator :

$$P_{js} = m R_\varphi I_s^2 \quad (3.90)$$

Ici, I_s représente la valeur efficace du courant terminal. Pour conclure, le rendement est calculé comme suit :

$$\eta(\%) = \frac{\overbrace{P_a}^{\text{Puissance fournie}} - \overbrace{(P_{fer} + P_{jr} + P_{js})}^{\text{Pertes totales}}}{P_a} \times 100 \quad (3.91)$$

3.7 Conclusion

Dans ce chapitre, le choix du bobinage a été justifié et décrit pour les différents circuits de la machine. Au rotor, le bobinage est constitué de bobines enroulées autour des pôles saillants et reliés en série. Au stator, le circuit est formé d'un bobinage imbriqué à pas raccourci formant un seul circuit parallèle par phase. Le circuit amortisseur quant à lui est constitué de barres incrustées ou moulées dans les becs des pôles et court-circuitées entre elles par un anneau de court-circuit. On a également précisé la méthode de dimensionnement des différents paramètres de ces circuits. En ce qui concerne le circuit magnétique, la méthode de dimensionnement est basée sur la loi de conservation du flux dans un tube de flux donné. Une géométrie de base est utilisée comme canevas du dimensionnement. Une fois les dimensions du circuit magnétique établie, la force magnétomotrice nécessaire est calculée par le biais d'un digramme simplifié des réluctances d'une moitié d'un pôle. La non-linéarité des matériaux est prise en compte à travers leur courbe de saturation et ce en ajustant la valeur de la

perméabilité dépendamment de l'intensité du champ. Ensuite, les résistances du rotor et du stator et les deux réactances synchrones d'axe- d et $-q$ sont calculées par la simple connaissance des dimensions du circuit magnétique et des caractéristiques des enroulements. À ce propos, la saillance de la machine est prise en considération par des facteurs de correction lors du calcul des réactances. Le rendement est calculé en incluant les pertes joules et magnétiques de la machine. Dans ce travail, les pertes rotationnelles ont été négligées. Pour conclure, le modèle analytique a été intégré dans un processus d'optimisation multi-objets par algorithme génétique (voir annexe E).

CHAPITRE IV

OPTIMISATION MULTI-OBJETS PAR ALGORITHME GÉNÉTIQUE

4.1 Introduction

Les besoins énergétiques du monde d'aujourd'hui s'accroissent de façon régulière. Une majeure partie de ces besoins est pourvue par le biais de l'hydroélectricité dont la génératrice synchrone est l'un des éléments clés. En parallèle, la succession de crise économique et énergétique poussent les chercheurs et les industriels à explorer des solutions permettant de minimiser le coût des machines et à augmenter leur rendement. L'une des pistes des plus prometteuses et la plus utilisée actuellement est l'optimisation multi-objets (OMO). Cette stratégie d'optimisation est basée sur un modèle analytique dont on a tracé les grandes lignes dans le chapitre précédent. Une OMO basée sur une formulation mathématique rigoureuse va aider l'ingénieur ou le concepteur à faire un choix éclairé en s'appuyant sur ces connaissances techniques et son expérience. Pour la résolution de l'OMO, la famille des algorithmes évolutionnistes est l'une des plus utilisées de nos jours (*Wiak et al. 2010*).

4.2 Terminologie d'un algorithme évolutionniste

4.2.1 Le chromosome

Le chromosome est formé lors du processus de division cellulaire lorsque la chromatine (contenue dans le nucleus et faite d'ADN, de protéines et d'ARN) se raccourcit et s'épaissit pour former une chaîne spirale. Les chromosomes nouvellement

formés représentent les gènes contenant toute l'information héritée de la cellule. La combinaison de ces gènes vont coder les protéines ce qui va déterminer l'apparence des spécificités de chaque individu ; cette combinaison de gènes est aussi nommée génotype. La figure 4.1 présente le génotype possible de la génératrice à concevoir. Celui-ci est composé de l'ensemble des variables d'optimisation présentées au tableau 3.1.

Dans l'algorithme génétique, le chromosome représente un ensemble de gènes qui codent les variables indépendantes. Chaque chromosome – ou individu ou vecteur de variables – représente une solution possible au problème posé. Ces gènes peuvent revêtir plusieurs aspects. En effet, il peut s'agir de nombres binaires, de réels, d'une chaîne de caractère etc..., dépendamment des caractéristiques du problème.

Par ailleurs, un ensemble de chromosomes (individus) différents constituent une population. De nouvelles populations ou générations sont créées par le biais d'opérateur tel que la sélection, l'hybridation et la mutation des générations précédentes.

4.2.2 La sélection

D'après la théorie de l'évolution des espèces, proposée par *Charles Darwin* en 1860, la sélection naturelle s'opère entre les individus les plus forts. Ainsi, le niveau d'adaptation d'un individu à son environnement détermine non seulement ses chances de survie et de procréation mais aussi de transmission de ses gènes au fil des générations.

Dans les algorithmes évolutionnistes, la sélection des meilleurs individus est basée sur l'évaluation de certaines fonctions dites *fonctions d'évaluation*. La nature de la

Génotype de la machine à concevoir

D	I_f	A_r	A_s	J_r	J_s	B	B_{ds}	B_{bs}	B_{cs}	B_p	B_{br}	B_{cr}	k_{pec}	a_s
-----	-------	-------	-------	-------	-------	-----	----------	----------	----------	-------	----------	----------	-----------	-------

Figure 4.1 Génotype de la machine à concevoir

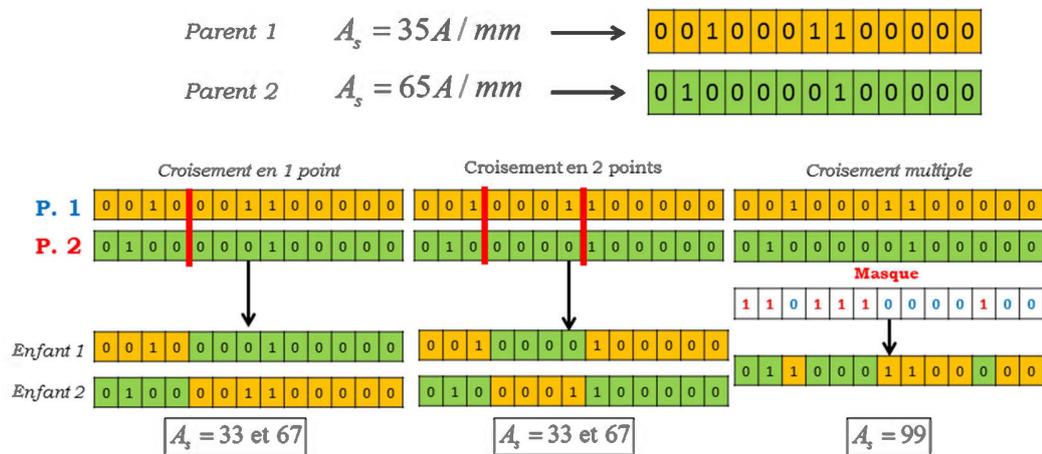


Figure 4.2 Schématisation du processus d'hybridation

fonction d'évaluation dépend du type de problème traité. Ce qu'il faut retenir en somme, c'est que dans le cas d'une minimisation, les individus ayant les plus petites fonctions d'évaluation ont le plus de chances, durant le processus de sélection, de s'hybrider (se reproduire) et donner ainsi naissance à une progéniture.

4.2.3 L'hybridation

La première étape d'un processus de reproduction est l'hybridation ou croisement. Au cours de celle-ci, les gènes des parents sont utilisés pour former un nouveau chromosome.

L'hybridation la plus commune requiert deux parents distincts. Néanmoins, il existe certaines formes d'hybridation dans lesquelles plusieurs parents interviennent. Les deux principaux algorithmes d'hybridation, à savoir : le *Croisement Conventionnel* et le *Croisement Mélangé* (Coello et al. 2007), sont décrits ci-après.

4.2.3.1 Croisement arithmétique

Dans ce mode d'hybridation, les parents échangent leurs gènes pour former un nouvel individu. Le croisement peut être simple ou multiple (figure 4.2) et s'opère par le biais d'un *masque binaire*. L'équation qui décrit cette opération est la suivante :

$$\begin{cases} \Xi_1 = \Pi_1 \wedge P_1 + \Pi_2 \wedge P_2 \\ \Xi_2 = \Pi_2 \wedge P_1 + \Pi_1 \wedge P_2 \end{cases} \quad (4.1)$$

Ici, Ξ_1 et Ξ_2 représentent les chromosomes des enfants ; P_1 et P_2 sont les chromosomes des parents ; Π_1 et Π_2 sont des masques binaires avec $\Pi_1 = \bar{\Pi}_2$. Le symbole \wedge est l'opérateur *AND* en logique binaire. Une représentation géométrique de ce type de croisement pour des chromosomes ayant deux gènes est montrée à la figure 4.3.

4.2.3.2 Croisement mixte

La description mathématique de ce type de croisement est la suivante :

$$\begin{cases} \Xi_1 = \varpi P_1 + (1 - \varpi) P_2 \\ \Xi_2 = (1 - \varpi) P_1 + \varpi P_2 \end{cases} \quad (4.2)$$

avec : $\varpi = (1 + 2\alpha) \cdot \text{rand}(N) - \alpha$.

Ici, α est le coefficient d'exploration défini par l'utilisateur ($\alpha \geq 0$) ; $\text{rand}(N)$ est un nombre aléatoire compris entre 0 et 1. La représentation de ce type de croisement est présentée à la figure 4.4.

Le coefficient α permet au programmeur de choisir l'étendu de la surface d'apparition des gènes résultants du croisement. Lorsque $\alpha = 0$, la valeur des gènes résultants est strictement comprise entre les valeurs des gènes parents. Autrement, pour $\alpha > 0$, une surface plus étendue peut être explorée.

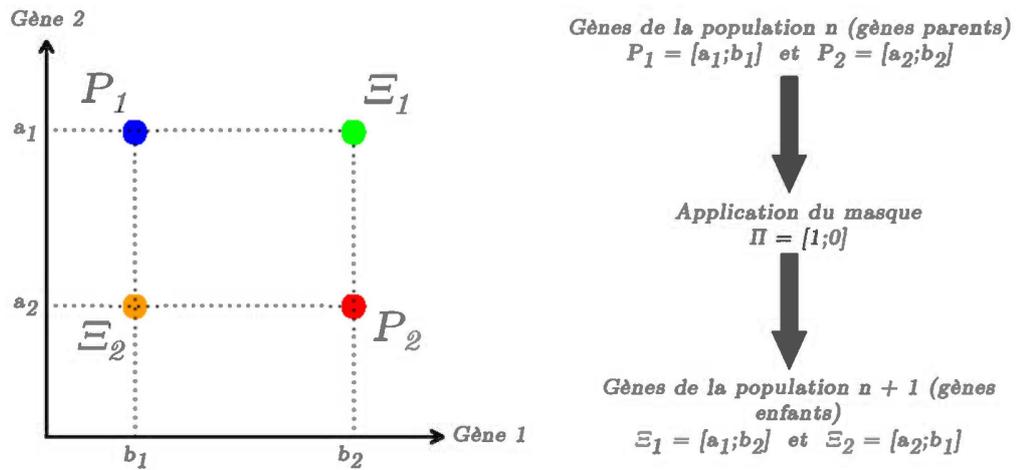


Figure 4.3 Représentation graphique d'un croisement conventionnel

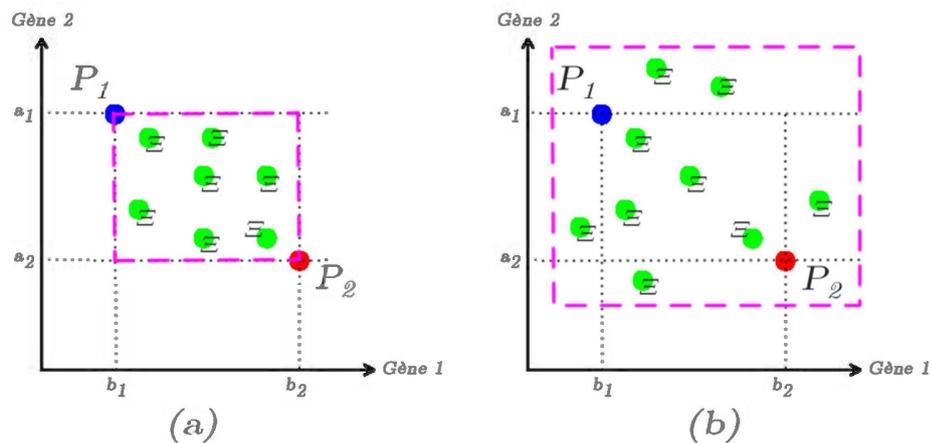


Figure 4.4 Représentation graphique d'un croisement mélangé pour (a) $\alpha = 0$ (b) $\alpha > 0$

4.2.4 La mutation

La population nouvellement créée par le biais de la sélection et de l'hybridation peut être sujette à mutation. On entend par mutation, l'apparition de changements

aléatoires dans l'ADN d'un ou de nombreux individus. Dans la nature, ces changements sont généralement dus à des erreurs de copies des gènes des parents.

Dans l'algorithme génétique, la mutation indique un changement aléatoire de la valeur d'un gène dans une population (figure 4.5). Le chromosome dont le gène va muter et le gène mutant lui-même sont sélectionnés de façon aléatoire.

4.3 Schéma global d'un algorithme évolutionniste

L'algorithme évolutionniste met en jeu une population d'individus (ou chromosomes) qui évolue par l'intermédiaire d'opérateurs tel que la sélection, le croisement et la mutation. On attribue à chaque individu une évaluation de la qualité de son adaptation à son environnement (fonction d'évaluation). Cela revient, en termes d'optimisation, à évaluer la fonction à maximiser ou à minimiser pour chaque individu de la population. Le processus de sélection va permettre de choisir les individus avec la meilleure combinaison de gènes et qui vont de ce fait conduire probablement à une meilleure solution dans la génération suivante. Un schéma simplifié d'un processus d'optimisation par algorithme génétique est montré à la figure 4.6.

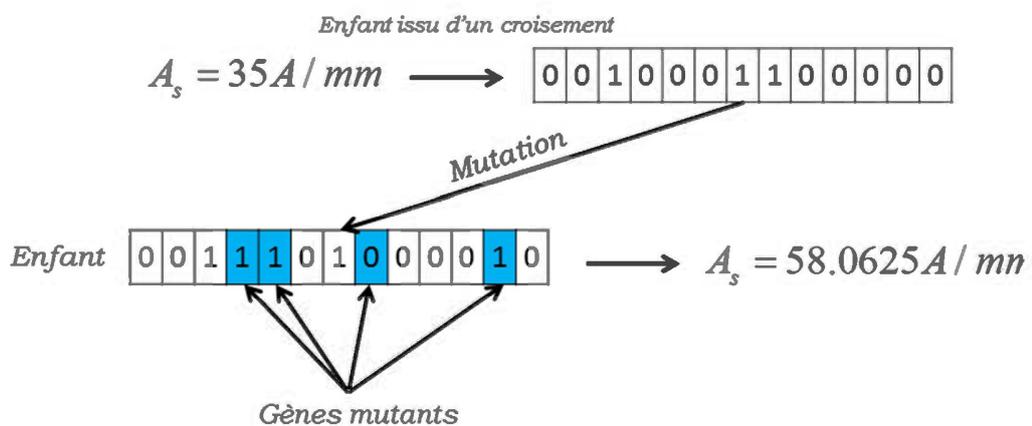


Figure 4.5 Schématisation du processus de mutation

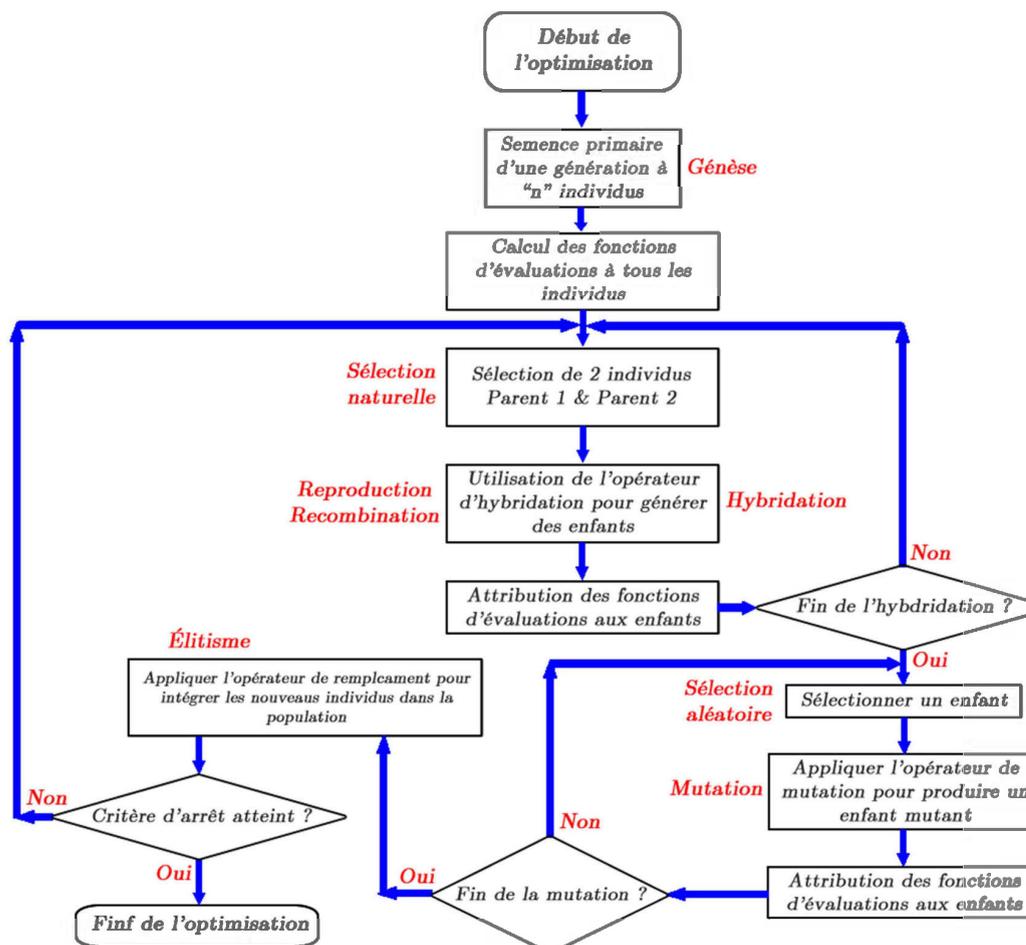


Figure 4.6 Organigramme classique d'un algorithme génétique

4.4 Sélection des solutions

Comme discuté plutôt, le processus de sélection consiste à choisir les individus les plus en forme au sein d'une population donnée. Ces individus seront candidats aux différents opérateurs génétiques afin de produire la progéniture de la génération suivante. La sélection a deux objectifs :

- 1) Choisir les individus les mieux classés qui vont faire partie de la génération suivante ou qui seront directement copiés (élitisme);
- 2) Permettre à des individus, ayant une ou des fonctions d'évaluation moins bonne que celles de l'élite, de faire partie du processus de création de la population future. Cela permet de préserver la variété de l'espace de recherche de solutions en éliminant le risque qu'un individu domine, à un instant « t » donné, l'ensemble des individus, aboutissant par conséquent à un minimum local.

Une excellente synthèse des méthodes de sélection en matière d'algorithme génétique est disponible dans le travail de recherche de *Blickle et al. (1995)*.

4.5 Optimisation mono-objet

On va commencer par discuter le cas où l'on n'a qu'une seule fonction à optimiser. Pour chaque individu de chaque génération, la fonction d'évaluation est calculée puis utilisée plus tard pour choisir les individus qui vont générer la population suivante. Il existe de nombreuses méthodes de sélection pour l'algorithme génétique (*Goldberg 1989*): la méthode de sélection par tournois, méthode de sélection proportionnelle, méthode de la roulette, méthode de Boltzmann, etc... Dans Matlab®, on compte trois méthodes de sélections.

4.5.5 Sélection proportionnelle à la fonction d'évaluation

La probabilité Π pour qu'un individu donné soit sélectionné est proportionnelle au rapport de sa fonction d'évaluation à la somme des fonctions d'évaluation de tous les individus de la génération en cours. Ce type de formulation n'est valable que dans le cas d'une maximisation. Toutefois, les modules de recherche de Matlab® sont programmés pour la minimisation d'une fonction. Aussi, dans le cas d'une maximisation, les fonctions d'évaluation sont calculées de telle sorte que les meilleurs individus (dont la valeur de la fonction à optimiser est minimale) reçoivent les meilleures fonctions d'évaluation. Notons au passage qu'il existe une relation entre la maximisation et la minimisation d'une fonction, donnée par :

$$\max_{x \in \mathbb{R}^n} [f] = \min_{x \in \mathbb{R}^n} [-f] \quad (4.3)$$

Pour faire le choix des parents, le principe de la Roulette est utilisé. La roulette, qui est en fait un cercle, est divisée en n portions ; où n représente le nombre d'individus dans la population actuelle. La largeur de ces portions est proportionnelle à la probabilité de sélection Π pour chaque individu (figure 4.7). On fait tourner la roulette, comme on le ferait au casino, et l'individu dont la portion tombe vis-à-vis de la flèche de sélection est retenu pour la reproduction.

Dans le programme informatique, la roulette est représentée par un vecteur et on utilise un générateur de nombres aléatoires compris entre $[0,1]$ pour faire la sélection (figure 4.7). Le nombre généré aléatoirement est ensuite multiplié par la somme des fonctions d'évaluation de la génération courante. Notons le résultat de cette multiplication Υ . Une addition ascendante $(ind_1, ind_2, ind_3, \dots)$ des fonctions d'évaluation est initiée jusqu'à ce que la somme de cette addition soit supérieure à Υ . L'index de la dernière fonction d'évaluation ajoutée à l'addition est retenu pour la

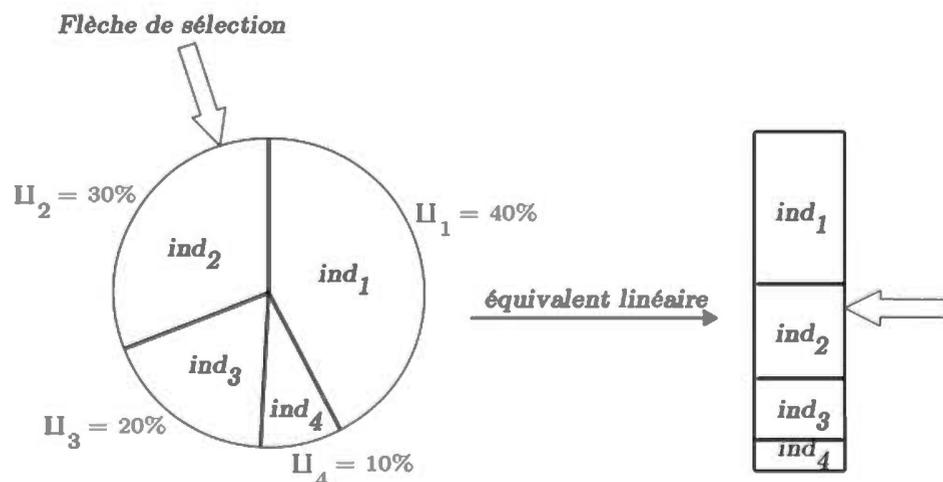


Figure 4.7 Principe de la méthode de la Roulette de sélection

sélection du parent. Ce parent est ensuite ajouté à l'ensemble des parents de la prochaine génération.

Le principal inconvénient de cette méthode réside dans le fait qu'il y a le risque qu'un certain nombre d'individus aient des fonctions d'évaluation largement supérieures aux autres individus. On dit que ces individus *dominent* leur génération et l'on se retrouve généralement avec un point de convergence loin de l'optimum, même local. Les deux prochaines méthodes permettent de résoudre cet inconvénient.

4.5.6 Sélection par rang

Les individus d'une génération sont classés selon la valeur de leur fonction d'évaluation puis un rang leur est assigné. Le rang du meilleur individu est 1, celui du second est 2 et ainsi de suite. La probabilité de sélection d'un individu est calculée par la relation non-linéaire suivante :

$$\Pi = \beta_r (1 - \beta_r)^{(\text{rang}-1)} \quad (4.4)$$

Ici, β_r est un coefficient défini par l'utilisateur. Pour la sélection à proprement parler, la technique de la Roulette est adoptée.

4.5.7 Sélection Gaussienne

Encore une fois, les individus de la génération sont classés selon la valeur de leur fonction d'évaluation. Ensuite, on génère un nombre aléatoire avec une distribution Gaussienne normale. Cette distribution peut avoir la forme suivante (*Blickle et al. 1995*) :

$$G(\mu_G, \sigma_G)(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma_G^2}} e^{-\frac{(x-\mu_G)^2}{2\sigma^2}} \quad (4.5)$$

Ici, σ_G^2 est la variance moyenne des fonctions d'évaluation de la population ; μ_G est l'espérance réelle. Le nombre aléatoire est mis à l'échelle de la taille de la génération courante. Notons que les sections réservées aux individus sur l'axe- x sont de largeurs égales. Le paramètre ajustable dans ce cas-ci est la variance moyenne σ_G^2 .

4.6 Optimisation multi-objets

La formulation mathématique d'un problème d'optimisation multi-objets (POMO) est la suivante :

$$\left\{ \begin{array}{l} \min_{x \in \mathbb{R}^n} \underline{f} = \underline{y} = \{f_1(x), f_2(x), \dots, f_M(x)\} \\ \text{avec : } \{g_i(\underline{x}) = 0, \forall i = 1, \dots, k_e\} \wedge \{h_j(\underline{x}) \leq 0, \forall j = 1, \dots, w_e\} \\ \text{et : } \underline{x} = \{x_1, x_2, \dots, x_n\} \in \underline{X} \text{ et } \underline{y} = \{y_1, y_2, \dots, y_M\} \in \underline{Y} \end{array} \right. \quad (4.6)$$

Ici, \underline{x} représente le vecteur des variables d'optimisation (ou variables de décision); \underline{y} est le vecteur des fonctions objets ; \underline{X} est l'espace de décision ; \underline{Y} est l'espace des solutions. La solution de (4.6) n'est généralement pas unique mais plutôt constituée d'un ensemble de solutions d'optimalité équivalente, non-inférieures ou non-dominées, connues sous l'appellation de front de Pareto (*Oszyczka 1985*).

Définition 1 : *Dominance* – Une solution non dominée est celle qui n'est dominée par aucune autre solution faisable. Mathématiquement, si on prend le cas de la maximisation, on dit que \underline{x}^1 domine \underline{x}^2 si :

$$\forall i \in \{1, 2, \dots, M\}, \underline{y}(\underline{x}^1) \leq \underline{y}(\underline{x}^2) \wedge \exists i \in \{1, 2, \dots, M\} | y_i(\underline{x}^1) < y_i(\underline{x}^2)$$

Définition 2 : *Optimalité au sens de Pareto* – Le vecteur $\underline{x}^1 \in \underline{X}$ est une solution optimale au sens de Pareto si, et seulement si, il n'y a aucun vecteur $\underline{x}^2 \in \underline{X}$ pour

lequel $\underline{y}(\underline{x}^2)$ domine $\underline{y}(\underline{x}^1)$. En d'autres termes, si aucun autre \underline{x} de l'espace faisable des variables de décision ne domine \underline{x}^1 , alors \underline{x}^1 est une solution optimale non-dominée ou non-inférieure au sens de Pareto (Coello et al. 2001, Coello et al. 2002).

On peut voir à la figure 4.8 un ensemble de solutions optimales au sens de Pareto (non-dominées) formant un front de Pareto. La figure 4.9 représente les fronts de Pareto possibles pour un problème à deux fonctions-objets et ce pour les divers choix d'optimisation.

Comme on l'a vu plutôt dans l'optimisation mono-objet, on sélectionne les individus selon la valeur de leur fonction d'évaluation. Toutefois, dans le cas de l'optimisation multi-objets, des critères supplémentaires sont à considérer. En effet, l'évaluation des individus requiert la définition d'une fonction d'évaluation particulière de façon appropriée. Pour accomplir cette tâche, on utilise deux méthodes : *la méthode de tri non-dominé* et *le tri optimale au sens de Pareto*. Ces deux méthodes sont parties

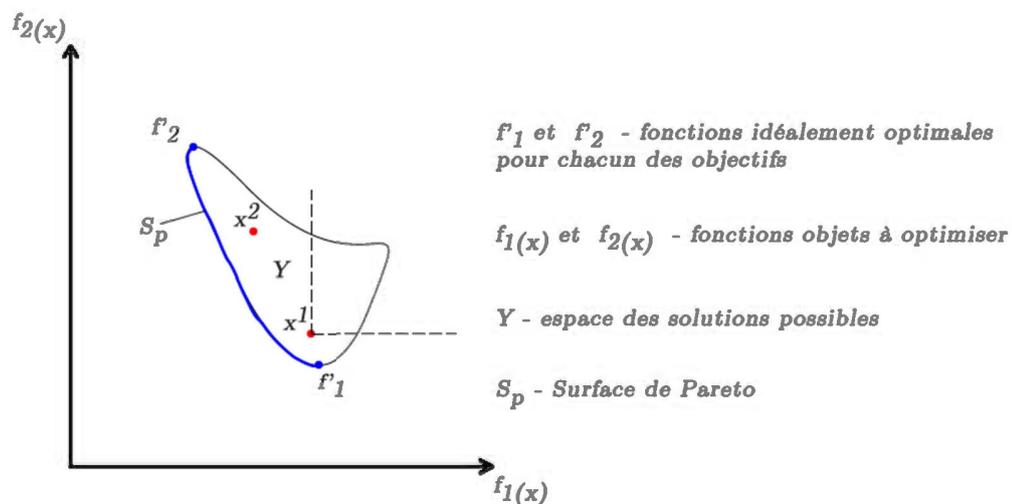


Figure 4.8 Allure d'un Front de Pareto pour un problème à deux objets

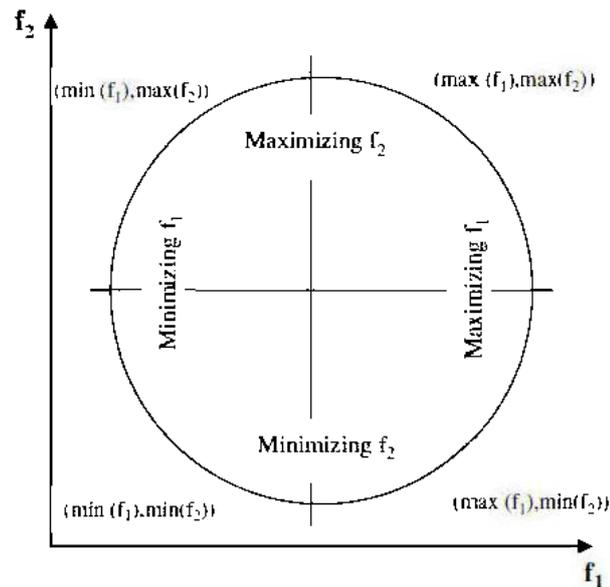


Figure 4.9 Exemple des fronts de Pareto possible pour un problème à 2 objets (Coello et al. 2002)

intégrantes du type d'algorithmes évolutionnistes nommé « Algorithme Génétique à Tri Élitiste Non-dominé¹⁴ » ou NSGA-II, conceptualisé par *Deb. et al (2002)*. Dans ce type d'algorithme, les individus optimaux au sens de Pareto de la génération précédente sont ajoutés à la génération courante avant de commencer le processus de sélection des individus optimaux.

4.6.8 Méthode de tri non-dominé

Les individus de la population actuelle sont triés afin de constituer plusieurs fronts de Pareto. Tous les individus non-dominés de la population reçoivent le rang n°1 et définissent le front n°1. Ces individus sont retirés de la population et le reste de la population est encore une fois trié. Pareillement, tous les individus non-dominés de la population reçoivent le rang n°2 et définissent le front n°2. L'opération est répétée

¹⁴ Elitist Non-dominated Sorting Genetic Algorithm

jusqu'à ce que tous les individus aient un rang (figure 4.10). Ensuite, les rangs des individus sont recalculés de sorte à ce que le rang des individus du front n° 1 soit maximal. Enfin, une méthode de sélection, telle que la roulette ou la méthode du tournoi, est utilisée pour faire la sélection.

4.6.9 Tri optimal au sens de Pareto

Dans cette méthode, seuls les individus optimaux au sens de Pareto sont sélectionnés (individus A, B et C de la figure 4.11). Ces individus se reproduisent entre eux pour générer la prochaine génération. Dans le cas où un individu unique domine tous les autres, les individus du second front de Pareto sont sélectionnés pour la reproduction. L'inconvénient de cette méthode est qu'un certain nombre d'individus restreignent l'espace de recherche, ce qui peut mener la solution à converger vers un minimum local. L'avantage principal est la rapidité de la sélection et de la convergence.

4.6.10 Distance de rapprochement

Pour les deux méthodes citées précédemment, le nombre d'individus optimaux au sens de Pareto est limité pour ne pas dépasser un nombre prédéfini. On introduit donc un

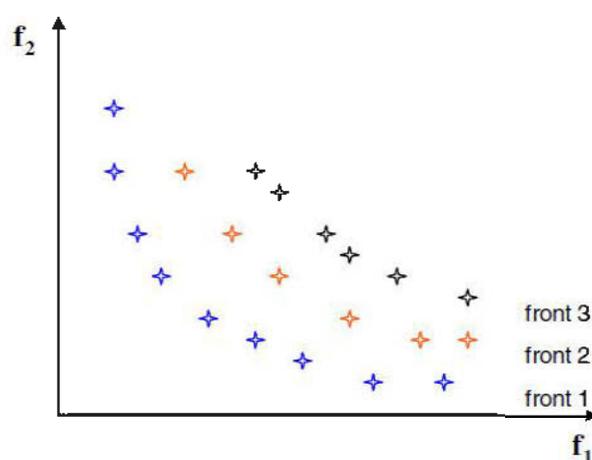


Figure 4.10 Classification de la population dans l'algorithme NSGA-II

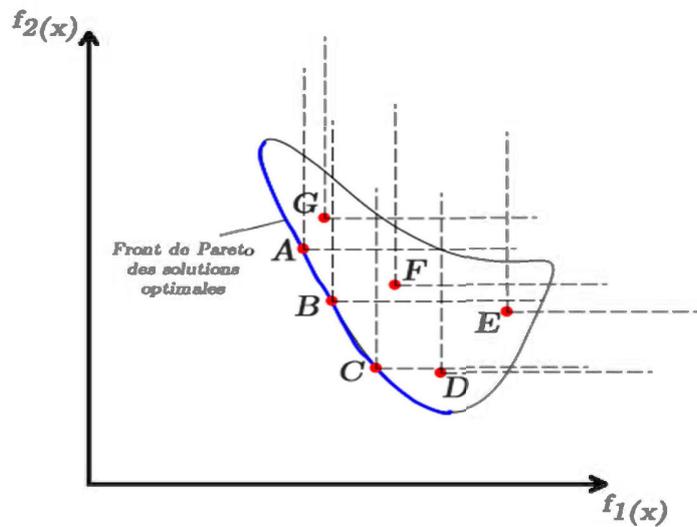


Figure 4.11 Méthode de tri au sens de Pareto

critère appelé « Distance de Rapprochement » (*Crowding Distance*) qui a été conceptualisé pour la première fois par *Deb. et al (2002)* dans leur algorithme NSGA-II. La distance de rapprochement entre les individus est calculée comme suit :

$$D(x_i) = \frac{\min \|x_i - x_{i+1}\| + \min \|x_i - x_{i-1}\|}{2} \quad (4.7)$$

Où $x_i \neq x_{i+1} \neq x_{i-1}$ sont des individus du front de Pareto (figure 4.12). Les individus ayant les plus faibles valeurs de $D(x)$ sont éliminés l'un après l'autre jusqu'à ce que le nombre limite d'individus soit atteint. En plus de limiter le nombre d'individus, cette technique permet de maintenir une bonne diversité dans l'ensemble de la population permettant ainsi d'explorer un espace de solutions plus étendu.

4.7 Programmation sous MATLAB

Le logiciel Matlab® R2011a a été utilisé pour l'optimisation multi-objets par algorithme génétique. Le logiciel dispose entre autres d'une bibliothèque bien fournie en

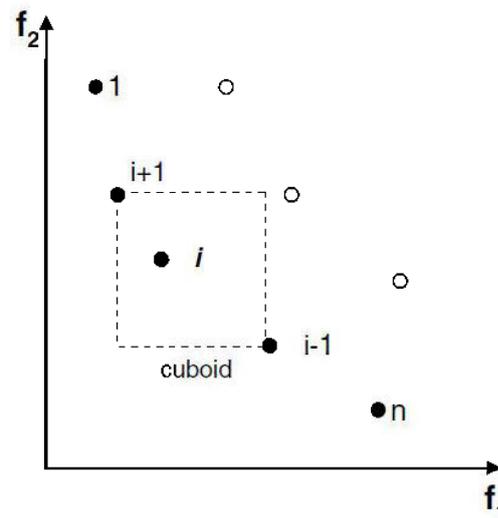


Figure 4.12 Distance de Rapprochement (*Holm 2003*)

algorithme d'optimisation globale. L'algorithme génétique utilisé par Matlab® est l'algorithme NSGA-II.

La fonction permettant de réaliser l'optimisation multi-objets par AG est la fonction *gamultiobj*. La forme basique de la fonction est la suivante :

$$X = \text{gamultiobj}(\text{FITNESSFCN}, \text{NVAR}, \mathbf{A}, \mathbf{b}, \mathbf{Aeq}, \mathbf{beq}, \text{LB}, \text{UB}, \text{options})$$

Où X est le front de Pareto des solutions optimales ; *FITNESSFCN* représente une fonction anonyme écrite dans un fichier externe et contenant les fonctions objets à optimiser (modèle analytique de conception dans notre cas) ; *NVAR* est le nombre de variables d'optimisation du problème ; \mathbf{A} et \mathbf{b} sont des matrices servant à représenter les contraintes d'inégalité soit $\mathbf{Ax} \leq \mathbf{b}$; \mathbf{Aeq} et \mathbf{beq} sont des matrices servant à représenter les contraintes d'égalité soit $\mathbf{Ax} = \mathbf{b}$; *LU* et *UB* sont les frontières inférieures et supérieures imposées aux variables d'optimisation soit $\text{LU} \leq \mathbf{x} \leq \text{UB}$;

options est une structure contenant des informations sur les paramètres de l'algorithme et qui peut être paramétrée par la fonction *gaoptimset*.

De nombreux paramètres de l'algorithme peuvent être ajustés à souhait par le biais de la fonction *gaoptimset*. Pour plus de détails, il est possible de se référer au *Help* du logiciel Matlab®.

4.8 Conclusion

Dans ce chapitre consacré à l'optimisation multi-objets par algorithme génétique, les principes de bases des algorithmes évolutionnistes ont été présentés. On a discuté des divers opérateurs intervenant dans production des générations d'individus. Ensuite, les méthodes de sélection et de classement des individus ont été étudiées pour l'optimisation mono-objet puis généralisée dans le cadre d'une optimisation multi-objets. À noter que le choix de l'algorithme de résolution s'est porté sur l'Algorithme Génétique à Tri Élitiste Non-dominé (NSGA-II). Cet algorithme d'optimisation est programmé sous Matlab® par le biais de la fonction *gaoptimset* dont une brève description a été faite en fin de chapitre (annexe E1). Pour conclure, il est utile de rappeler que l'optimisation du concept est basée sur un modèle analytique. Des hypothèses simplificatrices ont été posées pour l'élaboration de ce modèle mathématique. Aussi, pour avoir une idée plus précise des performances réelles de la machine conçue, il est nécessaire de soumettre le concept optimisé à l'épreuve de l'analyse par éléments finis.

CHAPITRE V

PRINCIPES DE BASE DE L'ANALYSE PAR ÉLÉMENTS FINIS DE LA GÉNÉRATRICE SYNCHROME

5.1 Introduction

Lorsque le domaine de résolution est complexe, la méthode des éléments finis s'impose bien souvent comme la meilleure méthode de résolution des équations aux dérivées partielles. Dans ce chapitre, la méthode des éléments finis est appliquée à l'analyse, aussi bien en régime statique qu'en régime dynamique, de la génératrice synchrone à rotor bobiné et à pôles saillants.

5.2 Géométrie et propriétés des matériaux

Les problèmes étudiés dans ce mémoire sont résolus à l'aide d'un modèle bidimensionnel. En modélisation 2-D, on assume que la machine est infiniment longue et que ses propriétés géométriques ne varient pas selon la direction axiale.

Pour la majeure partie des problèmes de champ relatifs aux machines rotatives, les conditions de symétrie permettent de diminuer substantiellement la portion du champ magnétique à analyser. La figure 5.1 montre un exemple d'une telle géométrie *réduite* où l'on a représenté un pôle d'une génératrice synchrone à pôles saillants.

On remarque dans cette figure la présence des principales zones ou sous-domaines d'analyse qui sont le fer, l'air et les divers conducteurs. On attribue à ces zones les propriétés électromagnétiques nécessaires à l'analyse du champ, telles que la

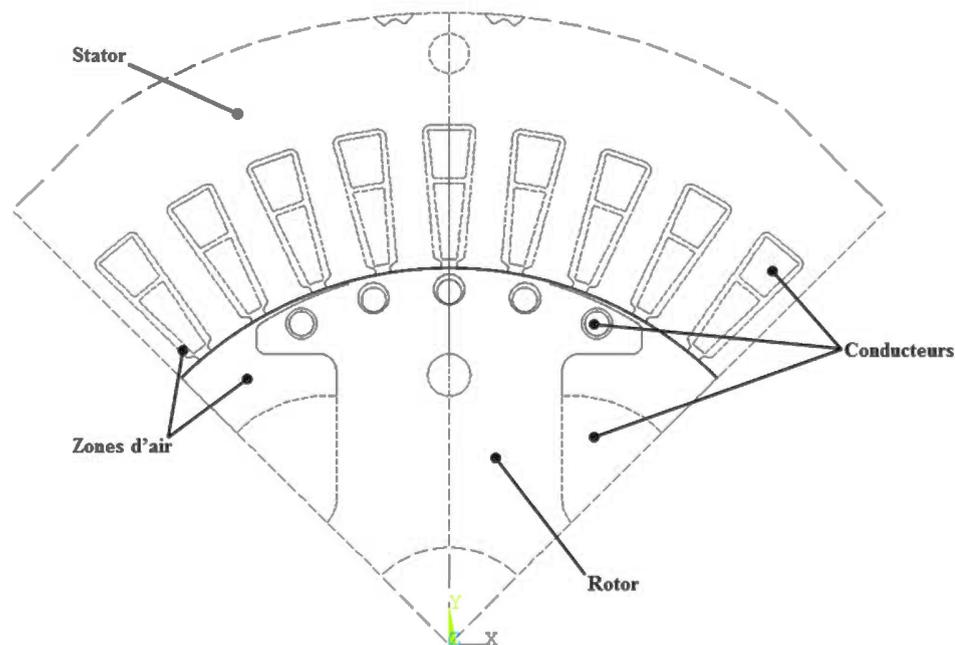


Figure 5.1 Exemple d'une géométrie réduite (un pôle d'une génératrice synchrone)

conductivité électrique σ et la perméabilité relative μ_r . Les propriétés des matériaux non-linéaires sont représentées par leur courbe de saturation $B(H)$ respective.

5.3 Formulation des équations du champ en 2-D

Le logiciel utilisé pour ce travail permet la résolution par EF de la loi d'Ampère pour le potentiel vecteur magnétique, \underline{A} . En formulation 2-D, \underline{A} ne possède qu'une seule composante selon z , notée A_z . La composante A_z est liée au vecteur de densité de flux \underline{B} par (2.33). Comme, on l'a vu plutôt, l'équation aux dérivées partielles régissant le champ magnétique au sein de la section transversale de la génératrice est donnée par (Ranlöf 2011) :

Dans les zones conductrices :

$$\frac{\partial}{\partial x} \left(\nu \frac{\partial A_z}{\partial y} \right) + \frac{\partial}{\partial y} \left(\nu \frac{\partial A_z}{\partial x} \right) = \sigma \frac{\partial A_z}{\partial t} + \sigma \frac{\partial V}{\partial z} \quad (5.1)$$

Ailleurs :

$$\frac{\partial}{\partial x} \left(\nu \frac{\partial A_z}{\partial y} \right) + \frac{\partial}{\partial y} \left(\nu \frac{\partial A_z}{\partial x} \right) = 0 \quad (5.2)$$

À noter que $A_z = A_z(x, y, t)$ et $V = V(x, y, t)$. Le terme de droite dans (5.1) et (5.2) indique la densité de courant totale. Comme on peut le voir à partir de ces équations, seules les zones conductrices peuvent avoir une densité de courant non nulle. Ainsi, les sous-domaines des conducteurs représentent *les sources* du problème de champ.

Dans le cas des problèmes magnétostatiques, le membre de droite de (5.1) est égale à J_z ; on obtient ainsi la même équation qu'en (2.34). Pour ce qui est des problèmes dynamiques, la densité de courant totale dépend de la nature des zones conductrices et du circuit externe qui lui est couplée. Des équations de couplage sont donc nécessaires pour compléter la définition du problème de champ dans un conducteur.

Par ailleurs, il est utile de mentionner certaines remarques concernant les équations (5.1) et (5.2) :

- 1) Le terme $\sigma \partial V / \partial z$ représente la densité de courant appliquée tandis que le terme $\sigma \partial A_z / \partial t$ indique la densité de courant induite.
- 2) La densité de courant appliquée joue un rôle important lorsque plusieurs conducteurs sont connectés en série. En effet, dans une telle situation, la densité

de courant induite peut être inégale entre les différents conducteurs. Néanmoins, le courant net doit être le même pour tous les conducteurs. La distribution de la charge électrique introduite par le terme de densité de courant appliquée assure donc parfaitement cette condition (*Reece et al. 2000*). La quantité V , correspondant à la tension appliquée, est constante sur toute la surface de la zone du conducteur. Elle est également proportionnelle à la différence de potentiel entre les extrémités (fictives) du conducteur.

- 3) Le terme $\partial A_z / \partial t$ apparaît uniquement de façon explicite dans les zones conductrices représentant des *conducteurs solides*. Dans ce cas, les courants induits génèrent une distribution spatiale de courant non-uniforme sur la section transversale du conducteur. Dans ce mémoire, les caractéristiques précitées sont attribuées exclusivement aux barres du circuit amortisseur.
- 4) Dans ce travail, les bobines du circuit de champ et d'armature sont représentés par des zones conductrices appelées *conducteurs filamenteux*. Dans ce type de conducteurs, on considère que le diamètre des fils est suffisamment petit pour négliger l'effet de peau (*Tsukerman et al. 1993*). Ainsi, le courant calculé à chaque pas temporel est supposé uniforme tout le long de la section transversale du sous-domaine.

5.4 Discrétisation par éléments finis

Il existe de nombreuses techniques permettant de résoudre (5.1) et (5.2). Le point de départ de la plupart des solveurs par EF implantés dans des logiciels tel qu'ANSYS est la reformulation du problème sous forme variationnelle. En d'autres termes, cela revient à convertir un problème consistant à trouver une fonction $A_z(x, y, t)$ qui satisfait (5.1) et (5.2), en un problème consistant à trouver une fonction $A_z(x, y, t)$ qui est un point stationnaire d'une fonctionnelle, ξ . Pour les problèmes de champ, ξ est généralement posée comme étant l'énergie électromagnétique du système (*Ranlöf 2011*), soit :

$$\xi = \iint_S \left(\int_0^B \underline{H} \cdot d\underline{B} - \underline{J} \cdot \underline{A} \right) dS \quad (5.3)$$

La solution de (5.3) est celle qui minimise le champ électromagnétique dans le domaine d'étude. En effet, tout système physique tend vers l'état d'énergie minimale. La recherche d'une solution se fait par le biais de fonctions-test A_z^* définies par :

$$A_z^*(x, y, t) = \sum_{j=1}^N A_j v_j(x, y, t) \quad (5.4)$$

Ici, les A_j sont des coefficients inconnus et v_j sont nommés fonctions de base.

Le principe fondamental de la méthode des éléments finis est de subdiviser la géométrie d'analyse en de nombreux petits éléments dont les bords ne se croisent pas, puis d'utiliser les fonctions de base qui sont non-nulles uniquement à l'intérieur d'un élément unique. Si les éléments sont suffisamment petits, les fonctions de bases en (5.4) peuvent être très simples, sans pertes de précision. Les plus simples des fonctions de base sont dérivées des polynômes de Lagrange. Elles peuvent être soit linéaires ou quadratiques et dépendent des coordonnées spatiales en x et y .

Les éléments de la méthode EF 2-D sont souvent de forme triangulaire et leur extrémités sont appelés *nœuds*. Le corps complet de ces éléments est nommé *maillage*. On peut voir un exemple d'un maillage triangulaire d'une génératrice synchrone à la figure 5.2.

Dans la formulation par EF d'un problème variationnel, les coefficients A_j représente le potentiel vecteur magnétique au niveau des nœuds du maillage. Pour une solution-test ayant la forme présentée en (5.4), il est possible de démontrer que le problème variationnel peut être ramené à un système d'équations différentielles algébriques, où les potentiels aux nœuds sont les variables inconnues. Ainsi, l'utilisation

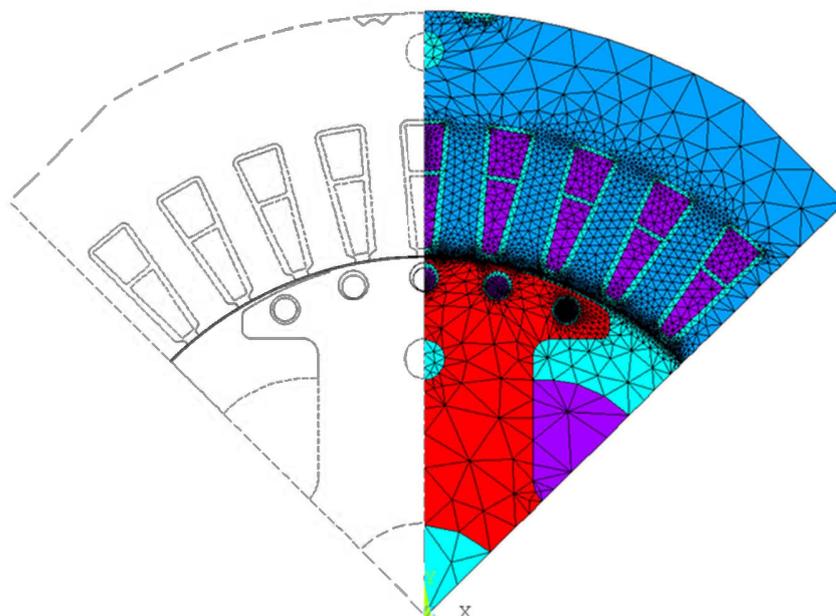


Figure 5.2 Exemple de maillage triangulaire du modèle d'une génératrice synchrone

d'une méthode numérique d'intégration appropriée peut aboutir à la solution du problème de champ original décrit par (5.1) et (5.2). Si le domaine de résolution comprend des zones aux propriétés magnétiques non-linéaires, la solution du champ à chaque pas temporel est calculé par le biais d'une procédure itérative de type *Newton-Raphson* (Nyamusa 1986).

5.5 Conditions aux limites

Pour que le problème de champ soit complètement défini, il est impératif d'imposer des conditions aux limites adéquates au niveau des frontières de la géométrie analysée. La figure 5.3 présente deux conditions aux limites les plus fréquemment utilisées dans l'analyse par EF des machines électriques rotatives, soit la condition de *Dirichlet* et la condition de périodicité.

Comme discutée plutôt, la condition de *Dirichlet* impose que A_z soit égal à 0. Cela revient à considérer que le matériau au-delà de cette frontière possède une perméabilité relative nulle. La condition de périodicité tire profit de la nature répétitive du champ magnétique au sein de la machine et permet de lier les valeurs aux nœuds de A_z situés de part et d'autres de ces deux frontières. Par exemple dans la figure 5.3, A_z au niveau de la frontière de droite est égale mais de signe opposé à A_z au niveau de la frontière de gauche.

Enfin, on remarque à la figure 5.3 la présence d'une condition d'interface de glissement au milieu de l'entrefer. Cette condition est utilisée lors de la simulation pas-à-pas temporelle pour simuler la rotation du rotor. Le principe de cette technique est de lier les maillages du rotor et du stator, générés séparément, aux niveaux des nœuds se chevauchant le long de cette interface. Les potentiels de ces nœuds sont déterminés par le biais d'une procédure d'interpolation. On verra plus tard en détail comment le logiciel ANSYS gère ce type de condition.

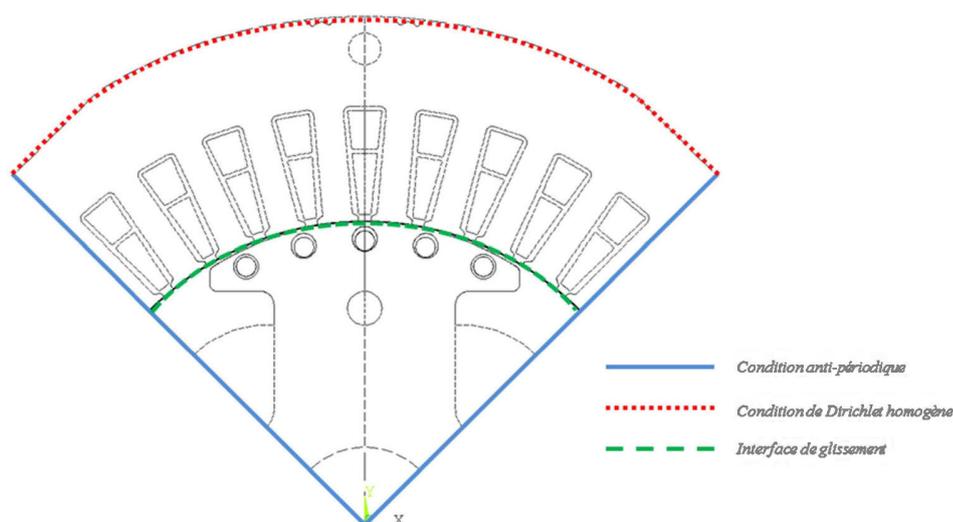


Figure 5.3 Conditions aux limites d'un exemple de géométrie réduite

5.6 Calcul du couple électromagnétique

Il est possible d'extraire un certain nombre de grandeurs électriques et magnétiques à partir de la résolution du problème de champ. On va présenter ici les expressions permettant de calculer le couple électromagnétique ainsi que la force électromotrice induite.

Dans ANSYS, le couple électromagnétique dans n'importe quelle partie ferromagnétique de la génératrice est calculé par le biais de la méthode du *Tenseur de Stress de Maxwell*. La technique utilisée pour effectuer le calcul en 2-D est la méthode des intégrales de surfaces. La méthode du tenseur de stress de Maxwell est certainement la plus utilisée pour le calcul du couple en raison de la simplicité et de la rapidité du calcul.

Ainsi, la composante tangentielle de la force électromagnétique F_t est calculée, par intégration le long d'un contour fermé Γ_0 de rayon r_0 entourant l'entrefer (figure 5.4), comme suit :

$$F_t = \frac{l_{fe}}{\mu_0} \oint_{\Gamma_0} B_n B_t d\gamma \quad (5.5)$$

Sachant que dans le cas bidimensionnel $B_r = B_n$, $B_\theta = B_t$ et $d\Gamma_0 = r_0 d\theta$, on peut réécrire (5.5) comme suit :

$$F_t = \frac{l_{fe}}{\mu_0} \int_{\theta_1}^{\theta_2} B_r B_\theta r_0 d\theta \quad (5.6)$$

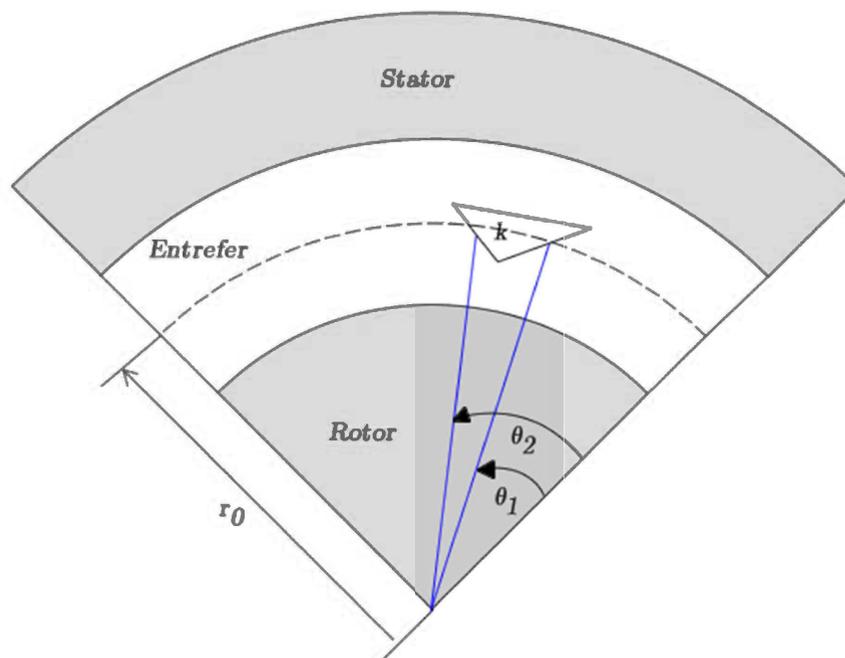


Figure 5.4 Schématisation de la technique d'intégration pour le calcul du couple électromagnétique

Étant donné que dans le champ électromagnétique bidimensionnel, le couple électromagnétique est généré à l'entrefer par la composante tangentielle de la force, on peut écrire :

$$T_e = r_0 \times F_t = \frac{l_{fe}}{\mu_0} \int_{\theta_1}^{\theta_2} r_0^2 B_r B_\theta d\theta \quad (5.7)$$

Puisque que le chemin d'intégration dans le cas d'une machine rotative est circulaire, on peut donc sortir le rayon r_0 de l'intégrale en (5.7). En considérant que le modèle de la génératrice est restreint à un seul pôle, on obtient l'expression du couple électromagnétique :

$$T_e = \frac{2pl_{fe}r_0^2}{\mu_0} \int_{\theta_1}^{\theta_2} B_r B_\theta d\theta \quad (5.8)$$

Les angles θ_1 et θ_2 représentent les angles de frontière du modèle (par exemple pour la machine de la figure 5.3 $\theta_1 = 45^\circ$ et $\theta_2 = 135^\circ$).

Enfin, si l'entrefer est composé de N_e éléments triangulaires le long du chemin d'intégration, on peut exprimer (5.8) sous la forme suivante :

$$T_e = \frac{2pl_{fe}r_0^2}{\mu_0} \sum_{k=1}^{N_e} \int_{\theta_1}^{\theta_2} B_r^{(k)} B_\theta^{(k)} d\theta \quad (5.9)$$

Où, $B^{(k)}$ représente la densité de flux moyenne dans l'élément k .

5.7 Calcul de la force électromotrice induite

Le flux magnétique traversant une surface de longueur effective l_{fe} et comprise entre deux points (x_1, y_1) et (x_2, y_2) est donnée par :

$$\Phi = l_{fe} [A_z(x_1, y_1) - A_z(x_2, y_2)] \quad (5.10)$$

De plus, le flux propre d'un bobinage quelconque d'une machine peut être calculé à partir de la solution du champ 2-D par :

$$\Psi = n_s l_{fe} \left(\sum_{n=1}^{N^+} \frac{\iint_{S_{on}} \frac{\partial A^+}{\partial t} dS}{\iint_{S_{on}} dS} - \sum_{n=1}^{N^-} \frac{\iint_{S_{on}} \frac{\partial A^-}{\partial t} dS}{\iint_{S_{on}} dS} \right) \quad (5.11)$$

Si, dans le modèle tous les conducteurs ont la même section S_{cu} et que cette section est connue au préalable, on peut réécrire (5.11) comme suit :

$$\Psi = \frac{n_s l_{fe}}{S_{cu}} \left(\sum_{n=1}^{N^+} \iint_{S_{cn}} \frac{\partial A_z^+}{\partial t} dS - \sum_{n=1}^{N^-} \iint_{S_{cn}} \frac{\partial A_z^-}{\partial t} dS \right) \quad (5.12)$$

Où n_s est le nombre de secteurs de symétrie de la machine; N^+ et N^- indiquent le nombre de conducteurs du bobinage orientés positivement et négativement, respectivement.

Dans (5.12), il est très utile de pouvoir ramener l'intégrale $\iint_{S_{cn}} \frac{\partial A_z}{\partial t} dS$ à une sommation discrète. Aussi, la moyenne du potentiel vecteur magnétique dans un maillage constitué d'éléments triangulaire quadratique est donnée par :

$$\iint_{S_{cn}} A_z dS \xrightarrow{\text{forme discrète}} \sum_{n=1}^{n_e} \frac{S_n \sum_{i=1}^6 u_i^{(n)}}{6} \quad (5.13)$$

Où n_e est le nombre d'éléments dans la région du conducteur S_{cu} ; S_n est la surface du $n^{ième}$ élément; $u_i^{(n)}$ est la solution du potentiel vecteur magnétique au $i^{ième}$ nœud du $n^{ième}$ élément.

Enfin, la f.é.m induite dans un enroulement est calculée à partir du flux propre selon (2.16) :

$$E_m = - \frac{d\Psi}{dt}$$

5.8 Couplage du modèle avec un circuit externe

Les conducteurs dans une génératrice sont interconnectés pour former des enroulements. Les terminaux des enroulements de champ et d'armature sont de ce fait connectés à des circuits externes. Étant donné que l'inclusion de sous-domaines conducteurs dans les enroulements et les circuits affecte les courants dans les

conducteurs, des équations de *couplage* et de *circuits* sont requises pour compléter la définition du problème de champ.

Un modèle où les équations de champ et de circuit sont résolues simultanément pour évaluer le comportement d'une machine sont nommés *modèle avec couplage circuit-champ*.

5.8.1 Couplage des équations du circuit externe pour les conducteurs

Pour un sous-domaine de conducteur faisant partie d'un circuit électrique, l'équation de champ (5.1) du sous-domaine est munie des équations de couplages suivantes (*Ranlöf 2011*) :

$$\sigma \int_{S_{cu}} \frac{dA_z}{dt} dS - \sigma E_c = 0 \quad (5.14)$$

$$\sigma E_c + S_{cu} \sigma \frac{\partial V_c}{\partial z} + I = 0 \quad (5.15)$$

Où S_{cu} indique la surface d'un conducteur, V_c la tension appliqué au conducteur et I est le courant dans le conducteur. E_c est la f.é.m induite dans le conducteur et calculée par une intégrale de surface sur la section de celui-ci. Il reste maintenant à évaluer V_c et I à partir des équations de circuits additionnelles.

Il est à noter que la structure de (5.14) et (5.15) est la même pour tous les types de sous-domaines conducteurs connectés à un circuit externe, qu'ils fassent partie du circuit de champ, d'armature ou amortisseur. La formulation exacte des équations de circuits additionnelles pour les enroulements de champ, d'armature et amortisseurs dépend uniquement du type de problème traité, comme on va le voir subséquemment.

Néanmoins, avant d'introduire les équations de circuit, présentons d'abord l'expression de la chute de potentiel électrique totale d'un enroulement de bobines connectées en série (*Ranlöf 2011*) :

$$V_e = l_{fe} \left(\sum_{c \in \mathcal{e}^+} V_c - \sum_{c \in \mathcal{e}^-} V_c \right) \quad (5.16)$$

Où \mathcal{e}^+ et \mathcal{e}^- indiquent l'ensemble des conducteurs de l'enroulement orientés positivement et négativement, respectivement.

5.8.2 Modèle de la génératrice en régime permanent à vide

La simulation du fonctionnement en régime permanent à vide la génératrice implique la rencontre de l'exigence suivante (*Ranlöf 2011*) :

$$\sqrt{\frac{E_a^2 + E_b^2 + E_c^2}{2}} = U \quad (5.17)$$

La tension du circuit champ est ajustée de telle façon que la condition en (5.17) soit respectée. Un léger retard numérique peut apparaître avant la convergence du problème.

5.8.2.1 Équations du circuit de champ

Les équations de circuit additionnelles complétant la définition du problème dans les sous-domaines des conducteurs du circuit de champ lors du fonctionnement en régime permanent à vide sont (*Ranlöf 2011*) :

$$u_{f0} - V_f = 0 \quad (5.18)$$

$$i_{f+} - i_{f-} = 0 \quad (5.19)$$

Où u_{f0} est la tension du circuit de champ lors du fonctionnement nominal à vide de la machine et V_f est la chute de potentiel électrique le long de l'enroulement inducteur. V_f permet donc un couplage de (5.1) et (5.14) - (5.15) par le biais de (5.16). i_{f+} et i_{f-} indiquent les courants dans les zones conductrices de part et d'autre du pôle du rotor. Dans ce travail, le flux de fuite des têtes de bobines du circuit de champ sera négligé.

5.8.2.2 Équations du circuit amortisseur

Les équations du circuit amortisseur sont basées sur les travaux de *Shen et al. (1986)*. La définition des principales grandeurs est montrée à la figure 5.5.

Avant d'établir les équations de circuit sous forme compacte, il est nécessaire de définir certains vecteurs colonnes :

$$\underline{i}_k = \begin{bmatrix} i_{k1} & i_{k2} & \dots & i_{kn} \end{bmatrix}^T \quad (5.20)$$

$$\underline{j}_e = \begin{bmatrix} j_{e1} & j_{e2} & \dots & j_{en} \end{bmatrix}^T \quad (5.21)$$

$$\underline{V}_k = \begin{bmatrix} V_{k1} & V_{k2} & \dots & V_{kn} \end{bmatrix}^T \quad (5.22)$$

$$\underline{v}_e = \begin{bmatrix} v_{e1} & v_{e2} & \dots & v_{en} \end{bmatrix}^T \quad (5.23)$$

Ici, l'entier n indique le nombre de barres considérées dans la géométrie de calcul. Pour une génératrice à bobinage d'armature régulier, on a :

$$n = \begin{cases} 2N_{bar} & \text{(bobinage amortisseur continu)} \\ N_{bar} & \text{(bobinage amortisseur discontinu)} \end{cases} \quad (5.24)$$

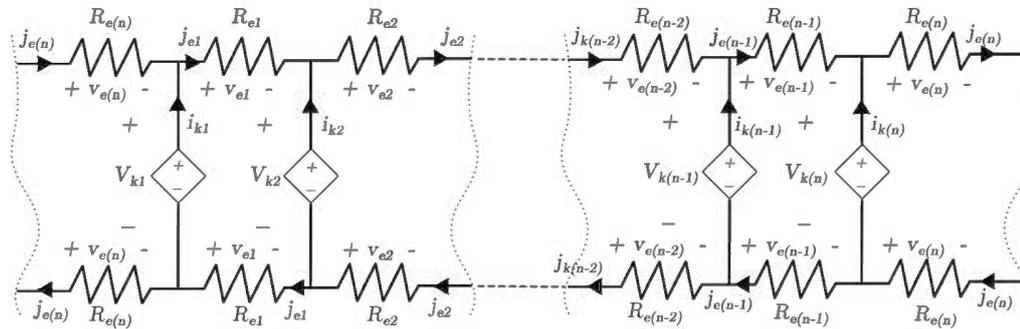


Figure 5.5 Schématisation des équations du circuit amortisseur dans le modèle de champ

À partir de la figure 5.5, il est possible d'établir des relations entre le vecteur de courants des barres \underline{i} , le vecteur de courants de l'anneau de court-circuit \underline{j} , le vecteur de potentiel des barres \underline{V}_b et le vecteur de tension de l'anneau de court-circuit \underline{v}_e (Ranlöf 2011) :

$$\underline{i}_k = \mathbf{M}^T \underline{j}_e \quad (5.25)$$

$$\mathbf{M} \underline{V}_k = 2 \underline{v}_e \quad (5.26)$$

$$\underline{v}_e = \mathbf{R}_{ed} \underline{j}_e \quad (5.27)$$

où \mathbf{M} est une matrice de dimension $(n \times n)$ tel que

$$\mathbf{M} = \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 & \dots & \dots & 0 \\ 0 & 1 & -1 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & 0 & 1 & -1 & 0 & \dots \\ \vdots & \vdots & 0 & 1 & \ddots & \ddots \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \ddots & \ddots \\ -1 & 0 & \dots & \dots & 0 & 1 \end{bmatrix}, \quad (5.28)$$

et \mathbf{R}_{ed} est une matrice diagonale de même dimension que \mathbf{M} tel que

$$\mathbf{R}_{ed} = \begin{bmatrix} R_{e1} & 0 & \dots & \dots & \dots \\ 0 & R_{e2} & 0 & 0 & \dots \\ \vdots & 0 & \ddots & \ddots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \ddots & 0 \\ 0 & \dots & \dots & 0 & R_{en} \end{bmatrix}. \quad (5.29)$$

À partir de (5.25), (5.26) et (5.27), la relation suivante peut être établie entre $\underline{\dot{i}}_k$ et \underline{V}_k :

$$\underline{\dot{i}}_k = \frac{1}{2} \mathbf{M}^T \mathbf{R}_{ed}^{-1} \mathbf{M} \underline{V}_k \quad (5.30)$$

L'équation (5.30) est l'équation de circuit qui complète la définition du problème de champ dans les zones conductrices du circuit amortisseur. À noter que le flux de fuite de l'anneau de court-circuit est négligé dans ce travail.

5.8.3 Modèle de la génératrice en charge

5.8.3.3 Équations du circuit de champ et du circuit amortisseur

Durant le mode d'opération en charge, les équations du circuit de champ sont identiques à (5.18) - (5.19). Dans (5.18), le terme u_{f0} est remplacé par la tension de champ requise pour produire la tension désirée aux terminaux de la machine pour les

conditions de charge en cours. Il est possible d'avoir une idée prédéterminée de la tension de champ par le biais d'une analyse magnétostatique préalable. Néanmoins, pour avoir des valeurs précises, une procédure itérative est nécessaire pour ajuster correctement la valeur de la tension de champ.

Les équations de circuit-champ du circuit amortisseur durant le mode d'opération en charge de la génératrice sont similaires à celles présentées plutôt à la sous-section 5.8.2.

5.8.3.4 Équations du circuit d'armature

Le circuit d'armature en mode d'opération en charge équilibrée est montré à la figure 5.6. Dans cette figure, les indices a , b et c désignent les trois phases du circuit d'armature. R_e et L_e indiquent la résistance et l'inductance des têtes de bobines d'une phase statorique. R_{Ch} , L_{Ch} et C_{Ch} désignent la résistance, l'inductance et la capacitance de la charge. Ces trois dernières grandeurs doivent être préalablement calculées pour avoir la quantité de puissance active et réactive désirée. De plus, R_φ , qui est la résistance d'une phase du stator, est modélisée explicitement dans le circuit externe. Il est possible de modéliser cette résistance implicitement dans le modèle EF, le résultat étant le même, la modélisation explicite a été retenue pour sa simplicité. Enfin, Les grandeurs V_a^{EF} , V_b^{EF} et V_c^{EF} identifient les chutes de potentiel électrique le long des phases du circuit d'armature et sont évaluées selon (5.16). La localisation des terminaux du stator est indiquée à la figure 5.6.

Les équations du circuit sont développées selon les lois de *Kirchoff* comme suit :

$$\begin{aligned} V_a^{EF} - R_\varphi i_a - R_e i_a - L_e \frac{di_a}{dt} - R_{Ch} i_a - L_{Ch} \frac{di_a}{dt} - \frac{1}{C_{Ch}} \int i_a dt \\ - V_b^{EF} + R_\varphi i_b + R_e i_b + L_e \frac{di_b}{dt} + R_{Ch} i_b + L_{Ch} \frac{di_b}{dt} + \frac{1}{C_{Ch}} \int i_b dt = 0 \end{aligned} \quad (5.31)$$

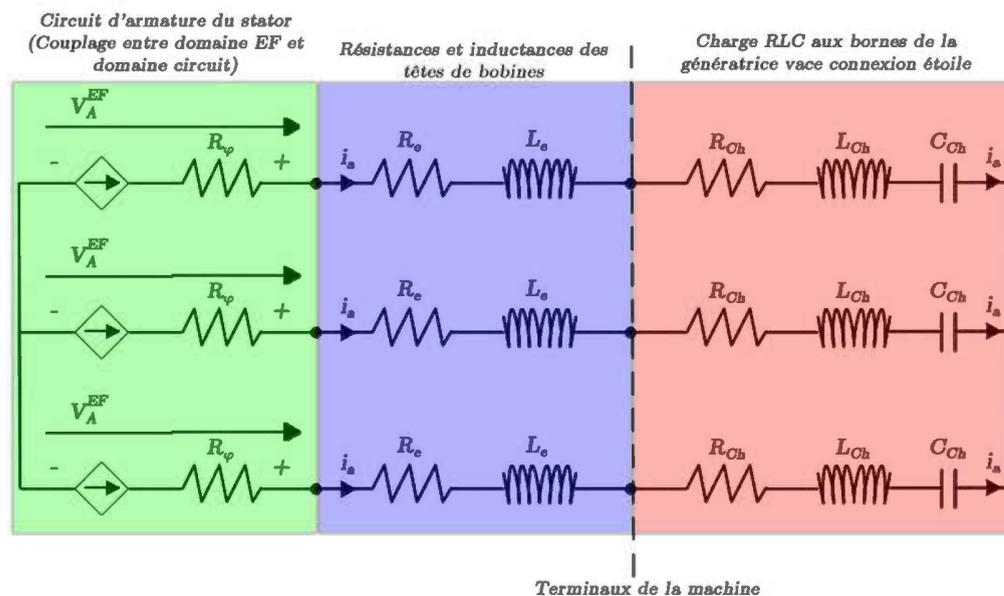


Figure 5.6 Schématisation des équations du circuit d'armature durant le mode d'opération en charge équilibrée

$$\begin{aligned}
 V_b^{EF} - R_\varphi i_b - R_e i_b - L_e \frac{di_b}{dt} - R_{Ch} i_b - L_{Ch} \frac{di_b}{dt} - \frac{1}{C_{Ch}} \int i_b dt \\
 - V_c^{EF} + R_\varphi i_c + R_e i_c + L_e \frac{di_c}{dt} + R_{Ch} i_c + L_{Ch} \frac{di_c}{dt} + \frac{1}{C_{Ch}} \int i_c dt = 0
 \end{aligned} \quad (5.32)$$

$$i_a + i_b + i_c = 0 \quad (5.33)$$

5.9 Équations dynamiques du rotor

Les machines électriques rotatives font partie de la famille des dispositifs électromécanique convertisseurs d'énergie. Les génératrices sont composées de deux parties essentielles : le stator qui est fixe; le rotor qui est mu par un mouvement de rotation mécanique. Le mouvement du rotor est non seulement influencé mais aussi engendré par les interactions entre le champ électromagnétique dans la machine et les

courants des différents enroulements. Ainsi, la position du rotor change continuellement et cela affecte le champ électromagnétique de la machine. Donc, pour une plus grande précision d'analyse de la génératrice synchrone, il est utile de considérer la dynamique du mouvement mécanique du rotor.

Le mouvement continu du rotor d'une machine électrique rotative est régi par l'équation fondamentale de la dynamique énoncée comme suit :

$$J_r \frac{d\omega_m}{dt} = T_a - T_e - C_B \omega_m \quad (5.34)$$

$$\frac{d\theta_m}{dt} = \omega_m \quad (5.35)$$

Où T_a représente le couple moteur qui entraîne le rotor de la machine. Celui-ci peut provenir d'une turbine ou bien d'un moteur à courant continu par exemple. C_B , qui représente le coefficient de frottement visqueux entre le rotor et l'arbre d'entraînement, peut être négligé durant la démarche de conception. La valeur du moment d'inertie du rotor J_r est constante, tandis que les valeurs de ω_m , θ_m et T_e varient dans le temps.

5.10 Discrétisation des équations du domaine temporel

Comme on a pu le constater jusqu'ici, les équations décrivant le champ magnétique au sein de la génératrice sont pour la plupart formulées sous forme de systèmes d'équations aux dérivées partielles ou de systèmes algébriques linéaires avec des solutions exprimées dans les domaines spatial et temporel. La solution spatiale est déterminé par la formulation éléments finis du problème tandis que la solution temporelle est évalué par des méthodes dites *pas-à-pas* dont les plus connus sont les schémas d'intégration temporelle explicite et implicite (*Gear 1971, Lambert 1973, Hughes et al. 1978*). La méthode de résolution pas-à-pas est une méthode qui permet de résoudre un problème dépendant du temps en discrétisant le temps en de courts

intervalles temporels Δt puis en évaluant les grandeurs aux temps $t_1, t_2, t_3, \dots, t_k, (t_{k+1} = t_k + \Delta t)$. La précision de la méthode dépend fortement du schéma d'intégration utilisé et du pas temporel utilisé. Les schémas d'intégration les plus courants sont :

5.10.4 L'algorithme explicite (Méthode d'Euler directe)

Si la valeur de A et de sa dérivée temporelle est connue à l'instant t , leur valeur à l'instant $(t + \Delta t)$ est obtenue par le biais de (5.36).

$$\frac{\partial A^t}{\partial t} = \frac{A^{(t+\Delta t)} - A^t}{\Delta t} \quad (5.36)$$

5.10.5 L'algorithme implicite

5.10.5.5 Méthode de Crank-Nicholson

Les dérivées temporelles en t et $(t + \Delta t)$ sont utilisées pour trouver la valeur de A à $(t + \Delta t)$ selon :

$$\frac{1}{2} \left(\frac{\partial A^{(t+\Delta t)}}{\partial t} + \frac{\partial A^t}{\partial t} \right) = \frac{A^{(t+\Delta t)} - A^t}{\Delta t} \quad (5.37)$$

5.10.5.6 Schéma de différentiation arrière (Méthode d'Euler arrière)

Si la valeur de A et de sa dérivée temporelle est connue à l'instant t , leur valeur à l'instant $(t + \Delta t)$ est obtenue par le biais de (5.38).

$$\frac{\partial A^{(t+\Delta t)}}{\partial t} = \frac{A^{(t+\Delta t)} - A^t}{\Delta t} \quad (5.38)$$

5.10.6 Choix de la méthode de discrétisation

Il a été démontré dans de nombreuses études (*Gear 1971, Lambert 1973, Hughes et al. 1978, Press et al. 1992, Tsukerman et al. 1993*) que les algorithmes implicites sont plus performants que les algorithmes explicites en raison, notamment, de leur degré de stabilité numérique plus élevé et leur plus grande flexibilité au niveau du choix du pas temporel. Au niveau des groupes de schémas implicites, *Tsukerman et al. (1993)* ont examiné la stabilité des schémas de Crank-Nicholson et d'Euler arrière dans le domaine des problèmes à couplage circuit-champ. Ils en ont conclu que le schéma de Crank-Nicholson génère des instabilités numériques et parfois même des divergences tandis que le schéma d'Euler arrière présente une très bonne stabilité numérique. Le logiciel ANSYS permet de choisir le type de schéma à utiliser par le biais de la commande *TINTP*. Dans ce travail, par souci de stabilité, le schéma d'Euler arrière a été adopté pour la discrétisation des équations électromagnétiques du modèle de la génératrice.

5.11 Méthode de résolution des équations non-linéaires

Les matériaux dans une machine électrique présentent des caractéristiques magnétiques non-linéaires. Cet aspect a été discuté à la section 2.3. La perméabilité des matériaux constituant le circuit magnétique change avec la variation du champ magnétique au sein dans la machine. Donc, la perméabilité est une fonction de la densité de flux. Deux méthodes bien connues existent pour gérer la non-linéarité d'un problème. Le logiciel ANSYS utilise dans son algorithme de calcul, la méthode de Newton-Rhapson (*Nyamusa 1986*).

Cette méthode est basée sur le taux de variation de l'erreur en fonction du potentiel en vue d'obtenir une nouvelle estimation de ce dernier. Ainsi, pour un système d'équations

$$[f]_{k \times 1} = [K]_{k \times k} [X]_{k \times 1} = [Q]_{k \times 1}, \quad (5.39)$$

une valeur de départ $[X]^0$ est posée comme estimation initiale de la solution. Par la suite, une nouvelle solution est obtenue systématiquement et de façon itérative par :

$$[X]^{n+1} = [X]^n + \left([J]^n\right)^{-1} \left([Q] - [f]^n\right) \quad (5.40)$$

Où $[J] = \partial f_i / \partial X_j \quad \forall (i, j = 1, 2, \dots, k)$ est la matrice *Jacobienne* et n est le nombre d'itération atteint par l'algorithme. Le critère d'arrêt de l'algorithme est imposé sur l'erreur par la méthode des moindres carrées.

L'algorithme de Newton-Raphson présente une convergence rapide et très fiable. Il est bien adapté aux systèmes d'équations non-linéaires. Son application dans la méthode des éléments finis nécessite un remodelage des équations électromagnétiques du modèle (*Chari et al. 1971*). De nombreux travaux ont permis de démontrer la puissance de l'algorithme pour la résolution des problèmes non-linéaires par la méthode des éléments finis (*Tandon et al. 1983, Chari et al. 1971, Hannalla et al. 1976, Strangas 1985*).

5.12 Simulation du mouvement du rotor

Lors des simulations transitoires pas-à-pas, la prise en compte du mouvement du rotor est un aspect essentiel de la modélisation dynamique de la machine. Si le maillage du rotor et du stator est homogène, une distorsion du maillage de l'entrefer apparaît (figure 5-7). Quand la distorsion devient trop grande, des problèmes de convergences sont notés. D'ailleurs, le logiciel ANSYS ne permet pas le mouvement d'une partie d'un maillage homogène par rapport à un autre.

Cela implique la préparation de deux maillage distincts : l'un pour le rotor et son entrefer; l'autre pour le stator et son entrefer. Les deux domaines sont ensuite combinés à leur frontière commune. Il existe deux approches pour atteindre ce but : (i) la méthode de l'entrefer non-maillé, (ii) la méthode de l'entrefer maillé. Dans ce travail, la méthode de l'entrefer maillé a été adoptée car la méthode l'entrefer non-maillé donne des matrices mal-conditionnées, ce qui ne garantit pas l'efficacité de cette méthode (*Jing 2004*).

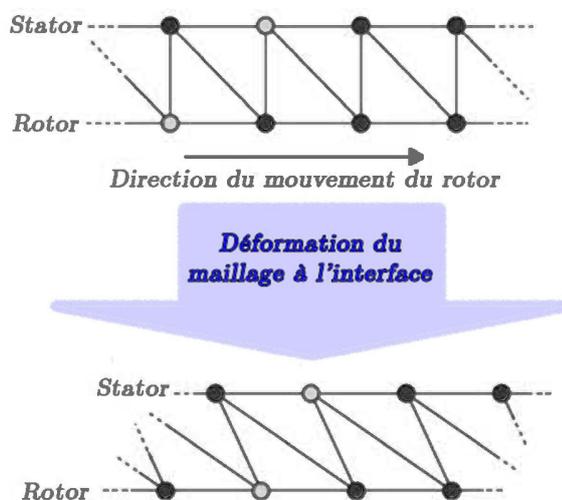


Figure 5.7 Déformation du maillage à l'interface rotor/stator

Dans la famille des méthodes de l'entrefer maillé, on retrouve deux principales techniques : la technique de la surface de glissement et la technique de la bande de mouvement (*De Gersem et al. 2004*). Ces deux techniques ont démontrées toutes deux leur efficacité à combiner deux régions, dans notre cas le domaine du rotor Ω_{rt} et du stator Ω_{st} ayant des systèmes de coordonnées distincts et dont l'un est en mouvement et l'autre statique (figure 5-8). La technique implantée par l'auteur de ce mémoire dans ANSYS est la technique de la surface de glissement, en raison principalement de la simplicité de sa programmation et le fait qu'elle s'adapte parfaitement à des frontières de formes circulaires.

Ainsi, après avoir générés séparément les maillages du rotor et du stator, le rotor de la machine est tourné d'un angle θ calculé à partir de l'équation cinématique (5.35). On retrouve ainsi deux cas :

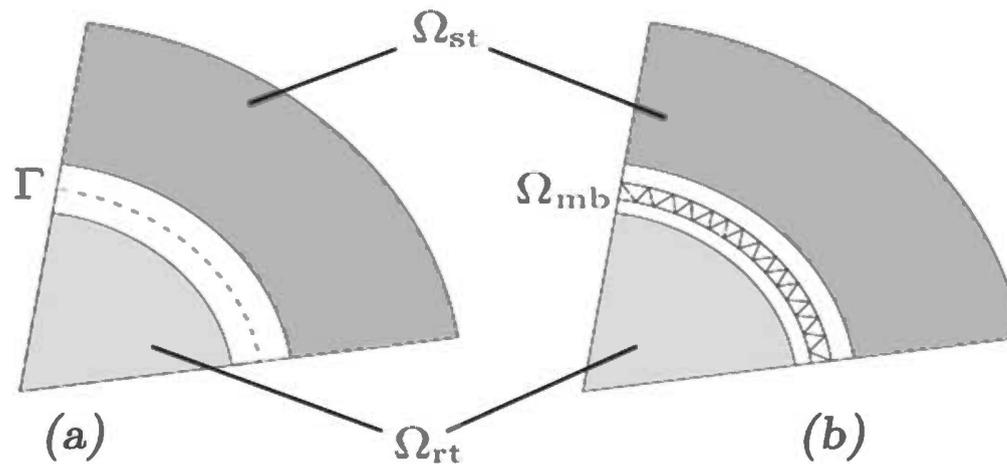


Figure 5.8 Méthodes de l'entrefre maillé (a) la surface de glissement (b) la bande mouvement

- Cas n° 1 : l'équation dynamique n'est pas prise en compte (régime permanent). La vitesse de la machine ne varie pas. Le rotor tourne d'un angle θ constant imposé par l'utilisateur. Cet angle est égal au pas de discrétisation du maillage à l'entrefre et les nœuds à l'entrefre des deux régions se superposent à chaque instant t (figure 5.9).
- Cas n° 2 : l'équation dynamique est prise en compte (démarrage, essai dynamique tel que le court-circuit triphasé, etc...). La vitesse de la machine varie en fonction du temps et l'angle θ n'est plus constant. La superposition des nœuds à l'entrefre des deux régions n'est pas assurée (figure 5.10).

Pour coupler les nœuds à l'entrefre dans les deux cas, on fait appel à la fonction *CEINTF* de ANSYS. Celle-ci permet de lier par des équations de contraintes les nœuds et les éléments de deux régions distinctes partageant une interface commune. Il n'est pas obligatoire que le maillage des deux régions à l'interface soit similaire, d'où la puissance de cette commande qui utilise les multiplicateurs de *Lagrange* pour gérer cette difficulté (Rodger et al. 1990).

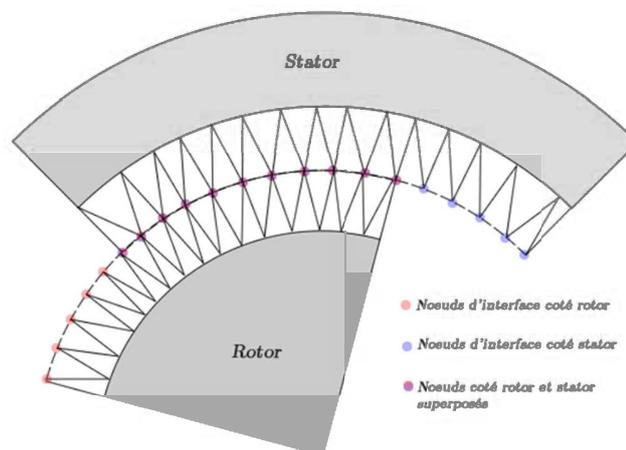


Figure 5.9 Liaison des nœuds à l'interface rotor/stator – Pas angulaire = pas de maillage à l'interface

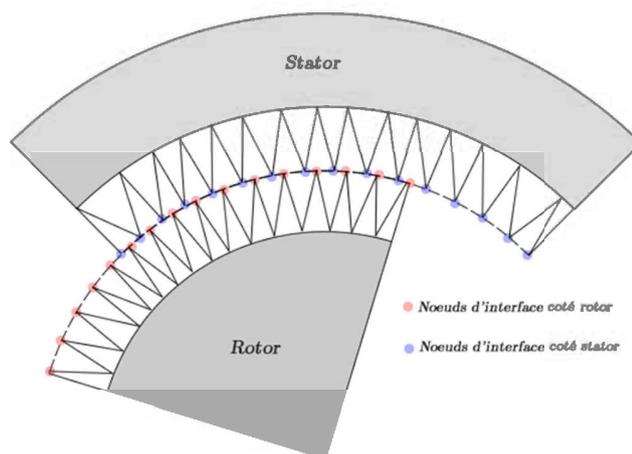


Figure 5.10 Liaison des nœuds à l'interface rotor/stator – Pas angulaire \neq pas de maillage à l'interface

Une macro a été développée par l'auteur de ce mémoire sous ANSYS afin de gérer la rotation pas-à-pas du rotor. Un schéma simplifié de cette macro est présenté à la figure 5.11. Le principe de cette macro est qu'à chaque repositionnement du rotor, les

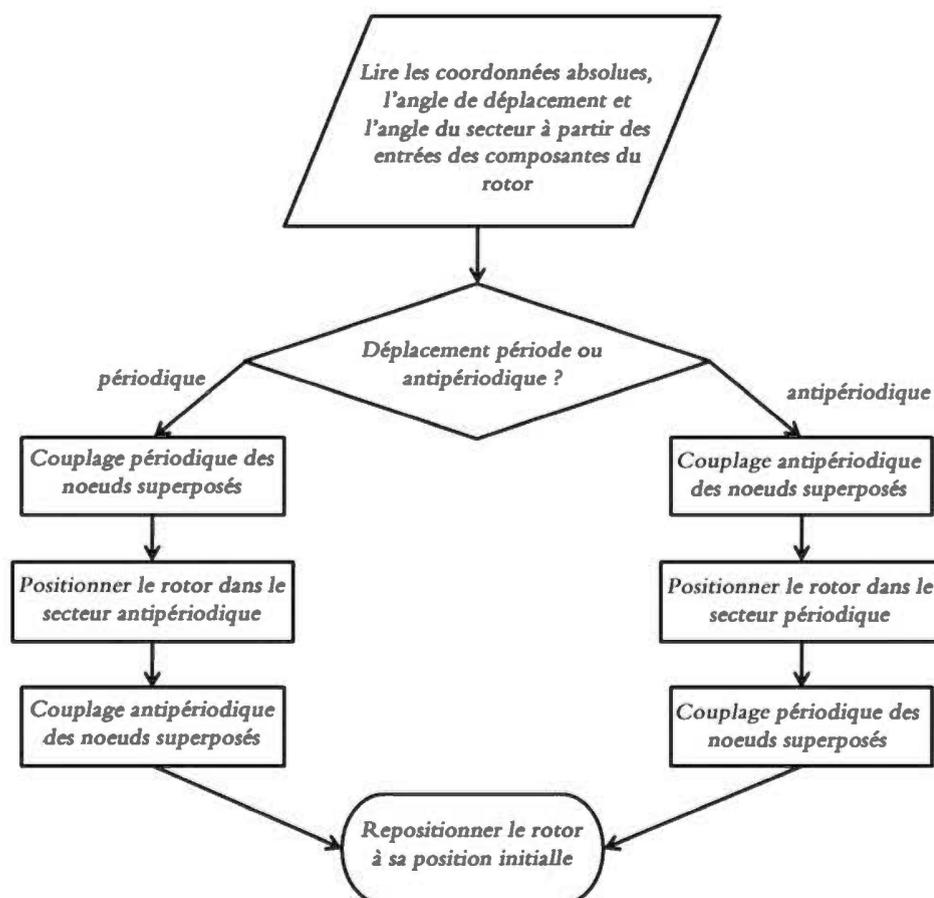


Figure 5.11 Macro de gestion du mouvement dynamique à l'interface rotor/stator programmée dans ANSYS

nœuds à l'interface entre le rotor et le stator sont connectés par des conditions périodiques et anti-périodiques. Comme montré à la figure 5.12, les conditions de frontières imposées sont :

$$A|_{\Gamma_1} = -A|_{\Gamma_2} \quad (5.41)$$

$$A|_{\Gamma_3} = A|_{\Gamma_4} \quad (5.42)$$

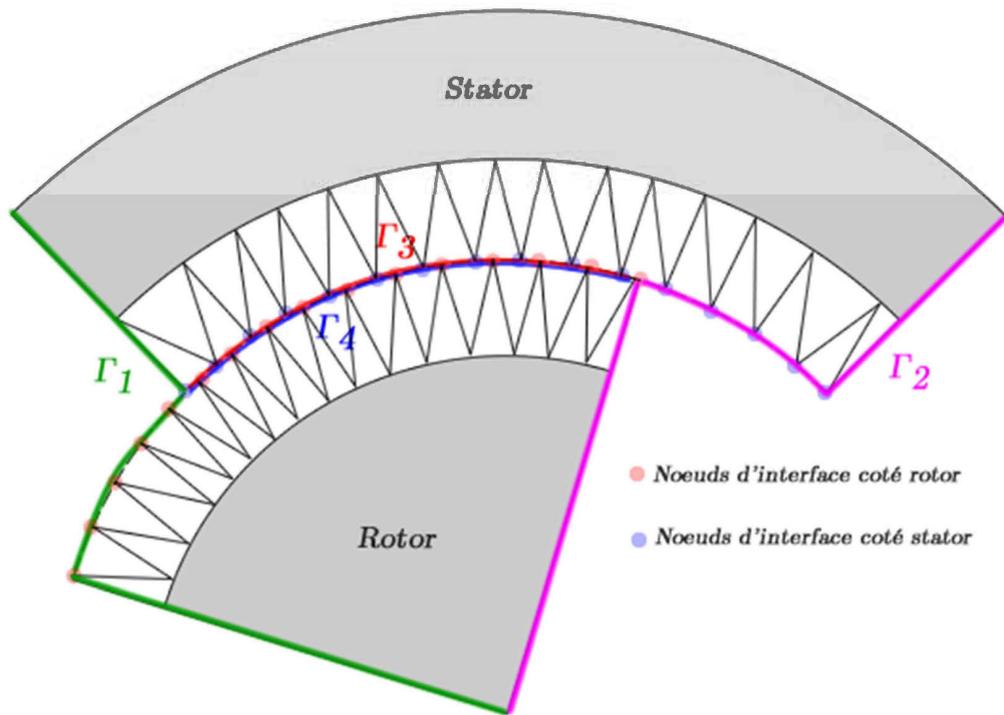


Figure 5.12 Conditions aux frontières pour la liaison pour la liaison des géométries du rotor et du stator

Lorsqu'un demi-tour électrique a été effectué, le rotor est remis à sa position neutre (interfaces Γ_1 et Γ_2 rectilignes) et les conditions (5.41) et (5.42) sont inversées afin de changer la polarité du pôle magnétique.

5.13 Conclusion

Dans ce chapitre, on a commencé par poser les bases géométriques et physiques du problème de champ. Les équations régissant le champ électromagnétique ont été formulées pour les différentes composantes de la génératrice. On a également montré comment ces équations sont discrétisées dans le domaine spatial par la méthode des éléments finis. Par la suite, les conditions aux limites à imposer dans le problème de

champ ont été discutées. La méthode du tenseur de Maxwell est mise en avant pour le calcul du couple électromagnétique à partir du résultat du problème de champ. Une formule pour le calcul de la force magnétomotrice a été présentée en se basant sur l'intégration du potentiel vecteur magnétique sur la surface d'un conducteur. Pour compléter la définition du problème de champ, les équations de couplages du champ et du circuit électrique externe ont été décrites pour le régime à vide et en charge. La prise en compte de la dynamique du mouvement, par le biais de la surface de glissement, et de la non-linéarité des matériaux, par le biais de la méthode de Newton-Rhapson, sont également intégrées au modèle par éléments finis de la génératrice. L'ensemble des équations est discrétisé dans le domaine temporel par le biais du schéma d'Euler arrière. La méthode que l'on vient de décrire a été implantée dans le logiciel ANSYS/Emag.

CHAPITRE VI

APPLICATION ET VALIDATION DE LA MÉTHODE DE CALCUL DU CHAMP PAR ÉLÉMENTS FINIS SOUS ANSYS

6.1 Introduction

Dans ce chapitre, l'outil d'analyse par éléments finis qui sera intégré à l'algorithme global de conception et d'optimisation d'une machine synchrone de faible puissance est présenté. Cet outil a été appliqué à une machine synchrone de faible puissance de la marque LAB-VOLT (figure 6.1). La machine LAB-VOLT est une



Figure 6.1 Vue de la machine synchrone de faible puissance LAB-VOLT

machine synchrone triphasée à rotor bobiné et à pôles saillants. Elle peut fonctionner en mode moteur ou en mode génératrice. Elle est utilisée à l'UQAT à des fins pédagogiques.

Le rotor de la machine est cruciforme et possède deux bobines induisant deux paires de pôles magnétiques. Il est fait d'un empilement de tôles épaisses isolées les unes des autres. Le matériau du rotor est inconnu, on sait toutefois qu'il est en de fer doux, conçu pour accepter un courant de champ continu. Autour du rotor, on trouve un cylindre creux au sein duquel la cage d'écureuil est moulée. Cette cage constitue le circuit amortisseur de la machine, comme pour une machine à induction. Le cylindre est constitué d'un empilement de tôles d'acier doux. Les barreaux du circuit amortisseur, l'anneau de court-circuit et les ailettes de refroidissement sont faits d'aluminium. Pour ce qui est du stator, celui-ci est fait d'un empilement de tôles fines d'acier-silicone isolées les unes des autres par du vernis. Ce type de matériau est généralement manufacturé de sorte que les pertes magnétiques soient minimales. Les figures 6.2 à 6.4 montrent les différentes composantes de l'alternateur LAB-VOLT ainsi que leurs dimensions. Pour la modélisation complète de la machine LAB-VOLT, certaines dimensions ont dû être mesurées directement sur la machine à l'aide d'un pied-à-coulisse.

Les paramètres et dimensions de cette machine sont présentés aux tableaux 6.1 à 6.3. La configuration de son bobinage statorique est montrée au tableau 6.3 et à la figure 6.5. Le bobinage de l'armature est un enroulement imbriqué à double couche, à pas raccourci et possède un rapport de bobinage de $7/8$.

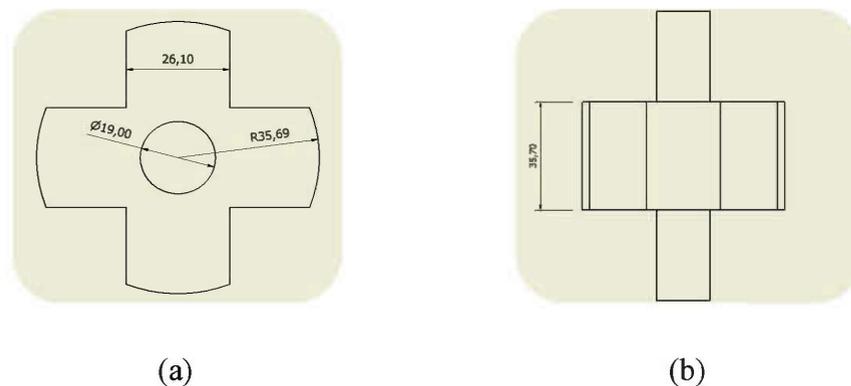


Figure 6.2 (a) Vue de face du rotor de l'alternateur LAB-VOLT, (b) Vue de haut du rotor de l'alternateur LAB-VOLT

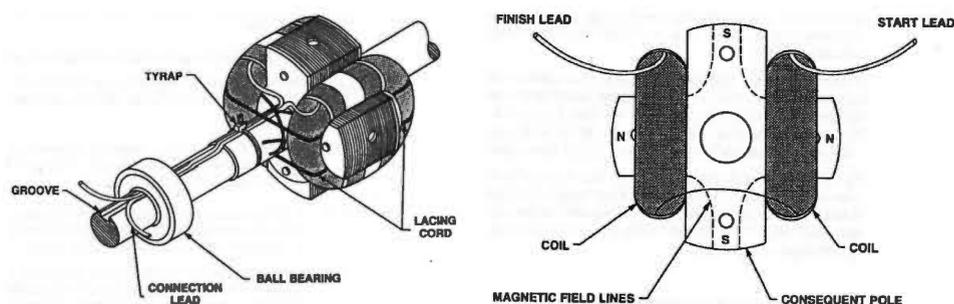


Figure 6.3 Vue du bobinage du rotor de l'alternateur LAB-VOLT

6.2 Méthodologie de simulation

Le logiciel ANSYS a été utilisé pour les simulations FEM. ANSYS a été optimisé initialement pour les analyses structurales d'où la rigidité de son utilisation pour les analyses du champ électromagnétique. Toutefois, ce logiciel s'avère très performant et très précis pour simuler les différentes conditions d'opération d'une machine électrique. Il permet notamment de réaliser des simulations magnétostatiques, harmoniques et transitoires avec prise en compte de la non-linéarité. On peut également introduire la périodicité et profiter ainsi de la symétrie des machines. Le couplage du domaine FEM avec un circuit externe est également possible, ce qui permet de prendre en compte les courants induits et d'effectuer de nombreux tests de performance.

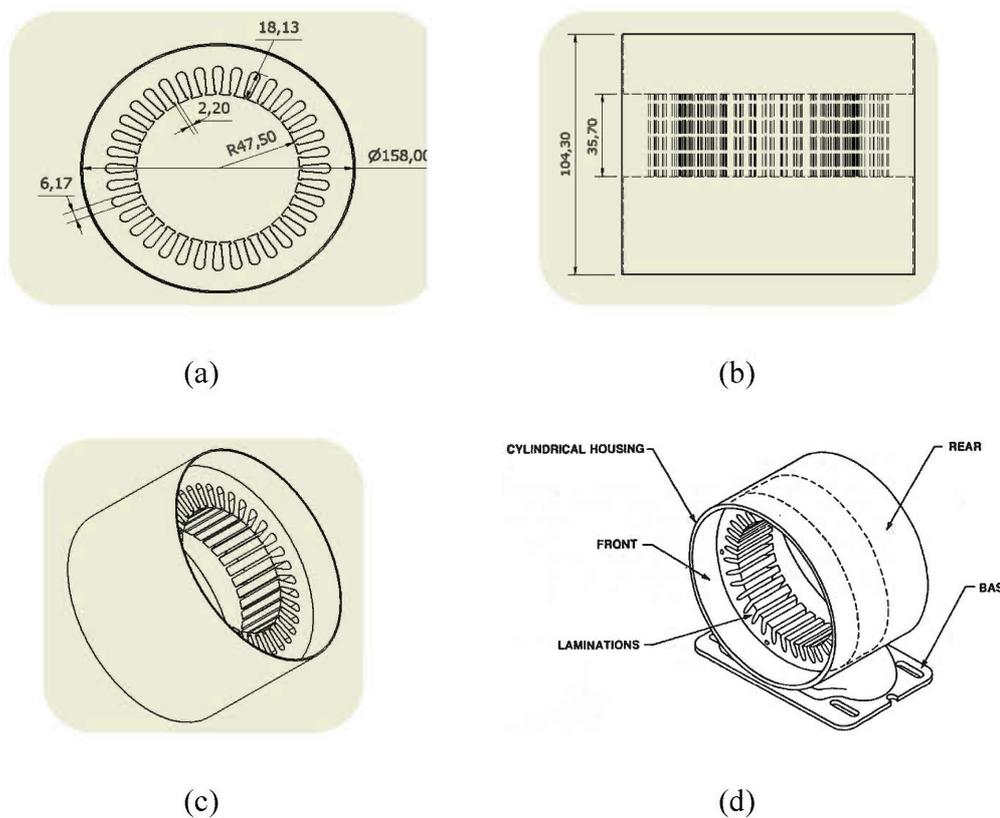


Figure 6.4 (a) Vue de face du stator du LAB-VOLT, (b) Vue de haut du stator, incluant les laminations d'acier, (c) vue oblique du stator, (d) Vue des composants du stator et de l'armature

Enfin, le langage APDL du logiciel permet de créer des algorithmes de calcul offrant la possibilité d'automatiser la simulation. Cela s'avère particulièrement utile lorsqu'il faut, par exemple, régénérer les équations de contraintes dans la zone d'entrefer après chaque rotation du rotor, ou bien lorsque plusieurs configurations de la machine étudiée sont testées.

Tableau 6.1 Dimensions principales du circuit magnétique du LAB-VOLT

Paramètres	Symbole	Valeurs
Nombre de paires de pôles	p	2
Diamètre d'alésage	D	95mm
Nombre total d'encoches au stator	Q	36
Longueur effective du noyau de fer	l_{fe}	35.7mm
Dimension de l'entrefer	δ	0.35mm

Tableau 6.2 Paramètres électriques de l'alternateur LAB-VOLT

Paramètres	Symbole	Valeurs	
Fréquence	f	60 Hz	
Vitesse de rotation	N	1800 RPM	
Tension nominal au stator	U	208 V	
Puissance fournie par le moteur	P_o	200 W	
Puissance apparente	S	120 VA	
Courant de champ maximal	I_{mf}	0.8 A	
Courant maximal au stator	I_{ms}	0.33 A	
Résistance du circuit de champ	R_f	125 Ω	
Résistance d'une phase au stator	R_s	12.5 Ω	
Réactances	Synchrone ; axe-d	X_d	126 Ω (98 Ω sat.)
	Synchrone ; axe-q	X_q	123 Ω (91 Ω sat.)
	Fuite au stator	$X_{\sigma a}$	18.6 Ω
	Subtransitoire ; axe-d	X_d'	18.6 Ω
	Subtransitoire ; axe-q	X_q'	18.6 Ω
	Transitoire ; axe-d	X_d''	31.5 Ω (91 Ω sat.)
	Transitoire ; axe-q	X_q''	123 Ω

6.2.1 Description du modèle

La technique de modélisation par éléments finis présentée utilise une symétrie anti-périodique et une interface de glissement au niveau de l'entrefer. L'utilisation de la

Tableau 6.3 Paramètres de bobinages de la machine LAB-VOLT

Paramètres	Symbole	Valeurs
Bobinage	-	Triphasé
Connexion	-	Etoile
Pas complet	y	8
Pas raccourci	y_Q	7
Nb. de tours des 36 bobines au stator (no°24)	-	43 tours/bobine
Nb. de tours des 2 bobines au rotor (no°29)	$2T_f$	1250 tours/bobine
Nb. de tours de bobines par phase	T_{ph}	516
Nb. de conducteurs par encoches	z_Q	86
Nb. de chemins parallèles de la machine	a	1
Facteur de remplissage des encoches	α_s	N.D
Longueur de fin de bobine au stator	l_{su}	20mm

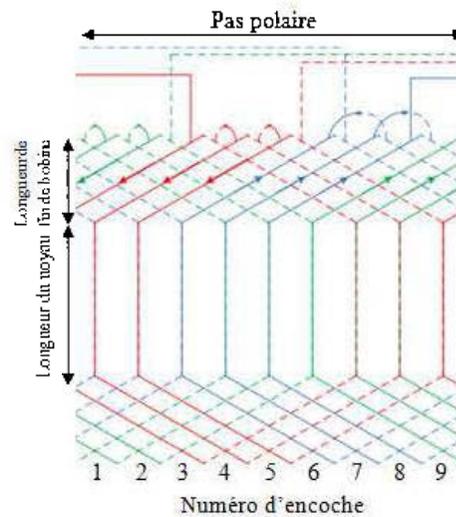


Figure 6.5 Configuration du bobinage pour un pas polaire

symétrie anti-périodique permet de réaliser des simulations en n'utilisant que la moitié du modèle comparativement à la symétrie périodique. Un fichier APDL a été développé

sur ANSYS afin d'automatiser les processus de modélisation, d'analyse et de solution. La figure 6.6 montre le modèle 2-D et le maillage utilisé pour toutes les simulations.

Dans les simulations éléments finis, la portion modélisée de la génératrice est communément appelée région « active » de la génératrice. La région active est constituée du noyau de fer (rotor et stator) ainsi que du bobinage. Le modèle est en 2D avec une symétrie anti-périodique. Il couvre un des quatre pôles de la machine, soit 90° mécaniques (180° électriques). L'arbre du rotor est inclus dans la portion modélisée du rotor. La portion modélisée du stator est délimitée par le diamètre externe (DE) de l'empilement de tôles du stator. La géométrie a été créée sur le logiciel Inventor puis importée sur ANSYS au format « Parasolid ».

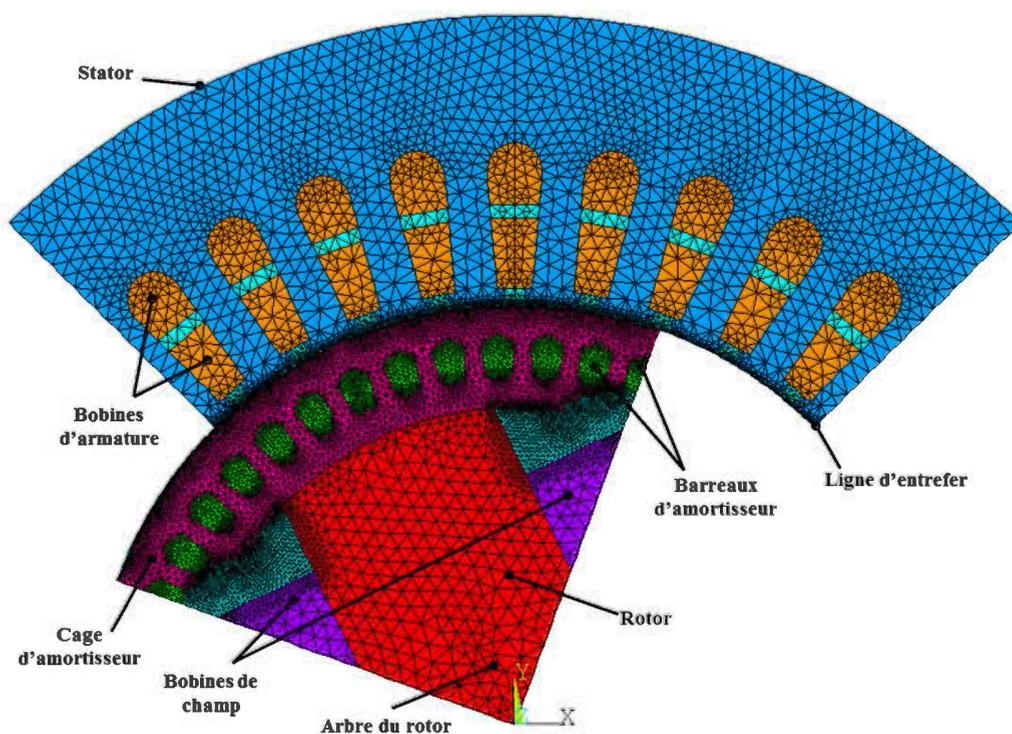


Figure 6.6 Modèle éléments finis et maillage de la machine LAB-VOLT

6.2.2 Configuration du bobinage et circuit externe

Les enroulements triphasés du stator peuvent être disposés de façon aléatoire. En se référant au schéma de bobinage fourni par le constructeur de la machine, la distribution des enroulements adoptée est montrée au tableau 6.4. Le modèle du circuit-couplé utilisé est montré à la figure 6.7. Le circuit du stator est présenté en haut de cette figure ; les phases présentes dans le modèle sont A+, A-, B+ et C-. Des inductances de fuites sont ajoutées à chaque phase aux terminaux du circuit afin de prendre en compte les réactances de fuites des têtes de bobines. Les résistances R_{s1} et R_{s2} sont utilisées

Tableau 6.4 Distribution du bobinage statorique dans la région EF du modèle; les numéros indiquent les encoches, les lettres représentent les différentes phases et les signes + et - le sens du courant

1	2	3	4	5	6	7	8	9
A+	C-	C-	C-	B+	B+	B+	A-	A-
A+	A+	A+	C-	C-	C-	B+	B+	B+

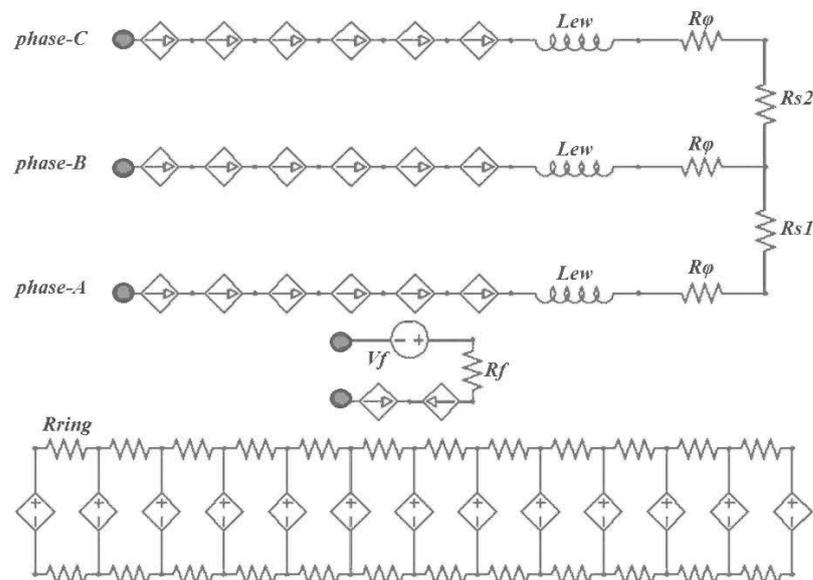


Figure 6.7 Circuit couplé pour le modèle de la machine LAB-VOLT

comme des interrupteurs en ajustant leur valeur à $10^6 \Omega$ pour un circuit ouvert et $10^{-12} \Omega$ pour un court-circuit. Les résistances des enroulements du rotor et du stator sont représentées par les résistances R_f et R_φ dans le circuit, respectivement.

6.2.3 Propriétés des matériaux

Les tôles laminées du stator et de la cage d'écureuil (50A350) et le fer du rotor (fer doux) sont représentées par leur courbes $B(H)$ respectives. La tôle du stator peut être modélisée par un matériau isotropique en corrigeant sa courbe $B(H)$ comme suit :

$$B^* = k_s B + (1 - k_s) \mu_0 H \quad (6.1)$$

Où k_s est le coefficient de foisonnement du stator; B et H sont fournis par le manufacturier de la tôle; B^* est la densité de flux corrigée correspondant au champ magnétique H . On attribue également une perméabilité relative $\mu_r = 1$ à l'arbre du rotor, aux régions d'air et aux conducteurs du rotor et du stator.

Comme on l'a vu plutôt, les résistances des enroulements rotoriques et statoriques sont représentée par les résistances R_f et R_φ dans le circuit couplé, respectivement. Pour ce faire, il faut imposer une valeur nulle de résistivité aux conducteurs du domaine EF ($10^{-12} \Omega m$ dans ANSYS car ce dernier n'accepte de paramètre nul). Enfin, on attribue les propriétés de l'aluminium à l'élément conducteur solide représentant les barres du circuit amortisseur.

6.2.4 Conditions aux limites et détails du modèle

Pour tous les modèles, une condition de symétrie anti-périodique a été appliquée aux bords périodiques (lignes de frontière à 45° et 135°). L'anti-périodicité est requise car le modèle ne comprend qu'un seul pôle. Par ailleurs, une condition de *Dirichlet* a été appliquée au niveau du diamètre externe du stator.

Concernant les simulations magnétostatiques, les charges de courant sont appliquées sous forme de densité de courant directement dans le modèle EF. Pour le modèle transitoire avec circuit couplé, l'excitation du rotor est assurée par une source de tension DC connectée aux bobines de l'enroulement rotorique dans le circuit externe. Il est nécessaire d'ajuster la source de tension pour avoir la tension terminale désirée. Même si cette procédure est réalisée manuellement, il est possible d'ajouter un correcteur PID au programme APDL pour automatiser ce processus d'ajustement (Lindenholm et al. 2009).

Pour les simulations dynamiques, l'interface rotor/stator est gérée par le biais d'une macro nommé '*slidemac*'. Cette macro, rédigée par l'auteur, permet l'utilisation de la symétrie anti-périodique et sera discuté dans la section suivante.

6.2.5 Macro de résolution dynamique

Pour effectuer les simulations dynamiques avec circuit couplé en utilisant une symétrie anti-périodique, une approche particulière a été adoptée. En premier lieu, le processus de résolution est initié par la solution statique du problème obtenue lorsque les géométries du rotor et du stator sont alignées. Après la solution statique, l'intégration temporelle est activée et la boucle de résolution temporelle pas-à-pas est enclenchée. Les principales étapes de cette boucle de résolution sont les suivantes :

- a) Positionner le rotor à sa position angulaire adéquate;
- b) Identifier la nouvelle position angulaire absolue du rotor en degrés;
- c) Entrer dans le bloc de pré-traitement (/PREP7);
- d) Appeler la macro '*slidemac*' en utilisant la nouvelle position angulaire du rotor;
- e) Établir un redémarrage de la résolution du problème (RESTART);
- f) Définir le temps de la nouvelle solution;
- g) Résoudre le problème de champ.

La fonction première de la macro '*slidemac*' est d'assurer la connectivité entre les maillages du rotor et du stator au niveau de la ligne d'entrefer et ce peu importe la

position du rotor. Les densités respectives des maillages du rotor et du stator peuvent ne pas être similaires à l'interface. La commande *CEINTF*, intégrée à la macro '*slidemac*', permet en effet le couplage entre des maillages de densités différentes comme on l'a vu plutôt. Un diagramme simplifié de la macro '*slidemac*' est présentée à la figure 5.12.

6.3 Résultats de l'analyse

Les principaux résultats des simulations par éléments finis de la machine LAB-VOLT sont présentés dans ce qui suit.

6.3.6 Calcul du flux propre

Le flux propre de la $j^{ième}$ phase est donné par (*Bianchi, 2005*) :

$$\Psi_j = n_s l_{fe} \frac{z_Q}{a} \sum_{q=1}^{Q/n_s} k_{jq} \frac{1}{S_q} \int_{S_q} A_z dS \quad (6.2)$$

Ici, k_{jq} sont des coefficients qui tiennent compte de la présence ou non de conducteurs appartenant à la $j^{ième}$ phase dans la $q^{ième}$, ainsi que de la direction du courant selon l'axe-z. L'intégrale continue en (6.2) est ramenée à une sommation discrète par le biais de (5.13). On obtient :

$$\Psi_j = n_s l_{fe} \frac{z_Q}{a} \sum_{q=1}^{Q/n_s} k_{jq} \frac{1}{S_q} \left(\sum_{n=1}^{n_e} \frac{S_n \sum_{i=1}^6 u_i^{(n)}}{6} \right) \quad (6.3)$$

En se référant à la configuration du bobinage du tableau 6.4, les coefficients k_{jq} auront les valeurs présentées au tableau 6.5. Après avoir calculé les flux des trois phases Ψ_a , Ψ_b et Ψ_c à partir de (6.3), le phaseur spatial des flux est formé comme suit (*Ban et al. 1998*) :

Tableau 6.5 Valeurs des coefficients k_{jq} de la machine Lab-volt

		$q^{i\text{ème}} \text{ encoches}$								
		1	2	3	4	5	6	7	8	9
k_{jq}	<i>phase - A</i>	1	$\frac{1}{2}$	$\frac{1}{2}$	0	0	0	0	$-\frac{1}{2}$	$-\frac{1}{2}$
	<i>phase - B</i>	0	0	0	0	$\frac{1}{2}$	$\frac{1}{2}$	1	$\frac{1}{2}$	$\frac{1}{2}$
	<i>phase - C</i>	0	$-\frac{1}{2}$	$-\frac{1}{2}$	-1	$-\frac{1}{2}$	$-\frac{1}{2}$	0	0	0

$$\bar{\Psi} = \frac{2}{3} \left(\Psi_a e^{j\theta_a} + \Psi_b e^{j\theta_b} + \Psi_c e^{j\theta_c} \right) \quad (6.4)$$

Où θ_a , θ_b et θ_c sont les positions angulaires des axes de phases mesurées à partir de l'axe direct. Les flux principaux des axe- d et $-q$ sont égales à la partie réelle et imaginaire de (6.4), respectivement. De façon similaire, les courants d'axe- d et $-q$, I_d et I_q sont obtenus à partir de la partie réelle et imaginaire du phaseur de courant :

$$\bar{I} = \frac{2}{3} \left(I_a e^{j\theta_a} + I_b e^{j\theta_b} + I_c e^{j\theta_c} \right) \quad (6.5)$$

6.3.7 Courbe de saturation à vide

La courbe de saturation à vide de la machine synchrone est déterminée à partir de la simulation magnéto-statique pour des valeurs de courants de champ $0 < I_f < 1.2I_{fn}$. La valeur RMS de la force électromotrice induite, considérant une vitesse constante, est calculée par la relation suivante :

$$E_m = \frac{1}{\sqrt{2}} \omega \sqrt{\Psi_d^2 + \Psi_q^2} \quad (6.6)$$

La force électromotrice induite obtenue par (6.6) est la tension de ligne à vide pour une connexion statorique de type étoile-Y. La distribution du champ magnétique produit par les courants magnétisants est montrée à la figure 6.8. Une comparaison entre les résultats numériques et expérimentaux de la courbe de saturation est proposée à la figure 6.9. On remarque que la courbe de saturation prédite par les simulations par éléments finis concorde très bien avec la courbe de saturation développée à partir des essais en laboratoire.

Il faut noter ici que la courbe de magnétisation du matériau du rotor a été ajustée pour faire correspondre les courbes expérimentale et numérique de saturation à vide. Nous avons adopté cet ajustement car nous n'avons pas une connaissance précise du matériau du rotor. La courbe de saturation d'un fer doux ordinaire a donc été légèrement modifiée afin d'obtenir des résultats satisfaisants. Il est utile d'indiquer qu'une très bonne connaissance des propriétés magnétiques des matériaux utilisés dans la

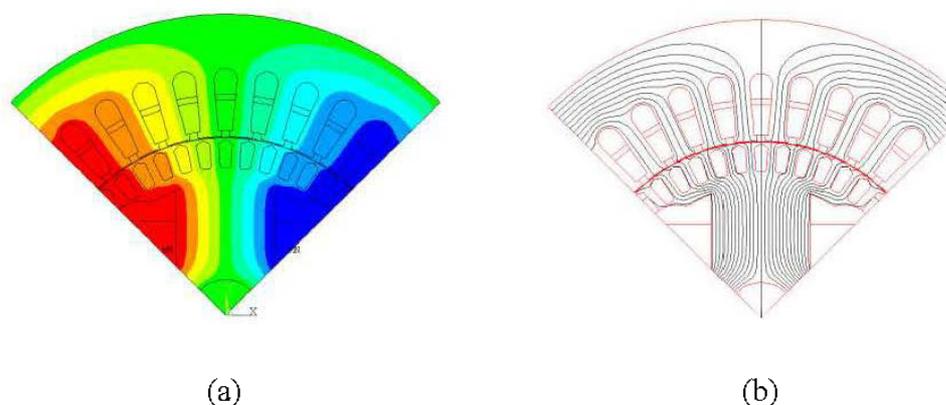


Figure 6.8 Champ magnétique dans la machine à vide, a) potentiel vecteur magnétique, b) lignes de champ

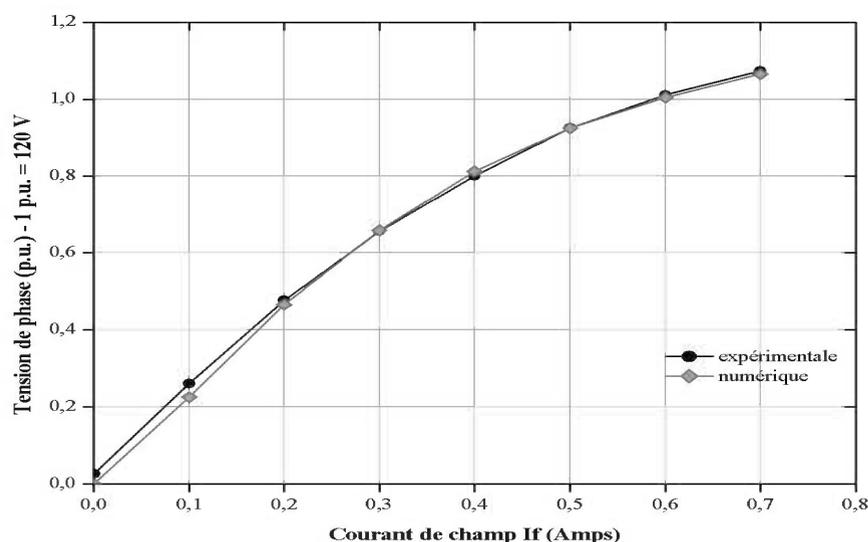


Figure 6.9 Courbe de saturation de la machine LAB-VOLT

fabrication de la machine est cruciale pour avoir une bonne représentation du comportement électromagnétique de la machine étudiée.

6.3.8 Distribution de la densité de flux à l'entrefer et harmoniques spatiales

À partir de la solution du champ, on peut déterminer la distribution de la densité de flux le long d'un parcours arbitraire sur la machine étudiée. À la figure 6.10, on peut voir la distribution de la densité de flux au niveau de la ligne médiane de l'entrefer le long d'un pas polaire complet. Ici, le flux n'est produit que par le courant de champ nominal. On constate clairement l'influence des encoches du stator et des barreaux du circuit amortisseur sur la forme et l'amplitude de la densité de flux à l'entrefer. En faisant une analyse de Fourier sur cette distribution, on obtient les valeurs des harmoniques spatiales de l'induction à l'entrefer (tableau 6.6) dont la valeur la plus importante est la fondamentale car elle permettra la validation de l'induction d'entrefer du modèle analytique. Pour la machine LAB-VOLT, le fondamental de la densité de flux à l'entrefer est $B_{1\delta m} \simeq 0,58 - T$.

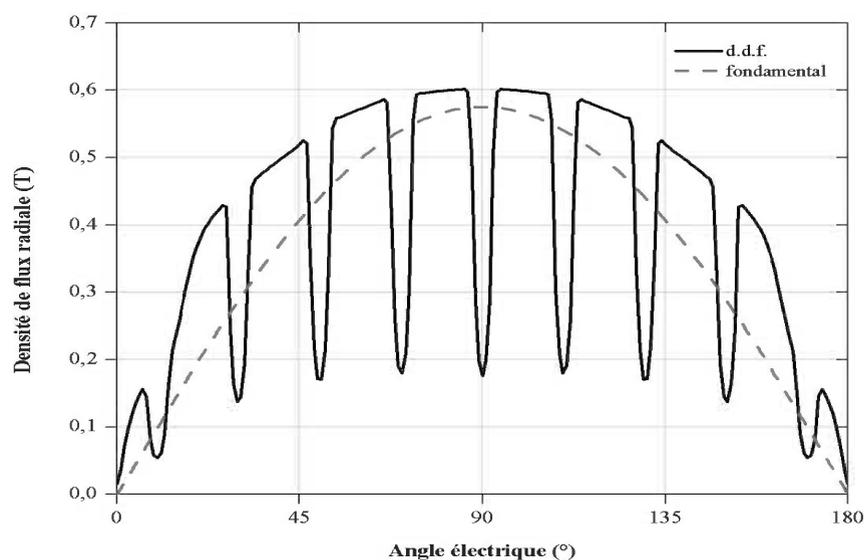


Figure 6.10 Distribution de la densité de flux à l'entrefer de la machine LAB-VOLT

Tableau 6.6 Harmoniques spatiales de la densité de flux à l'entrefer pour la machine LAB-VOLT

Harmoniques	1	3	5	7	9	11	13	15	17	19	21
% de la fondamentale	100	8.43	0.53	0.05	0.03	0.11	0.16	1.03	13.76	15.89	1.31

6.3.9 Réactances synchrones

L'analyse magnétostatique est également utilisée pour calculer avec une très bonne précision les réactances d'axe- d et $-q$ de la machine. Pour calculer la réactance synchrone d'axe- d X_d , l'axe direct est aligné avec l'axe de la phase A . La phase A est chargée par un courant I et les phases B et C par un courant $-0.5I$. Ainsi, la distribution des courants d'armature produit une FMM dont le maximum se situe au niveau de l'axe direct ; le maximum des courants d'armature se situe donc au niveau de

l'axe de quadrature. Le courant de champ dans ce cas-ci est nul. La base théorique derrière cette technique de calcul est présentée par *Ban et al. (1998) et Salon (1995)*. La réactance d'axe- d X_d est exprimée par :

$$X_d = \frac{\omega\Psi_d}{aI_d} + \omega L_{ew} \quad (6.7)$$

Ici, Ψ_d et I_d sont obtenus à partir de la solution du champ en utilisant (6.4) et (6.5), respectivement. Pour le calcul de la réactance d'axe- q X_q , c'est l'axe de quadrature qui est aligné avec l'axe de la phase A . Le rotor est donc décalé de 90° électriques par rapport à la position utilisée pour le calcul de la réactance d'axe- d ; le champ est maximal au niveau de l'axe- d et le pic des courants d'armature se situe sur l'axe- q . Encore une fois, aucun courant ne circule dans les bobines du circuit de champ. La réactance d'axe- q X_q est exprimée par :

$$X_q = \frac{\omega\Psi_q}{aI_q} + \omega L_{ew} \quad (6.8)$$

Le champ magnétique produit par la réaction d'induit d'axe- d et - q est présenté aux figures 6.11 et 6.12, respectivement. Les résultats de calcul des réactances sont présentés au tableau 6.9.

Il faut ici indiquer que la valeur de la réactance de fuite des têtes de bobines $X_{ew} = \omega L_{ew}$ a été récupérée à partir des données fournies par le manufacturier (voir tableau 6.2).

6.3.10 Taux de distorsion harmonique de la tension induite à vide

Le contenu harmonique de la tension induite à vide peut être évalué à partir des résultats de la simulation dynamique en appliquant la transformée de Fourier

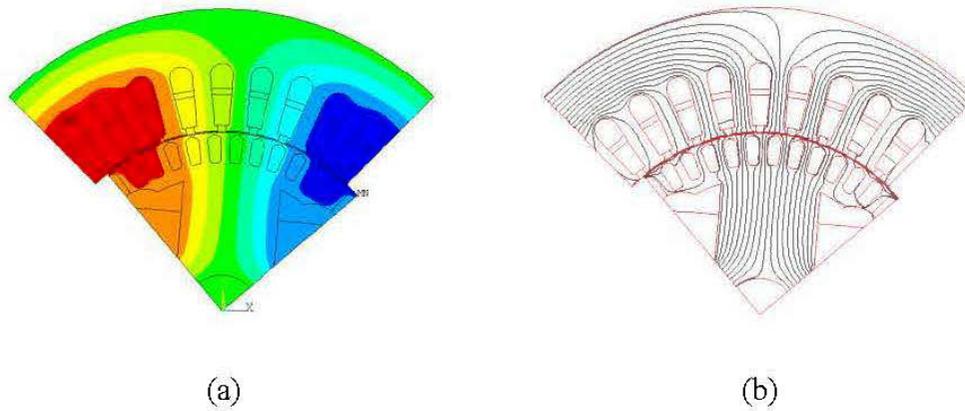


Figure 6.11 Champ magnétique de réaction d'induit d'axe-d, a) potentiel vecteur magnétique, b) lignes de champ

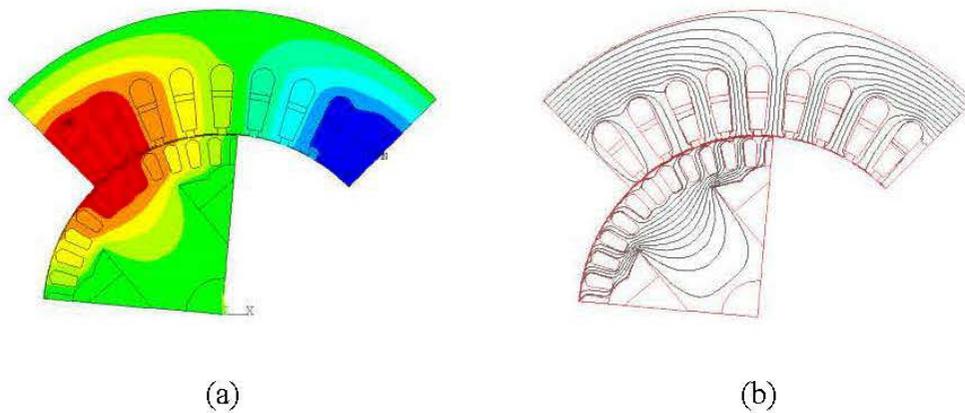


Figure 6.12 Champ magnétique de réaction d'induit d'axe-q, a) potentiel vecteur magnétique, b) lignes de champ

directement sur le signal de la tension terminale dont une comparaison entre les résultats numériques et expérimentaux est montrée à la figure 6.13. On peut voir à partir du tableau 6.7 que les contenus harmoniques obtenus à partir des signaux de tensions numérique et expérimental sont très proches surtout pour les harmoniques d'ordre 3 à 7. Le taux de distorsion harmonique mesuré est de 4.42% et celui obtenu numériquement est de 4.86%.

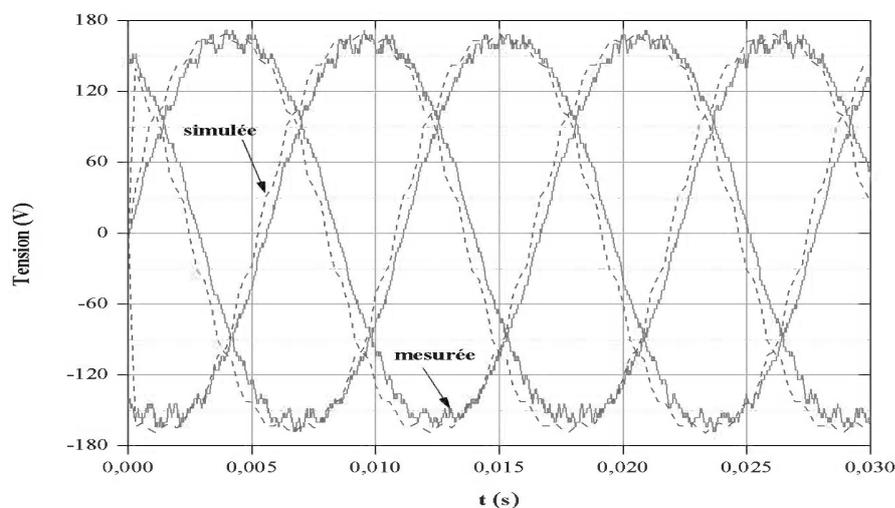


Figure 6.13 Signaux des tensions de phases induites à vide

Tableau 6.7 Contenu harmonique de la tension induite à vide pour la machine LAB-VOLT

Harmoniques	1	3	5	7	9	11	13	15
% de la fondamentale (EXP)	100	4.21	1.08	0.72	1.33	0.02	0.18	0.04
% de la fondamentale (FEM)	100	4.21	1.03	0.53	0.61	0.45	0.47	0.94

6.3.11 Essai en court-circuit triphasé

L'essai en court-circuit triphasé est réalisé afin d'évaluer les performances et les paramètres en régime permanent et transitoire de la machine. Le test conduit en accord avec le standard IEEE, consiste en l'application d'un court-circuit triphasé aux terminaux du stator pendant que la machine évolue à sa vitesse nominale à vide. Les courants de court-circuit des trois phases sont enregistrés puis traités avec une procédure graphique présentée dans le standard IEEE et qui a été programmée sur Matlab® (annexe D2) pour les besoins de ce projet. Une brève description de cette procédure est présentée ci-après.

6.3.11.1 Procédure d'identification des paramètres d'axe-d de la génératrice synchrone à partir de l'essai en court-circuit triphasé

Les essais en court-circuit triphasé sont utilisés pour évaluer les paramètres de l'axe direct de la génératrice synchrone : X_d , X'_d , X''_d , T'_d et T''_d . Le test est initié à vide lorsque la machine évolue à vitesse constante (figure 6.14). Le niveau de saturation de la machine est contrôlé par la tension terminale initiale (avant défaut). Étant donné que cet essai peut causer des dommages à la machine, on le réalise généralement à tension réduite afin de minimiser les contraintes électrodynamiques et thermiques.

La composante AC décroissante du courant terminal après le court-circuit triphasé peut être exprimée comme suit :

$$I_{ac}(t) = I_{\infty} + I' e^{-t/T'_d} + I'' e^{-t/T''_d} \quad (6.9)$$

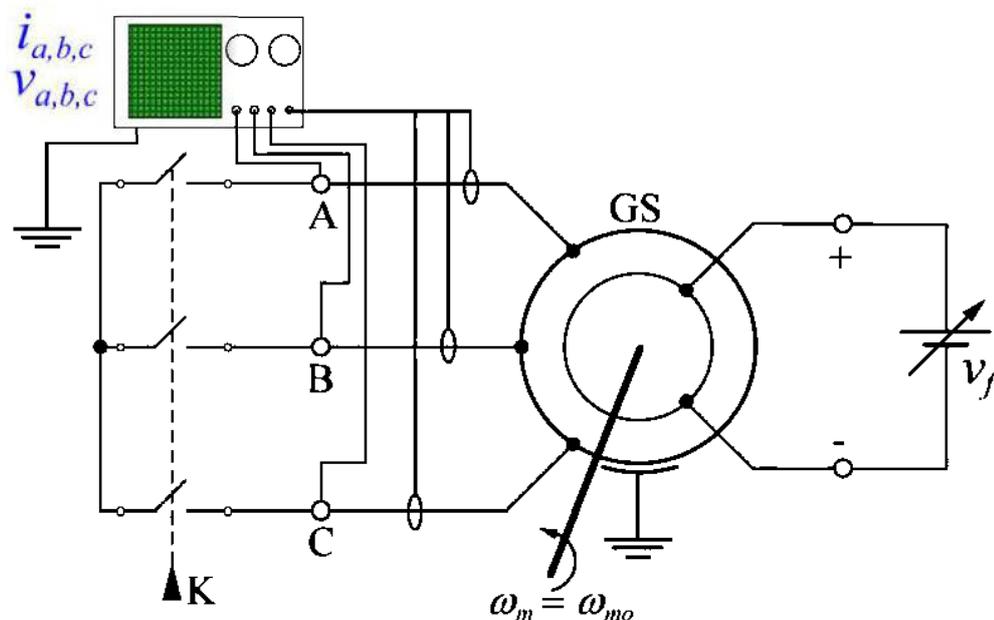


Figure 6.14 Configuration du montage de l'essai en court-circuit triphasé (le court-circuit est enclenché en fermant l'interrupteurs K)

Où $I_\infty = V_0/X_d$ est la valeur RMS du courant terminal après que celui-ci ait atteint le régime permanent après défaut; $I' = (1/X'_d - 1/X_d)V_0$ et $I'' = (1/X''_d - 1/X'_d)V_0$ sont les composantes transitoire et subtransitoire du courant terminal; V_0 est la valeur RMS de la tension terminale juste avant le défaut. Les réactances sont calculées par les relations suivantes :

$$X_d = \frac{V_0}{I_\infty} \quad (6.10)$$

$$X'_d = \frac{V_0}{I_\infty + I'} \quad (6.11)$$

$$X''_d = \frac{V_0}{I_\infty + I' + I''} \quad (6.12)$$

Le régime subtransitoire représenté par le terme $I''e^{-t/T''_d}$ disparaît après quelques cycles ($t > T_1$) et peut être soustrait de (6.9). On obtient :

$$I^* = \{I_{ac}\}_{t>T_1} - I_\infty = I'e^{-t/T'_d} \quad (6.13)$$

$$\Rightarrow \log(I^*) = \log(I') - \frac{t}{T'_d} \quad (6.14)$$

Ainsi, en partant de t suffisamment grand pour négliger le régime subtransitoire, on peut déduire T'_d à partir de la pente du tracé logarithmique de I^* . Pareillement, pour un temps $0 < t < T_1$, on a :

$$I^\# = \{I_{ac}\}_{0<t<T_1} - I_\infty - I'e^{-t/T'_d} = I''e^{-t/T''_d} \quad (6.15)$$

$$\Rightarrow \log(I^\#) = \log(I^n) - \frac{t}{T_d^n} \quad (6.16)$$

En considérant l'intervalle temporelle subtransitoire, on peut déduire T_d^n à partir de la pente du tracé logarithmique de $I^\#$.

Cette procédure graphique, dont on vient de faire la description, est plus appropriée que la technique standard d'identification par régression polynomiale car les machines de faible puissance possèdent des constantes de temps très faible.

6.3.11.2 Résultats de l'essai en court-circuit

Le tableau 6.8 donne les conditions initiales avant l'application du court-circuit. Les courants de court-circuit expérimentaux et numériques sont présentés à la figure 6.15. La figure 6.16 montre le champ magnétique aux deux premiers pics de courant après l'application du court-circuit.

On remarque une bonne corrélation entre les traces de courants expérimentales et numériques. On note un certain déphasage qui est principalement dû au fait que la dynamique du mouvement (couple dynamique engendré par le changement brusque des conditions de charge) est difficile à représenter dans un modèle numérique.

6.4 Identifications des paramètres du circuit équivalent

La procédure d'identification présentée plus tôt a été automatisée sous Matlab® (annexe D2) et appliquée aux traces de courants de la figure 6.15. Une comparaison entre les paramètres identifiés à partir des essais expérimentaux et numériques est présentée au tableau 6.9. Ces paramètres sont également comparés aux données du manufacturier de la machine pour validation.

Tableau 6.8 Conditions initiales de l'essai en court-circuit

Tension de champ V_f	Courant de champ I_f	Tension terminale phase-neutre
66 V	0.53 A	0,92 p.u.

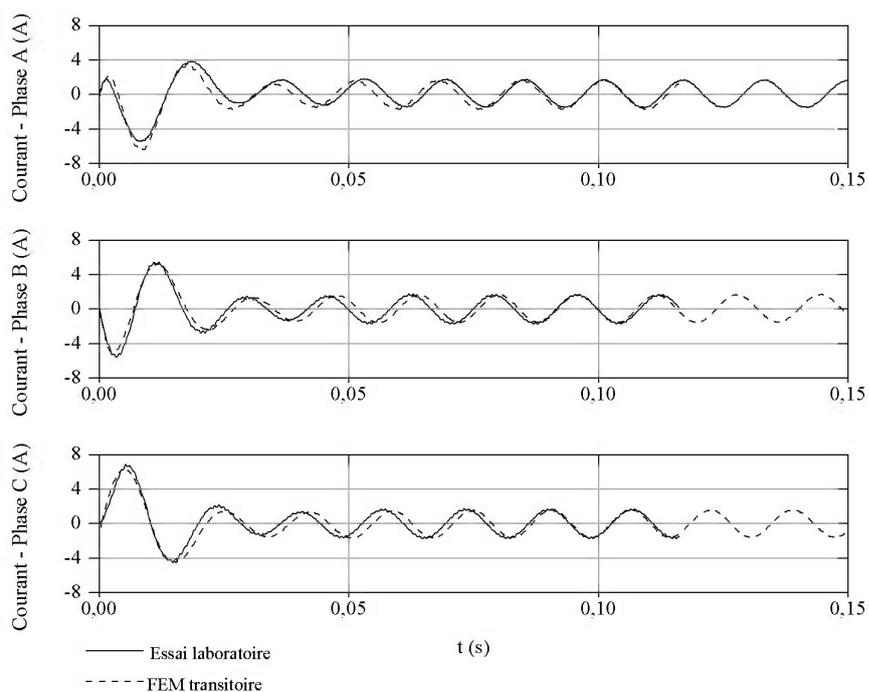


Figure 6.15 Courants de phases de l'essai en court-circuit triphasé (LAB-VOLT)

Globalement, on remarque une très bonne corrélation entre les paramètres obtenus expérimentalement et numériquement. En ce qui concerne les réactances synchrones, la simulation dynamique donne de meilleurs résultats que la magnétostatique. Néanmoins, la différence est minime au regard de la lourdeur de la simulation dynamique. Il est donc

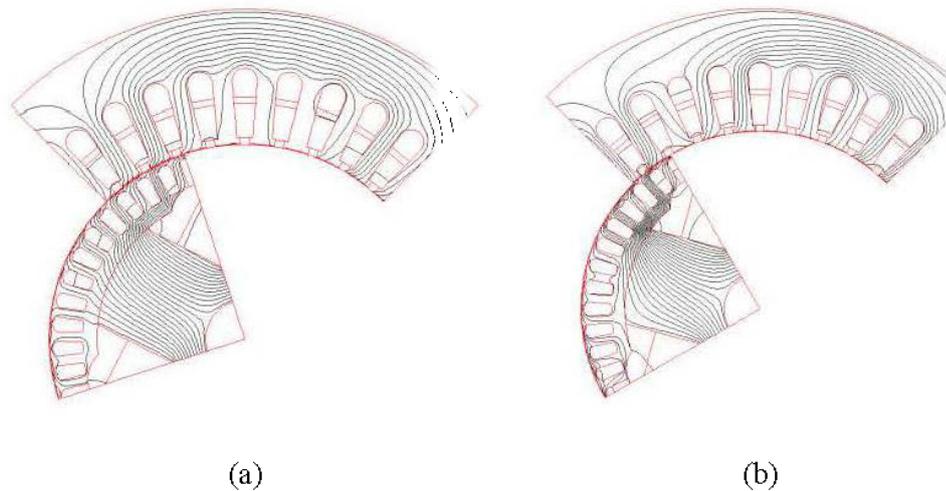


Figure 6.16 Essai en court-circuit (a) distribution du flux au premier pic de courant (b) distribution du flux au second pic de courant

Tableau 6.9 Réactances et constantes de temps de la génératrice LAB-VOLT

Quantité	FEM	Essai	Manufacturier
X_d (p.u.)	0.3756 - (Mag) 0.3456 - (Dyn)	0.3444	0.3500
X_q (p.u.)	0.3639 - (Mag)	-	0.3417
X'_d (p.u.)	0.0676	0.0679	0.0875
X''_d (p.u.)	0.0514	0.0511	0.0517
T'_d (s)	0.0144	0.0142	-
T''_d (s)	0.0075	0.0074	-

Mag = simulation magnétostatique

Dyn = simulation transitoire pas-à-pas (court-circuit)

plus intéressent de réaliser une étude magnétostatique si on veut calculer uniquement les réactances synchrones. La précision des résultats des réactances transitoires et subtransitoires est dues au fait que le mode transitoire est principalement dominé par la réactance de fuite et par la configuration du circuit amortisseur. Sachant que ces deux

paramètres sont fournis par le manufacturier de la machine (voir tableau 6.2), la dynamique de cette dernière a pu être reproduite avec précision.

Ce dernier point est un aspect clé de la simulation magnétodynamique de la génératrice synchrone. En effet, il est souvent difficile de connaître avec précision la réactance de fuite de la machine, en particulier les fuites des têtes de bobines. Dans le cas d'une petite machine, la réactance de fuite est négligeable par rapport aux autres réactances. Les résultats des simulations dynamiques en seront plus au moins affectés. La configuration du circuit amortisseur est, quant à elle, critique pour la reproduction du comportement dynamique de la machine, principalement durant la phase transitoire où l'effet du circuit amortisseur domine celui des autres circuits de la machine.

6.5 Conclusion

Dans ce chapitre, la méthodologie d'analyse par éléments finis de la génératrice synchrone a été présentée. Un cas concret a été étudié. L'outil d'analyse, programmé dans le logiciel ANSYS, a en effet été appliqué à la génératrice synchrone de la marque Lab-Volt. De nombreux résultats ont pu être extraits et comparés aux données expérimentales et à celles du manufacturier de la machine. Une très bonne concordance entre les résultats obtenus numériquement et expérimentales a été notée. Les paramètres du circuit équivalent ont été identifiés à partir de l'essai en court-circuit. Le temps de simulation maximal observé est d'une heure environ pour la simulation de l'essai en court-circuit à 10 cycles électriques après défaut. Pour les simulations magnétostatiques, le temps de simulation est de quelques minutes. L'ordinateur utilisé est un PC-Intel Core-i5 à 2.3 GHz, de 4Go DRAM et avec un DD de 500Go.

La conclusion qui s'impose est que l'outil d'analyse par éléments finis conçu pour les besoins de ce travail est suffisamment précis pour valider un concept d'une génératrice synchrone durant la phase de conception. Non seulement le flux dans la machine peut être visualisé avec une grande précision mais, en outre, les performances de la machine peuvent être évaluées par le biais d'essais normalisés et ce sans avoir

recours à un prototypage coûteux et risqué. Le code de l'analyse par éléments de la génératrice Lab-Volt est disponible à l'annexe A et B. Les fichiers Matlab® de post-traitement des résultats et d'identifications des paramètres sont présentés aux annexes C et D. La même procédure développée dans ce chapitre sera appliquée à la conception de l'alternateur du simulateur d'Hydro-Québec, comme on le verra au chapitre suivant.

CHAPITRE VII

CONCEPTION DE L'ALTERNATEUR DU SIMULATEUR D'HYDRO-QUÉBEC

7.1 Introduction

L'alternateur que l'on veut concevoir va être implanté dans un simulateur analogique d'un groupe turbine/alternateur. La compagnie Hydro-Québec a fourni un cahier de charges suffisamment complet pour cerner convenablement le problème de conception. L'objectif principal est de trouver un concept alliant performance élevée et faible coût de fabrication. L'optimisation multi-objets sera donc portée sur **la maximisation du rendement et la minimisation de la masse**. D'un côté, un rendement élevé est synonyme de bonne performance. D'un autre côté, un poids minimal est synonyme de faible coût. Or, d'après notre expérience, ces deux objectifs sont conflictuels. L'amélioration de l'un des objectifs entraîne automatiquement la détérioration de l'autre. D'où l'intérêt de l'optimisation multi-objets basée sur le modèle analytique décrit au chapitre 3. Pour analyser la solution obtenue après optimisation, la méthodologie appliquée à la machine Lab-Volt et présentée au chapitre 6, sera utilisée comme outils de validation.

7.2 Récapitulatif de la méthodologie de dimensionnement de la machine

Toutes les dimensions géométriques de la machine sont calculées à partir d'une trentaine de variables caractéristiques. La méthode de dimensionnement est basée sur un ensemble d'équations analytiques.

L'utilisation d'un modèle analytique est essentielle dans un processus d'optimisation itératif car il faut pouvoir comparer la qualité, selon les critères choisis, de plusieurs solutions possibles.

On commence donc par imposer les critères du cahier de charges (tableau 7.1) qui sont discutés avec le client (puissance délivrée, courant nominal au stator, contraintes d'encombrement, configuration du bobinage, etc...). Ensuite, on définit les variables d'optimisation telle que l'induction maximale dans les pôles ou la culasse. La valeur de ces variables est sujette à des contraintes (valeur max-min).

On doit également tenir compte des matériaux constitutifs de la machine. Le choix peut être basé sur des critères de coûts ou sur une entente avec le client. La non-linéarité

Tableau 7.1 Paramètres du cahier de charges de l'alternateur du simulateur

Paramètres	Symboles	Valeurs
Position de l'alternateur	-	Verticale
Fréquence	f	60-Hz
Bobinage	-	Triphasée
Connexion	-	Étoile
Vitesse de rotation	N	720-RPM
Nombre de pôles	$2p$	10
Type de pôles	-	Saillants
Tension de sortie	U	600-V
Puissance fourni par la turbine	P_a	3509-W
Puissance apparente	S	3700-VA
Courant nominal au stator	I_s	3.564-A
Diamètre d'alésage	D	< 0.6-m
Longueur du noyau de fer	l_{fe}	< 0.1-m
Structure de bobinage	-	Imbriquée
Nombre de bobines par pôle par phase	q_s	3
Nombre totale d'encoches	Q	90

des matériaux est considérée à travers leur courbe de magnétisation. Il faut également pouvoir évaluer les pertes magnétiques dans le stator. Pour ce faire, on utilise un modèle pour faire l'identification de la courbe « Induction – Pertes fer/kg » fournie par le manufacturier de la tôle. Ce modèle est intégré ensuite au modèle analytique.

Concernant le bobinage de la machine, les principales caractéristiques à déterminer sont le nombre de tours des bobines au rotor et au stator ainsi que les dimensions des conducteurs, le coefficient de bobinage étant prédéterminé dans le cahier de charges. Le bobinage doit respecter les contraintes d'espacement dans les encoches, les densités de courants et les charges linéiques limites ainsi que les Ampères-tours dans le circuit magnétique nécessaires au fonctionnement nominal de la machine.

Le tableau 7.2 montre l'ensemble des variables d'optimisation utilisées pour le dimensionnement de la machine ainsi que leurs bornes. Ces bornes sont tirées du livre « Design of Rotating Electrical Machines » (*Pyrhönen 2009*). Toutes les autres grandeurs caractéristiques de la machine sont déduites de ces variables d'optimisation et des critères du cahier de charges.

Une fois le dimensionnement de la machine complété, il est possible d'évaluer les paramètres de son circuit équivalent tel que les inductances, réactances et résistances. On peut également calculer la masse de la machine ainsi que les différentes pertes de puissance dont les principales sont les pertes joules au rotor et au stator et les pertes fer au stator. Connaissant les pertes dans la machine il est possible d'évaluer son rendement.

7.3 Solution retenue après optimisation

La procédure de conception et d'optimisation décrite précédemment a été implémentée sous Matlab® (annexe E). Les matériaux constitutifs de la machine sont les mêmes que pour la machine LAB-VOLT, soit du fer doux pour le rotor, de la tôle 50A350 pour le stator et le cuivre pour les conducteurs. La taille de la population initiale dans l'AG est de 80 individus pour un compromis entre diversité et rapidité de la solution. Le front de Pareto des solutions obtenu est présenté à la figure 7.1. À noter que

Tableau 7.2 Valeurs limites des variables d'optimisation pour le dimensionnement de l'alternateur HQ

Variables	Symboles	Unité	Valeur min	Valeur max
Diamètre d'alésage	D	mm	100	600
Courant de champ	I_f	A	5	15
Charge linéique au rotor	A_r	A/mm	25	55
Charge linéique au stator	A_s	A/mm	35	65
Densité de courant au rotor	J_r	A/mm ²	4	6
Densité de courant au stator	J_s	A/mm ²	6	8
Induction d'entrefer	B_δ	T	0.85	1.05
Induction dans les dents du stator	B_{ds}	T	1.6	2
Induction dans les becs du stator	B_{bs}	T	1.6	2
Induction dans la culasse du stator	B_{cs}	T	1	1.5
Induction dans les pôles du rotor	B_p	T	1.3	1.8
Induction dans les becs du rotor	B_{br}	T	1.3	1.8
Induction dans la culasse du rotor	B_{or}	T	1	1.5
Facteur de fermeture d'encoches	k_{fs}	%	50	90
Facteur de remplissage d'encoches au stator	α_s	%	60	90

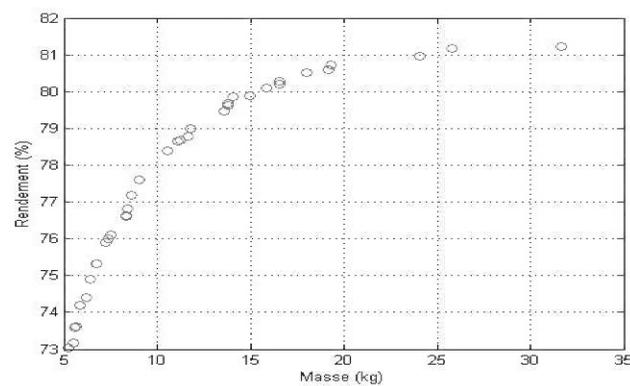


Figure 7.1 Front de Pareto des solutions pour une population de 80 individus

les solutions à paramètres complexes ont été retirées. La solution retenue est celle qui présente le rendement le plus élevée. Les résultats pour cette solution sont présentés aux

tableaux 7.3 et 7.4. La géométrie avec dimensions de la solution ainsi que le schéma de bobinage de la machine sont proposés en annexe F et H.

7.4 Validation et évaluation par éléments finis de la solution retenue

Afin de valider les résultats de la solution obtenue précédemment, une série d'analyses par éléments finis, basée sur la procédure décrite aux chapitres 5 et 6, ont été réalisées.

7.4.1 Modèle éléments finis

Le modèle par éléments finis de la machine et le circuit électrique équivalent sont présentés aux figures 7.2-a et 7.2-b, respectivement. Le circuit du stator est montré à la

Tableau 7.3 Variables d'optimisation pour le dimensionnement de l'alternateur HQ

Variables	Symboles	Unité	Valeur
Diamètre d'alésage	D	mm	203.2
Courant de champ	I_f	A	9.76
Charge linéique au rotor	A_r	A/mm	30
Charge linéique au stator	A_s	A/mm	42
Densité de courant au rotor	J_r	A/mm ²	5
Densité de courant au stator	J_s	A/mm ²	6
Induction d'entrefer	B_δ	T	1.05
Induction dans les dents du stator	B_{ds}	T	1.72
Induction dans les becs du stator	B_{bs}	T	1.94
Induction dans la culasse du stator	B_{cs}	T	1.43
Induction dans les pôles du rotor	B_p	T	1.73
Induction dans les becs du rotor	B_{br}	T	1.65
Induction dans la culasse du rotor	B_{cr}	T	1.26
Facteur de fermeture d'encoches	k_{bs}	%	52
Facteur de remplissage d'encoches au stator	α_s	%	88.4

Tableau 7.4 Résultats principaux de l'optimisation pour la solution retenue

Paramètres	Valeur	Unité	Paramètres	Valeur	Unité
Longueur du noyau de la machine	71.4	mm	Nb. de conducteurs par encoches au stator	32	-
Diamètre extérieur de la machine	278	mm	Inductance d'axe direct	69.7	mH
Entrefer	1.8	mm	Inductance d'axe de quadrature	56	mH
Flux à l'entrefer à vide	3	mWb	Pertes joules au rotor	169	W
Nb. de tours d'une bobine du circuit de champ	113	tours	Pertes joules au stator	403	W
Nb. de tours d'une bobine au stator	16	tours	Résistance du circuit de champ	1.77	Ohm
Nb. de tours de bobines par phase	480	tours	Résistance d'une phase du stator	10.6	Ohm
Nombre de circuits parallèles au stator	1	-	Réactance d'axe direct	26.3	Ohm
Coefficient de remplissage au stator	88.4	%	Réactance d'axe de quadrature	21	Ohm
Dimension des conducteurs au stator	n°19.5	AWG	Pertes par effets joules	571	W
Dimension des conducteurs au rotor	n°14	AWG	Pertes Fer au stator	88	W
Pas de bobinage au stator	7	encoches	Pertes totales (n'inclus pas les pertes rotationnelles)	659	W
Coefficient de remplissage au rotor	76.5	%	Rendement de la machine	81	%
Coefficient de bobinage au stator	0.9	-	Masse totale de la machine	31.67	kg

gauche de la figure 7.2-b; les phases présentes dans le modèle sont A+, A-, B+ et C-. Il faut noter que nous avons inclus le circuit amortisseur dans notre modèle. Le diamètre et la position des barreaux du circuit amortisseur ont été choisis de façon arbitraire en se référant à des machines préexistantes de même puissance que la nôtre. Le circuit amortisseur proposé et étudié ne possède pas de connexions inter-polaires entre les barreaux. Jusqu'à présent, nous n'avons pas eu suffisamment de temps pour tester plusieurs configurations pour le circuit amortisseurs afin de choisir la meilleure. Néanmoins, notre modèle permet de tester toutes les configurations possibles afin de choisir celle qui répond le mieux aux critères de comportement dynamique imposés par le client. Pour l'instant, nous allons étudier la configuration montrée à la figure 7.2, avec quatre barreaux, un seul circuit amortisseur par pôle et sans connexions inter-polaires.

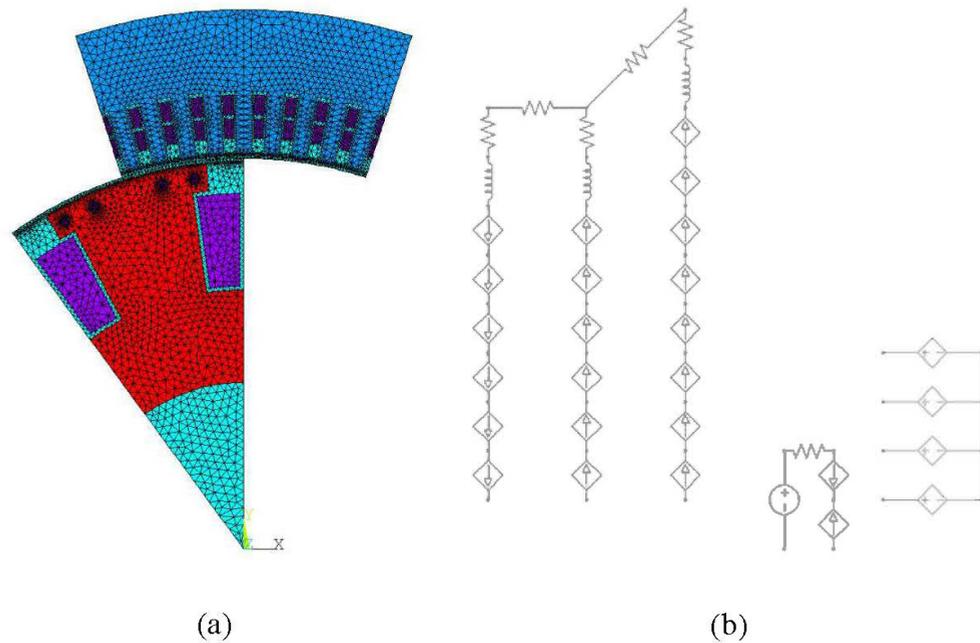


Figure 7.2 Modèle éléments finis de la solution retenue (a) maillage (b) circuit externe

7.4.2 Courbe de saturation à vide

La courbe de saturation à vide de la solution est déterminée à partir de la simulation magnétostatique pour des valeurs de courants de champ $0 < I_f < 20A$. La distribution du champ magnétique produit par les courants magnétisants est montrée à la figure 7.3. La courbe de saturation de la machine est présentée la figure 7.4. On remarque que le courant de champ produisant la tension nominale à vide est d'environ 8A alors que la prédiction du modèle analytique est de 9.6A. L'erreur produite est de 20% ce qui n'est pas négligeable mais non pénalisant car le courant nécessaire est finalement moins important que prévu. Ceci va tendre à augmenter le rendement global. L'erreur à ce niveau est due à une surévaluation des fuites et à l'introduction des barreaux du circuit amortisseur dans le modèle FEM ce qui modifie la perméance du

chemin du flux. On peut constater ici l'importance de la validation par le modèle éléments finis.

7.4.3 Carte d'induction des zones ferromagnétiques

À partir de la solution magnétostatique on peut évaluer l'induction en tout point de la machine. Afin de valider les différentes inductions utilisées comme variables

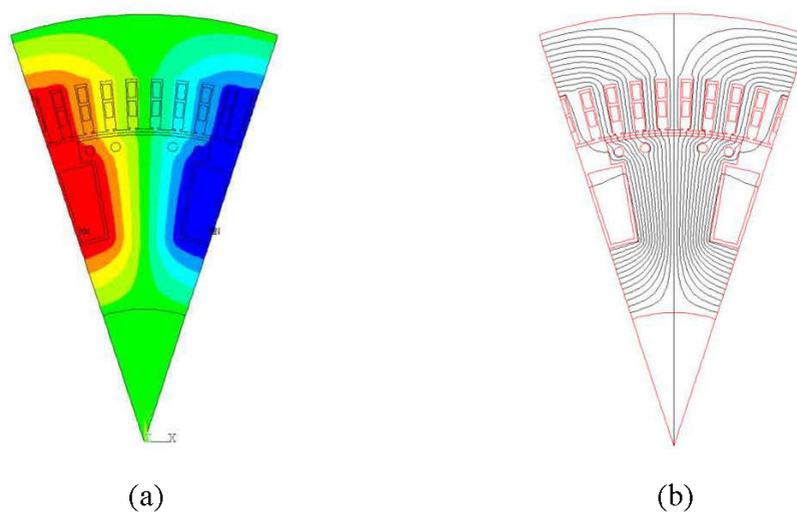


Figure 7.3 Champ magnétique dans la solution à vide a) potentiel vecteur magnétique, b) lignes de champ

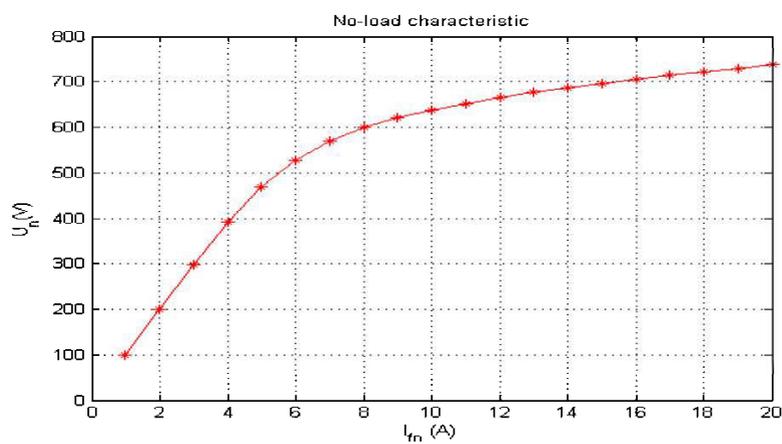


Figure 7.4 Courbe de saturation à vide de la solution

d'optimisation (voir tableau 7.3), nous avons étudié la carte des inductions dans les parties ferromagnétiques du rotor et du stator de la machine et que l'on peut apprécier à la figure 7.5. Le tableau 7.5 montre une comparaison entre les inductions prédites par le modèle analytique et celles obtenues par le modèle de calcul du champ (FEM). On remarque une bonne concordance entre les valeurs du modèle analytique et celles du modèle de calcul du champ et ce malgré les nombreuses hypothèses sur les trajets du flux adoptées dans le modèle analytique.

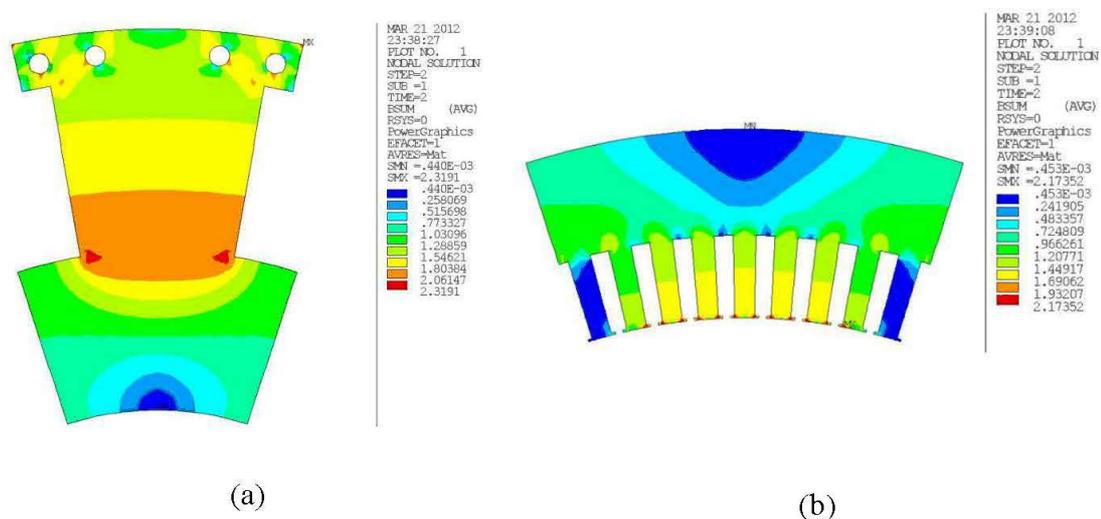


Figure 7.5 Carte des inductions dans les parties ferromagnétiques de la solution (a) rotor (b) stator

Tableau 7.5 Valeurs des inductions dans les zones ferromagnétiques de la solution

	Modèle analytique	Modèle FEM
Induction max dans les dents du stator	1.72 T	1.69 T
Induction max dans les becs du stator	1.94 T	2.17 T
Induction max dans la culasse du stator	1.43 T	1.44 T
Induction max dans les pôles du rotor	1.73 T	2.06 T
Induction max dans les becs du rotor	1.65 T	1.80 T
Induction max dans la culasse du rotor	1.26 T	1.28 T

7.4.4 Distribution de la densité de flux à l'entrefer et harmoniques spatiales

À la figure 7.6, on peut voir la distribution de la densité de flux au niveau de la ligne médiane de l'entrefer le long d'un pas polaire complet. Ici, le flux n'est produit que par le courant de champ nominal de 8A. En faisant une analyse de Fourier sur cette distribution, on obtient les valeurs des harmoniques spatiales de l'induction à l'entrefer (tableau 7.6). La valeur du fondamental obtenu par le modèle analytique est de $\hat{B}_{1\phi} \simeq 1.05 - T$ alors que celle calculé par éléments finis est de $\hat{B}_{1\phi} \simeq 1.03 - T$. L'erreur de prédiction est de 1.94% ce qui valide l'une des données les plus importantes du modèle analytique car l'entrefer est le lieu de production de la f.é.m.

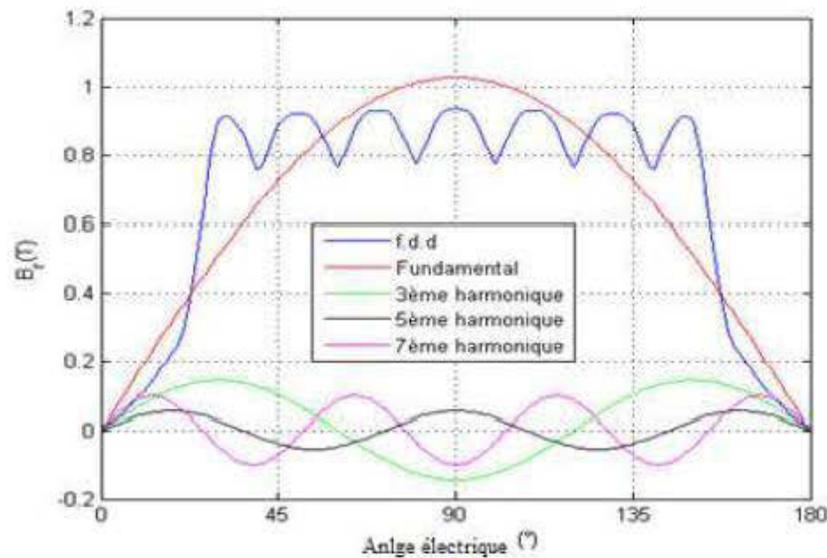


Figure 7.6 Distribution de la densité de flux à l'entrefer de la solution retenue

Tableau 7.6 Harmoniques spatiales de la densité de flux à l'entrefer pour la solution

Harmoniques	1	3	5	7	9	11	13	15	17	19	21
% de la fondamentale	100	5.20	0.22	1.46	2.27	0.12	0.11	1.32	4.80	5.40	0.73

7.4.5 Réactances synchrones

Le champ magnétique produit par la réaction d'induit d'axe d et q est présenté aux figures 7.7 et 7.8, respectivement. Les résultats de calculs sont présentés au tableau 7.9.

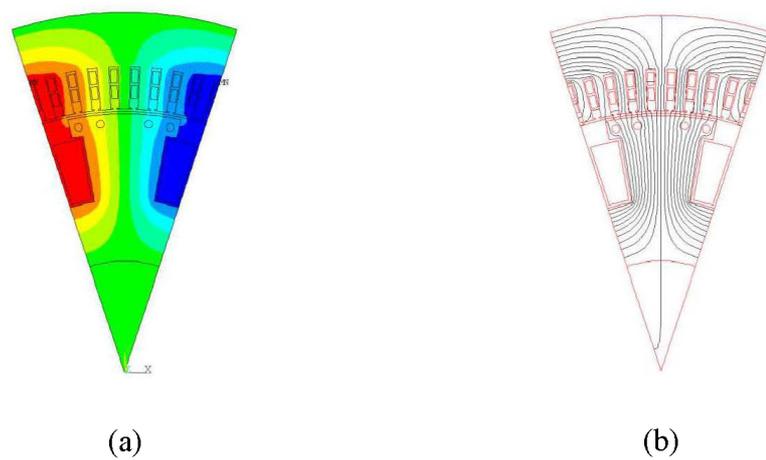


Figure 7.7 Champ magnétique de réaction d'induit d'axe-d a) potentiel vecteur magnétique b) lignes de champ

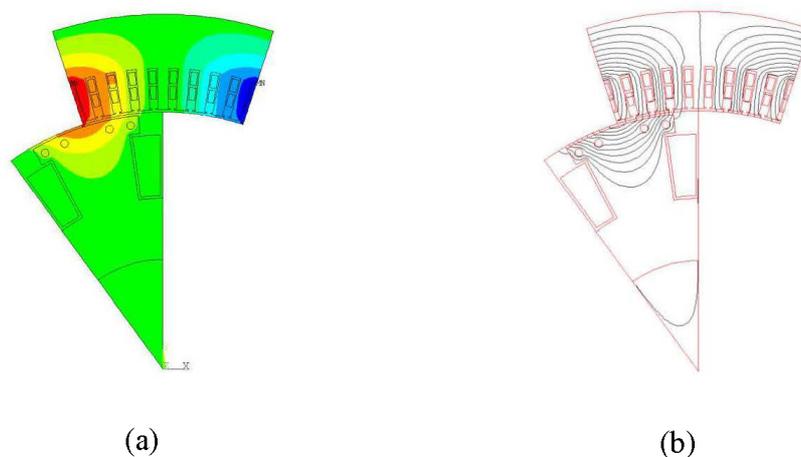


Figure 7.8 Champ magnétique de réaction d'induit d'axe-q a) potentiel vecteur magnétique b) lignes de champ

7.4.6 Taux de distorsion harmonique de la tension induite à vide

Le signal de la tension terminale nominale est montré à la figure 7.9. Cette tension est produite avec un courant de champ de 9.3A. L'erreur par rapport au modèle analytique est de 3.23%. Le contenu harmonique du signal est présenté au tableau 7.7. Le taux de distorsion harmonique obtenu numériquement est de 5.25%.

7.4.7 Essai en court-circuit triphasé

Le tableau 7.8 donne les conditions initiales avant l'application du court-circuit. Les courants de court-circuit numériques sont présentés à la figure 7.10. La figure 7.11

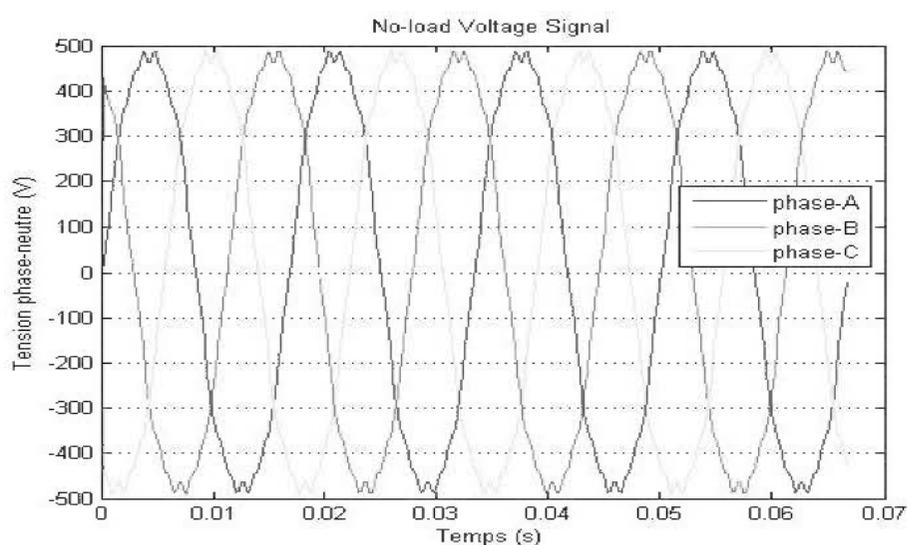


Figure 7.9 Signal de la tension induite à vide pour la solution retenue

Tableau 7.7 Contenu harmonique de la tension induite à vide

Harmoniques	1	3	5	7	9	11	13	15
% de la fondamentale (FEM)	100	4.22	0.61	1.83	2.32	0.24	0.21	0.81

montre le champ magnétique aux deux premiers pics de courant après l'application du court-circuit. Pour cet essai, la valeur du courant de court-circuit en régime permanent est de 7.8 A.

Tableau 7.8 Conditions initiales du court-circuit triphasé

Tension de champ V_f	Courant de champ I_f	Tension terminale phase-neutre
7.1 V	4 A	0.61 p.u.

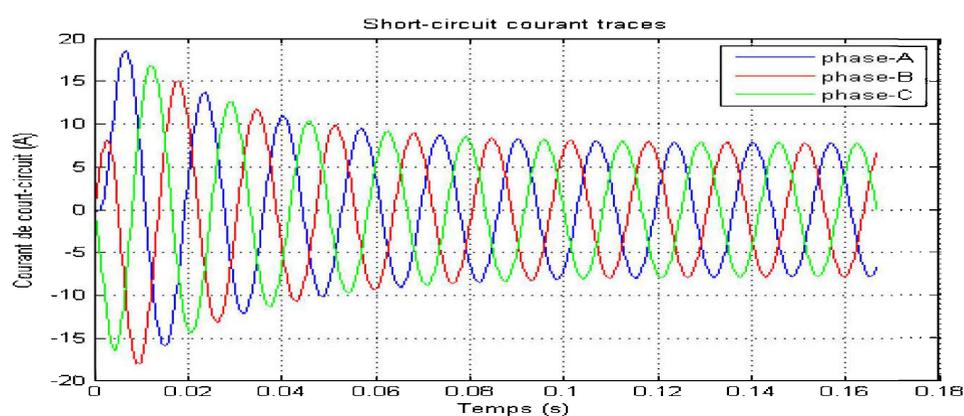


Figure 7.10 Courants de phases lors de l'essai en court-circuit triphasé de la solution retenue

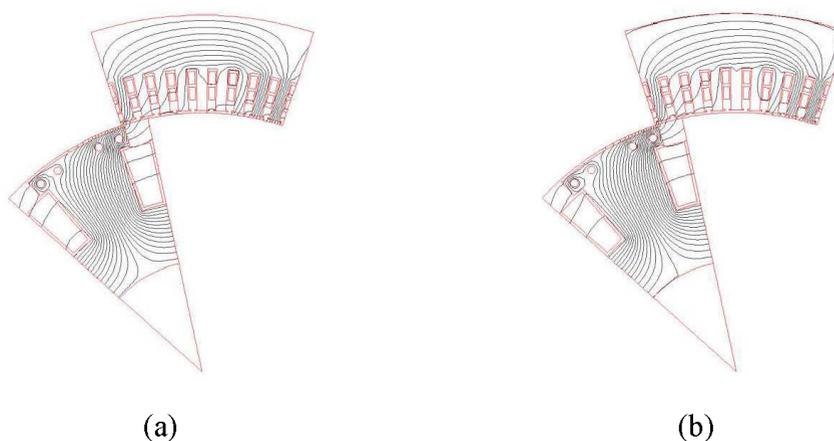


Figure 7.11 Essai en court-circuit (a) distribution du flux au premier pic de courant (b) distribution du flux au second pic de courant

7.5 Identification des paramètres du circuit équivalent

L'identification des paramètres du circuit équivalent de la machine est réalisée en utilisant la même procédure que celle appliquée à la machine LAB-VOLT. L'algorithme d'identification est composé entre autres d'un code de détection automatique des pics de

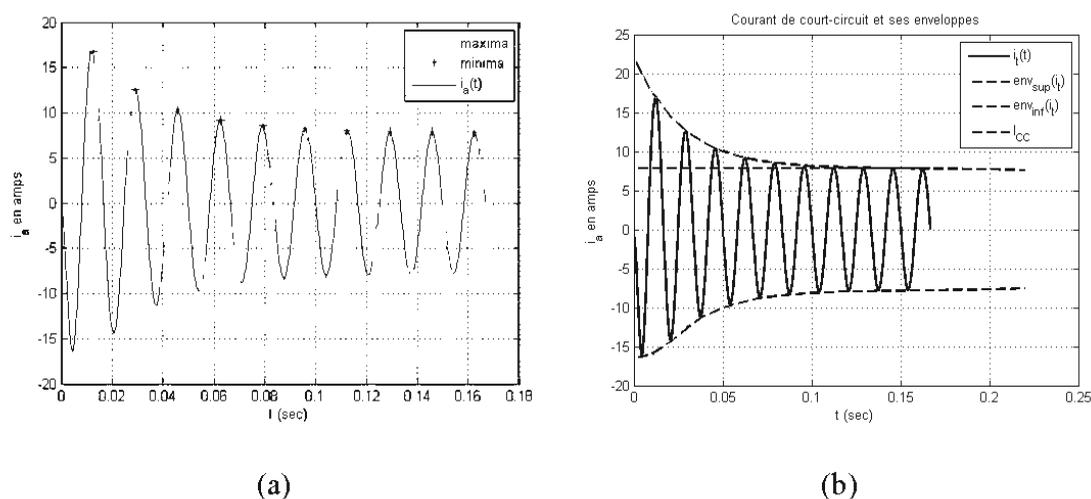


Figure 7.12 (a) Détection des pics de courants du court-circuit triphasé (b) Enveloppes du courant le plus symétrique

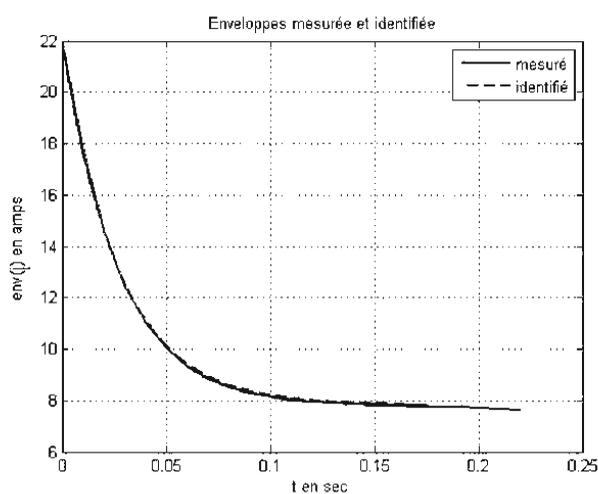


Figure 7.13 Validation de l'identification (décroissance du courant de court-circuit)

Tableau 7.10 Réactances et constantes de temps de l'alternateur du simulateur d'HQ

Quantité	FEM	Analytique
X_d (p.u.)	0.6912 - (Mag) 0.4017 - (Dyn)	0.5400
X_q (p.u.)	0.5187 - (Mag)	0.4337
X'_d (p.u.)	0.2288	-
X'_q (p.u.)	0.2169	-
T'_d (s)	0.0238	-
T'_q (s)	0.0162	-

courants (figure 7.12-a) et d'un code de génération des enveloppes de courants (figure 7.12-b). La validité de l'identification peut être appréciée à la figure 7.13. Les paramètres du circuit équivalent de la machine identifiés à partir de l'analyse magnétostatique et de l'essai en court-circuit sont présentés au tableau 7.9. Une comparaison entre les réactances synchrones obtenues analytiquement et numériquement est également proposée.

Il est difficile de tirer des conclusions à partir des résultats des paramètres de la génératrice conçue. La première raison est que, jusqu'à présent, nous n'avons pas eu de discussion avec Hydro-Québec concernant les critères de performance de l'alternateur, surtout en régime dynamique. La connaissance de ces critères est critique pour concevoir convenablement le circuit amortisseur. La seconde raison est que nous n'avons pas encore construit de prototype pour valider les résultats numériques et analytiques. Néanmoins, d'après les résultats du tableau 7.10, il est permis d'affirmer que les hypothèses émises quant au calcul des réactances synchrones dans le modèle analytique induisent une erreur maximale de 19% par rapport au modèle numérique de calcul du champ. Ce niveau d'erreur peut être diminué en augmentant la résolution et la précision du circuit de réductance. Un calcul des fuites plus poussé doit aussi être entrepris,

principalement les fuites de têtes de bobines. Ces dernières n'ont pas été incluses dans le calcul du flux de fuite. Par conséquent la valeur de la réactance synchrone calculée analytiquement est sous-évaluée.

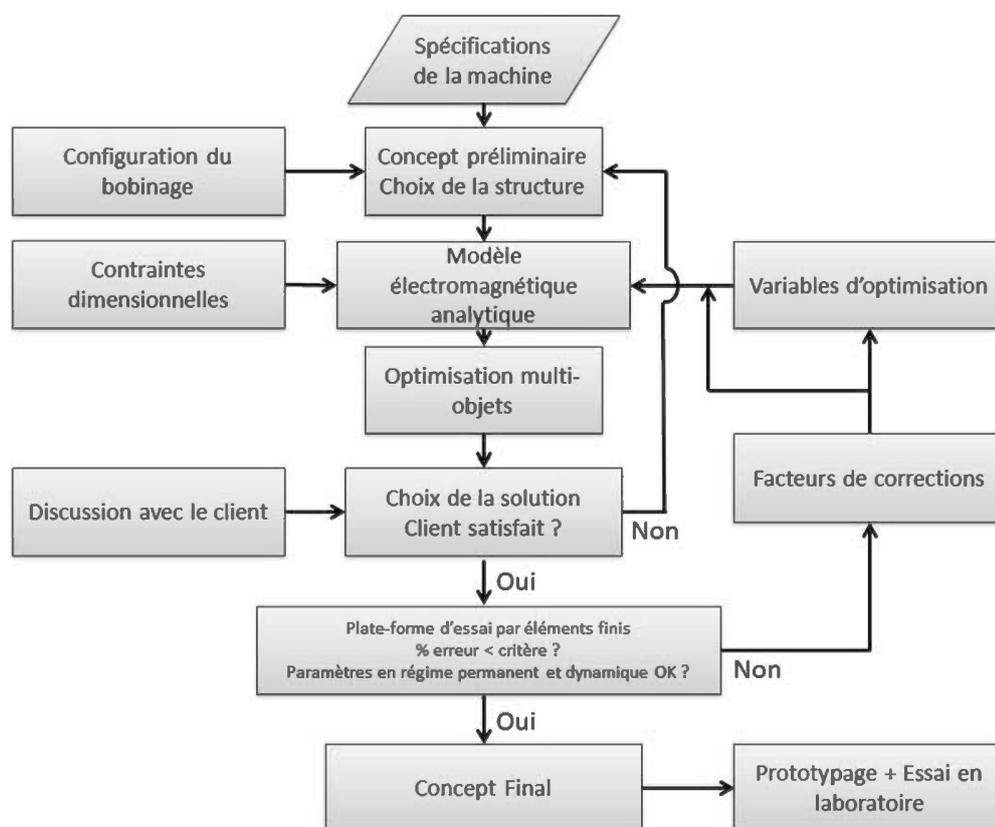


Figure 7.14 Diagramme de l'algorithme de conception développé

7.6 Conclusion

Dans ce chapitre, l'outil de conception optimale développé (Figure 7.14) et décrit tout le long de ce mémoire a été appliqué à la conception de l'alternateur du simulateur de groupe turbine/alternateur. À partir du cahier de charges fournis par Hydro-Québec et de certaines variables de dimensionnement, l'algorithme NSGA-II a été appliqué avec succès pour l'obtention d'un front de Pareto des solutions optimales, les critères

optimisés étant le rendement de machine ainsi que sa masse (code d'optimisation disponible à l'annexe E). En attendant des discussions avec le client, la solution à plus haut rendement a été retenue. Son schéma de bobinage et sa géométrie sont disponibles aux annexes F et H. Cette solution a été ensuite analysée par le biais de l'outil de validation par éléments finis. La concordance entre les paramètres prédits analytiquement et numériquement est très bonne. L'ensemble des paramètres du circuit équivalent de la machine ont été identifiés par le biais de l'essai en court-circuit triphasé. La fabrication d'un prototype est envisagée afin de valider les résultats obtenus par la méthode des éléments finis.

CONCLUSION GÉNÉRALE

Dans le présent travail, l'outil de conception optimale pour génératrices synchrones de faible puissance à rotor bobiné et à pôles saillants a été développé et appliqué avec succès à la conception de l'alternateur destiné au simulateur de groupe turbine/alternateur d'Hydro-Québec. L'outil de validation par éléments finis a pour sa part été implanté dans ANSYS et utilisé pour tester les performances de la solution retenue après optimisation. La procédure de dimensionnement présentée dans ce mémoire pourrait être appliquée ultérieurement à la conception de n'importe quelle génératrice synchrone à rotor bobiné.

Dans un premier lieu, nous avons présenté une revue des dernières avancées techniques et théoriques en matière de calcul électromagnétique appliqué à la conception des machines électriques. Nous avons également discuté des principales techniques d'approximation du champ électromagnétique. La méthode des éléments finis a été retenue comme méthode d'analyse de la génératrice synchrone en raison, principalement, de sa simplicité et de la flexibilité de son utilisation. Nous avons aussi décrit brièvement l'art de la conception assistée par ordinateur pour conclure ensuite par une discussion sur les techniques de conception optimale des machines électriques. On a pu voir notamment que la formulation inverse du problème de conception est la mieux adaptée à la problématique de conception des machines électriques.

En second lieu, nous avons abordé certaines notions théoriques fondamentales qui nous ont servis plus tard comme base de travail pour la construction de la procédure de conception et d'optimisation. Ensuite, la méthodologie de conception de la génératrice synchrone à rotor bobiné a été introduite. Nous avons parlé en détails des types de bobinages présents dans la machine synchrone et de leur structure ainsi que des

techniques de dimensionnements du circuit magnétique et des enroulements de la machine. Nous avons également présenté une méthode de calcul des paramètres en régime permanent de la génératrice par la seule connaissance de la configuration de ses bobinages et des dimensions de son circuit magnétique. Enfin, on a présenté une méthode de calcul du rendement dans laquelle seules les pertes rotationnelles sont négligées.

Une fois la procédure de dimensionnement de la machine établie, nous avons introduit la technique d'optimisation multi-objet par algorithme génétique qui fait appel à l'algorithme NSGA-II et au modèle analytique développé au chapitre 3, pour optimiser la conception de la machine selon les critères de rendement et de masse. L'évaluation des performances de la solution optimale est à ce stade nécessaire pour confirmer la validité du modèle analytique. Pour accomplir cette tâche, la méthode des éléments finis s'avère être une excellente alternative au prototypage. Les grandes lignes de cette méthode ont été tracées ; à savoir les équations du champ électromagnétiques, la méthode de discrétisation de ces équations dans le domaine spatiale, leur couplage avec les équations du circuit électrique externe, leur discrétisation dans le domaine temporelle par la méthode d'Euler arrière et, enfin, la prise en compte de la non-linéarité par la méthode de Newton-Rhaphson ainsi que de la dynamique du mouvement par l'intermédiaire de la technique de la surface de glissement.

Pour confirmer la validité de la procédure d'analyse par éléments finis, celle-ci a été programmé dans le logiciel ANSYS et appliqué à l'étude d'une génératrice synchrone à rotor bobiné de 120-VA de la marque Lab-Volt. Les données des essais expérimentaux ont été comparées à leur équivalent numérique. Les résultats ont été très concluants puisqu'on a remarqué une très bonne concordance entre les résultats expérimentaux et numériques. Ceci nous a confortés dans le fait que l'outil de validation par éléments finis développé dans cette étude est suffisamment précis pour pouvoir mesurer les performances de la génératrice synchrone sans avoir recours au prototypage réel. Enfin, les deux outils élaborés dans ce travail, que sont la procédure de conception

optimale multi-objet par algorithme génétique et l'outil d'analyse par éléments finis, ont été appliqués à la conception de l'alternateur du simulateur. Le front de Pareto des solutions optimales a été analysé et la solution à plus haut rendement a été retenue. À noter que l'objectif de l'optimisation dans notre cas est de maximiser le rendement et de minimiser la masse du dispositif. Le concept à plus haut rendement a ensuite été analysé en suivant la même procédure que celle appliquée à la machine Lab-Volt. Nous avons notamment pu vérifier le courant d'excitation nominal, le fondamentale de la densité de flux à l'entrefer et les niveaux de saturation des différentes composantes du circuit magnétique. Nous avons également pu déterminer le THD de la tension induite à vide en simulant le fonctionnement dynamique de la machine. Et enfin, l'essai en court-circuit a été réalisé afin d'extraire les paramètres de l'axe- d de la machine à partir des traces des courants de court-circuit.

L'étude réalisée dans ce travail de maîtrise a abouti à la publication d'un article à la Conférence canadienne sur le génie électrique et informatique de **l'IEEE 2012 (CCECE'2012)** sous le titre « **Finite element approach for performances prediction of a small synchronous generator using ANSYS software** ». Deux autres articles sont en cours de rédaction, l'un portant sur l'application de l'outil d'analyse par éléments finis à la réalisation des essais de court-circuit, de glissement et de délestage de charge inductive et réactive en vue de l'obtention de l'ensemble des paramètres de la génératrice synchrone selon les deux axes. L'autre article va présenter l'outil d'optimisation par algorithme NSGA-II appliquée à la conception optimale d'une génératrice synchrone de faible puissance.

Perspectives

Il est clair que par manque de temps, un certain nombre de réalisations et d'améliorations n'ont pas pu être menées à leur terme. Tout d'abord, nous n'avons pas encore à ce stade fabriqué de prototype réel pour valider l'ensemble des résultats obtenus.

Parmi les améliorations envisageables de la présente étude, on peut citer le fait que le modèle thermique de la génératrice n'a pas été pris en considération. L'influence de l'élévation de température des conducteurs sur le rendement de la machine n'est pas négligeable. Par ailleurs, l'utilisation d'un diagramme de perméances plus complexe et détaillé au lieu d'un simple circuit de réluctances permettrait d'améliorer la précision du modèle analytique, et par de la même, l'efficacité du processus d'optimisation. Il serait également intéressant d'étudier d'autres algorithmes d'optimisation tels que le Recuit simulé ou le réseau de neurones afin de pouvoir comparer leur performances à celles de l'algorithme génétique. Toujours en ce qui a trait à l'optimisation, l'intégration dans la boucle d'optimisation de variables d'optimisation non réelles comme le type de matériau à utiliser, la structure du dispositif, la configuration du bobinage, pourrait être étudiée afin de généraliser l'algorithme de conception optimale à d'autres types de machines synchrones – notamment celles à aimants permanents et celles à réluctance variable – et de le rendre beaucoup plus autonome. En ce qui concerne, l'analyse par éléments finis, l'axe de recherche principal devrait être porté sur l'amélioration du modèle du circuit externe ; en particulier sur le calcul des inductances des têtes de bobines et l'intégration d'un circuit de régulation du courant d'excitation. Enfin, nous n'avons testé dans ce travail qu'une seule configuration du circuit amortisseur. Il serait intéressant de pouvoir comparer plusieurs configurations en mesurant leur influence sur les performances dynamiques de la machine et ce par le biais d'essais comme le court-circuit triphasé ou le délestage de charge (*Tessarolo et al., 2010*).

Notre objectif dans un futur proche est de développer un programme intégrant l'analyse par éléments finis dans une boucle d'optimisation le tout incorporé dans un logiciel de programmation de haut niveau de type langage C.

BIBLIOGRAPHIE

- ANSYS, INC**, 2005. ANSYS Low-Frequency Electromagnetic Analysis Guide. ANSYS Release 10.0, SAS IP, inc.
- ANSYS, INC**, 2009. Command Reference. ANSYS Release 12.0, SAS IP, inc.
- ANSYS, INC**, 2009. Theory Reference for the Mechanical APDL and Mechanical Applications. ANSYS Release 12.1, SAS IP, inc.
- BAN, D., ZARKO, D., MANDIC, I.**, 2005. Turbogenerator End-Winding Leakage Inductance Calculation using a 3-D Analytical Approach Based on the Solution of Neumann Integrals. IEEE Trans. on Energy Conversion, vol. 20, no. 1, pp. 98 – 105.
- BAN, D., ZARKO, D., MALJKOVIC, Z.**, 1998. The Application of Finite element Method for more Accurate Calculation and Analysis of Turbogenerator Parameters. Electric Machines and Power Systems, vol. 26, no. 10, pp. 1081 – 1093.
- BASTOS, J.P.A., SADOWSKI, N.**, 2003. Electromagnetic Modeling by Finite Element Methods. USA: Marcel Dekker.
- BLICKLE, T., THIELE, L.**, 1995. A Comparison of Selection Schemes used in Genetic Algorithms. TIK-Report (2nd Ed), Computer Engineering and Communication Network Lab, ETH.
- BOLDEA, I.**, 2006. Synchronous Generators. Boca Raton, FL/New York: CRC Press/Taylor and Francis.
- BIANCHI, N.**, 2005. Electrical Machine Analysis Using Finite Elements. CRS Press: Taylor and Francis Group.
- BERNOT, F.**, 2002. Alternateurs Synchrones de Grande Puissance (partie 1,2 et 3). Techniques de l'ingénieur : Différents types de machines électriques tournantes, traité de Génie électrique, Editions T.I.
- BREBBIA, C.A., KASSAB, A.**, 2006. Electrical Engineering and Electromagnetics VII. Southampton: Wit Press.

- BALDOMIR, D.**, 1986. Differential Forms and Electromagnetism in 3-Dimensional Euclidian Space R^3 . IEE Proc. A, vol. 133, pp. 139 – 140.
- BOSSAVIT, A.**, 1988. Whitney Forms: a Class of Finite Elements for Three-Dimensional Computations in Electromagnetism, IEEE Proc. A, vol. 135, no. 8. pp. 493 – 500.
- BOSSAVIT, A., VERITE, J.-C.**, 1982. A Mixed FEM-BIEM Method to Solve 3-D Eddy Current Problem. IEEE Trans. on Magnetics, vol. 18, no. 2, pp. 431 – 435.
- BINNS, K.J., LAWRENSON P.J., TROWBRIDGE, C.W.**, 1992. The Analytical and Numerical Solution of Electric and Magnetic Fields. John Wiley & Sons, NewYork.
- BIRO, O., PREIS K., RICHTER, K.**, 1996. On the Use of the Magnetic Vector Potential in the Nodal and Edge Finite Element Analysis of 3D Magnetostatic Problems. IEEE Trans. on Magnetics, vol. 32, no. 3, pp. 651 – 654.
- CHARI, M.V.K., SILVESTER, P.P.**, 1971. Finite Element Analysis of Magnetically Saturated DC Machines”, IEEE Trans. PAS-90, no. 5, 2362 – 2372.
- CHARI, M.V.K., SILVESTER, P.P.**, 1971. Analysis of Turboalternator Magnetic Fields by Finite Elements”, IEEE Trans. on Power Apparatus and Systems, vol. PAS-90, no. 2, pp. 454 – 464.
- CENDES, Z., SHENTON, D., SHAHNASSER, H.**, 1983. Magnetic Field Computation using Delaunay Triangulation and Complementary Finite Element Methods, IEEE Trans. on Magnetics, vol. 19, no. 9, pp. 2551 – 2554.
- CHRISTOPOULOS, C.**, 1995. The Transmission-Line Modeling Method : TLM. Oxford: IEEE Press and Oxford University Press.
- COELLO, C.A.C., LAMONT, G.B., VAN VELDHUIZEN, D.A.**, 2007. Evolutionary Algorithms for Solving Multi-Objective Problems (2nd Ed), Springer.
- COELLO, C.A.C, VAN VELDHUIZEN, D.A., LAMONT, G.B.**, 2002. Evolutionary Algorithms for Solving Multi-Objective Problems. New York: Kluwer Academic Publishers.
- COELLO, C.A.C.**, 2001. A Short Tutorial on Evolutionary Multiobjective Optimization. First International Conference on Evolutionary Multi-Criterion Optimization, LNCS, Springer, Heidelberg, vol. 1993, pp. 21–40.
- CARTER, F.W.**, 1901. Air-Gap Induction. Electrical World and Engineering, vol. XXXVIII, no. 22, 884 – 888.

- DE GERSEM, H., GYSELINCK, J., DULAR, P., HAMEYER, K., WEILAND, T., 2004.** Comparison of Sliding-Surface and Moving-Band Techniques in Frequency-Domain Finite-Element Models of Rotating Machines. *International Journal for Computation and Mathematics in Electrical and Electronic Engineering*, vol. 23, no. 4, pp. 1006 – 1014.
- DEB, K., AGRAWAL, S., PRATAP, A., MEYARIVAN, T., 2002.** A Fast and Elitist Multi-objective Genetic Algorithm : NSGA-II. *IEEE Trans. on Evolutionary Computation*, vol. 6, no 2, pp. 182 – 197.
- DEB, K., 2001.** *Multi-Objective Optimization Using Evolutionary Algorithms*. UK: WILEY.
- DIAS, A.H.F., DE VASCONCELOS, J.A., 2002.** Multiobjective Genetic Algorithms Applied to Solve Optimization Problems. *IEEE Trans. on Magnetics*, vol. 38, no. 2, pp. 1133 – 1136.
- DEMENKO, A., 1996.** Movement Simulation in Finite Element Analysis of Electric Machine Dynamics. *IEEE Trans. on Magnetics*, vol. 32, no 3, pp. 1553 – 1556.
- DUPRE, L., MALKEBEEK, J., 2003.** Electromagnetic Hysteresis Modeling : from Material Science to Finite Element Analysis of Devices. *ICS Newsletter*, vol. 10, no 3, pp. 4 – 14.
- FARINA, M., SYKULSKI, J.K., 2001.** Comparitive Study of Evolution Strategies Combined with Approximation Techniques for Practical Electromagnetic Optimization Problems. *IEEE Trans. on Magnetics*. vol. 37, no. 5, pp. 3216 – 3220.
- FITAN, E., MESSINE, F., NOGAREDE, B., 2003.** A General Analytical Model of Electrical Permanent Magnet Machine Dedicated to Optimal Design. *International Journal for Computation and Mathematics in Electrical and Electronic Engineering*, vol. 22, no. 4, pp. 1037 – 1050.
- FITAN, E., MESSINE, F., NOGAREDE, B., 2004.** The Electromagnetic Actuator Design Problem : A General and Rational Approach. *IEEE Trans. on Magnetics*, vol. 40, no. 3, pp. 1579 – 1590.
- FONTCHASTAGNER, J., 2007.** *Résolution du Problème Inverse de Conception d'Actionneurs Électromagnétiques par Association de Méthodes Déterministes d'Optimisation Globale avec des Modèles Analytiques et Numérique*. Thèse de doctorat, Université de Toulouse, INPT, Laboratoire Plasma et Conversion d'Énergie.

- FREEMAN, E.M., LOWTHER, D.A.,** 1988. A Novel Mapping Technique for Open Boundary Finite Element Solutions to Poisson's Equation. *IEEE Trans. on Magnetics*, vol.24, no. 6, pp. 2934 – 2936.
- GEAR, C.W.,** 1971. *Numerical Initial Value Problems in Ordinary Differential Equations*. Englewood Cliffs, N. J.: Prentice-Hall.
- GOLDBERG, D.E.,** 1989. *Genetic Algorithms in Search, Optimization and Machine Learning*. Readin, MA: Addison Wesley.
- HAMDI, E.S.,** 1994. *Design of Small Electrical Machines*, UK: John Wiley & Sons Ltd.
- HAMEYER, K., BELMANS, R.,** 1999. *Numerical Modeling and Design of Electrical Machines and Devices*, Southampton: WIT Press.
- HAMEYER, K., HENROTTE, F., SANDE, V.H., DELIÈGE, G., DE GERSEM, H.,** 2002. Finite Element Models in Electrical Machine Design. *Int. Conference CBMag*, invited paper (on CD Rom), Gramado, Brasil, 13 pages.
- HAMMOND, P., SYKULSKI, J.K.,** 1994. *Engineering Electromagnetism, Physical Processes and Computation*, New York: Oxford Science Publications.
- HANNALLA, A.Y., MACDONALD, D.C.,** 1976. Numerical Analysis of Transient Field Problems in Electric Machines. *IEE Proceedings*, vol. 123, no. 9, pp. 893 – 898.
- HOLM, S.R.,** 2003. *Modeling and Optimization of a Permanent Magnet Machine in a Flywheel*. Thèse de doctorat. Technical University of Delft.
- HUGHES, T.J.R., LIU, W.K.,** 1978. Implicit-Explicit Finite Elements in Transient Analysis: Stability Theory. *Journal of Applied Mechanics*, vol. 45, pp. 371 – 374.
- IEC STANDARD,** 1985. *Rotating Electrical Machines—Part 4: Methods for Determining Synchronous Machine Quantities From Tests*. IEC 34-4 1985.
- IEEE STANDARD,** 115A-1987. *IEEE Standard Procedures for Obtaining Synchronous Machine Parameters by Standstill Frequency Response Testing*. Supplement to ANSI/IEEE Std. 115-1983, IEEE Guide: Test Procedures for Synchronous Machines.
- IEEE STANDARD,** 2009. *IEEE Guide : Test Procedures for Synchronous Machines*. IEEE Std. 115- 2009.
- IMHOFF, J., MEUNIER G., SABONNADIÈRE, J.C.,** 1990. Finite Element Modeling of Open Boundary Problems. *IEEE Trans. on Magnetics*, vol. 26, no. 2, pp. 588 – 591.

- JANICKE, L. KOST, A.**, 1996. Error Estimation and Adaptive Mesh Generation in the 2D and 3D Finite Element Method. *IEEE Trans. on Magnetics*, vol. 32, no. 3, pp. 1334 – 1337.
- JING, D.**, 2004. Computation Analysis of a Permanent Magnet Synchronous Machine using Numerical Techniques. Thèse de Doctorat. Department of Electrical & Computer Engineering, National University of Singapore.
- KARMAKER, H.C.**, 2000. Practical Design Applications of Timestepping Finite Element Analysis to Salient-Pole Synchronous Machines. *Power Engineering Society Winter Meeting*, vol. 1, pp. 344 – 347.
- KOLONDZOVSKI, Z., PETKOVSKA, L.**, 2005. Steady-State Performance Analysis of a Salient Poles Synchronous Generator Based on Finite Element Method. *Proceedings of the 11th International Conference on Electrical Machines, Drives and Power Systems, ELMA'2005*, pp. 298 – 302, Sofia, Bulgaria.
- KOLONDZOVSKI, Z., PETKOVSKA, L.**, 2005. Determination of a Synchronous Generator Characteristics via Finite Element Analysis. *Serbian Journal of Electrical Engineering*, vol. 2, no. 2, pp. 157 – 162.
- LAMBERT, J.D.**, 1973. *Computational Methods in Ordinary Differential Equations*. London, New York: WILEY.
- LEBENSZTAJN, L., MARRETTO, C.A.R., COSTA, M.C., COULOMB, J-L.**, 2004. Kriging : a Useful Tool for Electromagnetic Devices Optimization. *IEEE Trans. on Magnetics*, vol. 40, no. 2, pp. 1196 – 1199.
- LIDENHOLM, J., RANLOF, M., LUNDIN, U.**, 2009. Effects of Including Automatic Excitation Control in Transient Field Simulations of Hydrogenerators. *Proceedings of the 44th International Universities Power Engineering Conference, UPEC*.
- LIDENHOLM, J., LUNDIN, U.**, 2010. Estimation of Hydropower Generator Parameters Through Field Simulations of Standard Tests. *IEEE Trans. on Energy Conversion*, vol. 25, no. 4, pp. 931 – 939.
- LIN, R., ARKKIO, A.**, 2009. Calculation and Analysis of Stator End-winding Leakage Inductance of an Induction Machine. *IEEE Trans. on Magnetics*, vol. 45, no. 4, pp. 2009 – 2014.
- MATLAB®**, 2012. *Global Optimization Toolbox: User's Guide*. Release 2012, MathWorks, Inc., Natick.

- MAXWELL, J.C.**, 1864. A dynamical theory of the electromagnetic field. Roy. Soc. Proc. XIII, pp. 531-536; Phil. Trans. CLV (1865), pp. 459-512; Phil. Mag. XXIX (1865), pp. 152-157. Scientific Papers, vol. I, pp. 526-597, 72 pages.
- MAYERGOYZ, I.M.**, 1986. Mathematical Models of Hysteresis. IEEE Trans. on Magnetics, vol. 22, no. 5, pp. 603 – 608.
- MEIJERINK, J.A., DER VORST, H.V.**, 1977. An Iterative Solution Method for Systems of which the Coefficient Matrix is a Symmetric M-Matrix, Mathematics of Computation, vol. 31, no. 137, pp. 148 – 149.
- NEITTAANMKI, P., RUDNICKI, M., SAVINI, A.**, 1996. Inverse Problems and Optimal Design in Electricity and Magnetism. Oxford: Clarendon Press.
- NYAMUSA, T. A.**, 1986. An Accelerated Newton-Raphson Technique for Finite Element Analysis of Magnetic Fields in Electrical Machines. IEEE Trans. on Energy Conversion, EC-1:3, pp. 122 – 128.
- OSYCZKA, A.**, 1985. Multicriteria Optimization for Engineering Design. Design Optimization, J. S. Gero, Ed. New York: Academic.
- PETKOVSKA, L., KOLONDOVSKI, L., CVETKOVSKI, G.**, 2008. FEM Coupling for Transient Performance Analysis of a Salient Poles Synchronous Generator. 43rd International Universities Power Engineering Conference, UPEC'2008.
- PETRICHENKO, D.**, 2007. Contribution à la modélisation et à la conception optimale des turbo-alternateurs de faible puissance. Thèse de Doctorat. Laboratoire, L2EP, École Centrale de Lille.
- PRESS, W.H., FLANNERY, B.P., TEUKOLSKY, S.A., VETTERLING, W.T.**, 1992. Numerical Recipes in FORTRAN: the Art of Scientific Computing (2nd Ed). New-York: Cambridge University Press.
- PYRHONEN, J., JOKINEN, T., HRABOVCOVA, V.**, 2009. Design of Rotating Electrical Machines. UK: WILEY.
- RADAOROZANDRY, L.E.**, 2007. Conception et Optimisation des Machines Synchrones avec des Modèles Analytiques en tenant compte de la Saturation Magnétique. Mémoire de Maîtrise es. Sciences. Département de Génie Électrique et de Génie Informatique, Université Laval, Québec.
- RANLÖF, M.**, 2011. Electromagnetic Analysis of Hydroelectric Generators. Thèse de Doctorat. Faculty of Science and Technology, Uppsala University, Uppsala.

- RAZEK, A., COULOMB, J-L., FELIACHI, M., SABONNADIÈRE, J.C.,** 1982. Conception of an Air-Gap Element for the Dynamic Analysis of the Electromagnetic Field in Electric machines. *IEEE Trans. on Magnetics*, vol. 18, no. 2, pp. 655 – 659.
- REECE, A.B.J., PRESTON, T.W.,** 2000. *Finite Element Methods in Electrical Power Engineering*, Oxford: Oxford Science Publications.
- REN, Z.,** Application of Differential Forms in the Finite Element Formulation of Electromagnetic Problems. *ICS Newsletter*, vol. 7, no. 3, pp. 6 – 11.
- RODGER, D., LAI, H.C., LEONARD, P.J.,** 1990. Coupled Elements for Problems Involving Movement. *IEEE Trans. on Magnetics*, vol. 26, no. 2, pp. 548 – 550.
- SALON, S.J.,** 1995. *Finite-Element Analysis of Electrical Machines*. Norwell, MA: Kluwer.
- SCHMIDT, E.,** 2010. Finite Element Analysis of Electrical Machines and Transformers - State of the Art and Future Trends. *International Symposium on Numerical Field Calculation in Electrical Engineering, IGTE'2010*, Graz, Austria.
- SEWELL, P., WYKES, J.G., BENSON, T.M., THOMAS, D.W., VUKOVIC, A., CHRISTOPOULOS, C.,** 2004. Transmission Line Modeling using Unstructured Meshes, *IEE Proceedings SMT*, vol. 151, no. 6, pp. 445 – 448.
- SHEN, D., MEUNIER, G.,** 1986. Modeling of Squirrel Cage Induction Machines by the Finite Elements Method Combined with the Circuit Equations. *Proceedings of the International Conference on Evolution and Aspects of Induction Machines*, Turin, Italy.
- SHIMA, K., IDE, K., TAKAHASHI, M., YOSHINARI, Y., NITOBÉ, M.,** 1999. Calculation of Leakage Inductances of a Salient-Pole Synchronous Machine Using Finite Elements," *IEEE Trans. on Energy Conversion*, vol. 14, no. 4, pp. 1156 – 1161.
- SHIMA, K., IDE, K., TAKAHASHI, M.,** 2002. Finite-Element Calculation of Leakage Inductances of a Saturated Salient-Pole Synchronous Machine with Damper Circuits. *IEEE Trans. on Energy Conversion*, vol. 17, no. 4, pp. 463 – 470.
- SHIMA, K., IDE, K., TAKAHASHI, M.,** 2003. Analysis of Leakage Flux Distributions in a Salient-Pole Synchronous Machine using Finite Elements. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 18, no. 1, pp. 63 – 70.
- SILVESTER, P.P.,** 1969. High-order Polynomial Triangular Finite Elements for Potential Problems. *International Journal of Engineering Science*, vol. 7, no. 8, pp. 849 – 861.

- SIMKIN J., TROWBRIDGE, C.W.**, 1978. On the Use of the Total Scalar Potential in the Numerical Solution of Field Problems in Electromagnetics. *International Journal for Numerical Methods in Engineering*, vol. 14, no. 3, pp. 422 – 440.
- SOBESTER, A., LEARY, S.J., KEANE, A.J.**, 2005. On the Design of Optimization Strategies Based on Global Response Surface Approximation Models. *Journal of Global Optimization*, vol. 33, no. 1, pp. 31 – 59.
- SOUTHWELL, R.V.**, 1946. *Relaxation Methods in Theoretical Physics*. Oxford Engineering Science Series, Oxford: Oxford Calderon Press.
- STOLL, R.L.**, 1974. *The Analysis of Eddy Currents*. Oxford: Oxford Calderon Press.
- STRANGAS, E.G.**, 1985. Coupling the Circuit Equations to the Non-linear Time Dependent Field Solution in Inverter Driven Induction Motors. *IEEE Trans. on Magnetics*, vol. MAG-21, no. 6, pp. 2408 – 2411.
- SYKULSKI, J.K.**, 1955. *Computational Magnetism*. London: Chapman & Hall.
- SYKULSKI, J.K.**, 2009. Computational Electromagnetics for Design Optimisation : the State of the Art and Conjectures for the Future. *Bulletin of the Polish Academy of Sciences*, vol. 57, pp. 123 – 132.
- TAKAHASHI, Y., WAKAO, S.**, 2006. Large-scale Analysis of Eddy-current Problems by the Hybrid Finite Element-Boundary Element Method Combined with the Fast Multipole Method. *IEEE Trans. on Magnetics*, vol. 42, no. 4, pp. 671 – 674.
- TANDON, S.C., ARMOR, A.F., CHARI, M.V.K.**, 1983. Nonlinear Transient Finite Element Field Computation for Electrical Machines and Devices. *IEEE Trans. on Power Apparatus and Systems*, vol. PAS-102, no. 5, pp. 1089 – 1095.
- TESSAROLO, A., BASSI, C., GIULIVO, D.** 2010. Time-Stepping Finite-Element Analysis of a 14 MVA Salient-Pole Shipboard Alternator for Different Damper Winding Design Solutions. *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, vol. 59, no. 6, pp. 2524 – 2535
- TROWBRIDGE, C.W. SYKULSKI, J.K.**, 2006. Some Key Developments in Computational Electromagnetic and their Attribution. *IEEE Trans. on Magnetics*, vol. 42, no. 4, pp. 503 – 508.
- TSUKERMAN, I.A.**, 1992. Overlapping Finite Elements for Problems with Movement. *IEEE Trans. on Magnetics*, vol. 28, no. 5, pp. 2247 – 2249.

- TSUKERMAN, I.A., KONRAD, A., BEDROSIAN, G., CHARI, M.V.K.**, 1993. A Survey of Numerical Methods for Transient Eddy Current Problems. *IEEE Trans. on Magnetics*, vol. 29, no. 2, pp. 1711 – 1716.
- TSUKERMAN, I.A., KONRAD, A., MEUNIER, G., SABONNADIÈRE, J.-C.**, 1993. Coupled Field-Circuit Problems: Trends and Accomplishments. *IEEE Trans. on Magnetics*, vol. 29, no. 2, pp. 1701 – 1704.
- WAMKEUE, R., KAMWA, I., CHACHA, M.**, 2003. Line-to-Line Short-Circuit-Based Finite-Element Performance and Parameter Predictions of Large Hydrogenerators. *IEEE Trans. on Energy Conversion*, vol. 18, no. 3, pp. 370 – 378.
- WEBBER, K.**, 1997. Determination of Dynamic Parameters of Large Hydro-generators by Finite-element Simulation of Three-phase Sudden Short-circuit Tests. *Proceedings of International Electric Machines and Drives Conference Record*.
- WEILAND, T.**, 1996. Time Domain Electromagnetic Field Computation with Finite Difference Methods. *International Journal of Numerical Modelling: Electronic Networks, Devices and Fields*, vol. 9, no. 4, pp. 295 – 319.
- WIAK, S., NAPIERALSKA-JUSZCZAK, E.**, 2010. *Computational Methods for the Innovative Design of Electrical Devices*. Verlag Berlin Heidelberg: Springer.
- WINSLOW, A.M.**, 1966. Numerical Solution of the Quasilinear Poisson Equation in a Nonuniform Triangle Mesh. *Journal of Computational Physics*, vol. 1, no. 2, pp. 149 – 172.
- YIOULTSIS, T.V., TSIBOUKIS, T.D.**, 1996. Multiparametric Finite Elements: a Systematic Approach to the Construction of Three Dimensional, Higher Order, Tangential Vector Shape Functions. *IEEE Trans. on Magnetics*, vol. 32, no. 3, pp. 1389 – 1392.

APPENDICE A

LISTING DES CODES DE SIMULATION MAGNETOSTATIQUE ANSYS/APDL DE LA MACHINE SYNCHRONNE LAB-VOLT

A.1 Code principal de simulation (static_LV_gap)

```
/COM, Travail de recherche en maitrise - par : Mohamed Amine KHALF
/COM, Code APDL de simulation magnétostatique du LAB-VOLT - fait le (11
janvier 2012)
/COM, Modifié le : 27 Avril 2012 - par : Mohamed Amine KHALF
!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!
/COM, Importation du modèle géométrique
!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!
/AUX15
~PARAIN,2D_QuartSym_rotor_q-q_V2_2,x_t,,SURFACES,0
/VIEW,1,0,0,1
/ANG,1
APLOT
FINISH
/PREP7
SMRT,OFF
ASEL,S,AREA,,1,13,1
AGLUE,ALL
LSLA,S
KSLI,S
NUMMRG,KP,1.0E-8
NUMCMP,ALL
ALLSEL,ALL
FINISH
!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!
/AUX15
~PARAIN,2D_QuartSym_stator_q-q,x_t,,SURFACES,0
/VIEW,1,0,0,1
/ANG,1
```



```

/COM, Création des composantes
!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!
*ULIB,COMPO_CREATION,txt
*USE,COMPO_CREATION
!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!
/COM, traitement des surfaces symétrisées
!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!
CMGRP,ROT_1,SHAFT,ROTOR,DAMP_CAGE,EXIT_COIL_R,EXIT_COIL_L,AIR_ROTOR,ROTOR_GAP,DAMPER_1
CMGRP,ROT_2,DAMPER_2,DAMPER_3,DAMPER_4,DAMPER_5,DAMPER_6,DAMPER_7,DAMPER_8,DAMPER_9
CMGRP,ROTOR_GRP,ROT_1,ROT_2,DAMPER_10,DAMPER_11,DAMPER_12,DAMPER_13
ALLSEL,ALL
CMSEL,U,ROTOR_GRP
ESLA,S
NSLE,S
NUMMRG,KP,1e-8
ALLSEL,ALL
CMSEL,S,ROTOR_GRP
ESLA,S
NSLE,S
NUMMRG,KP,1e-8
ALLSEL,ALL
CMSEL,U,ROTOR_GRP
ESLA,S
NSLE,S
NUMMRG,NODE,1e-8
ALLSEL,ALL
CMSEL,S,ROTOR_GRP
ESLA,S
NSLE,S
NUMMRG,NODE,1e-8
ALLSEL,ALL
!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!
/COM, Maillage des conducteurs du stator
!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!
MAT,2
TYPE,1
REAL,1
ALLSEL,ALL
CSYS,1
SMRTSIZE,off
MSHAPE,1,2D                                !Utilisation d'éléments tri
MSHKEY,0
AMESH,ENC_1_L
AMESH,ENC_1_H
AMESH,ENC_2_L
AMESH,ENC_2_H
AMESH,ENC_3_L
AMESH,ENC_3_H
AMESH,ENC_4_L
AMESH,ENC_4_H
AMESH,ENC_5_L

```



```

*GET,A_ARM_H,AREA,,AREA
CMSEL,S,ENC_2_L
ASUM
*GET,A_ARM_L,AREA,,AREA
ALLSEL,ALL
!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!
/COM, Génération des conditions aux limites
!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!
PERBC2D,45,135,,0,80e-3,1e-3,0,0
ALLSEL,ALL
CSYS,1
NSEL,S,NODE,,3
NSEL,A,NODE,,5
NSEL,A,NODE,,20294
NSEL,A,NODE,,34326
CEDELE,ALL,,ANY
ALLSEL,ALL
!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!
/COM, Appel de la macro de mouvement dynamique
!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!
*ULIB,CE_technic_static.txt
*USE,MOVING_ROTOR_SATCURVE
FINISH
!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!
/COM, Création macro de calcul du flux linkage
!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!
*CREATE,AZ_MEAN_ROUTINE
ESLA,S
*GET,LO_EN,ELEM,0,NUM,MIN
*GET,HI_EN,ELEM,0,NUM,MAX
AVG_A_ELEM = 0
*DO,inc,LO_EN,HI_EN,1
    ESEL,S,ELEM,,inc
    *GET,A_ELEM,ELEM,inc,AREA
    NSLE,S
    *GET,N_NODES,NODE,0,COUNT
    *GET,LO_NO,NODE,0,NUM,MIN
    N_NUM = LO_NO
    TOT_AZ = 0
    *DO,inc_2,1,N_NODES,1
        *GET,AZ_SUM,NODE,N_NUM,A,Z
        TOT_AZ = TOT_AZ + AZ_SUM
        *GET,NEXT_NO,NODE,N_NUM,NXTH
        N_NUM = NEXT_NO
    *ENDDO
    AVG_A_ELEM = AVG_A_ELEM + A_ELEM*(TOT_AZ/N_NODES)
*ENDDO
*END
!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!
*CREATE,AZ_MEAN_FILL
SQ = A_ARM_L + A_ARM_H
*DIM,AZ_M,ARRAY,9,1
CMSEL,S,ENC_1_L

```

```

CMSEL,A,ENC_1_H
*USE,AZ_MEAN_ROUTINE
AZ_M(1,1) = AVG_A_ELEM/SQ
CMSEL,S,ENC_2_L
CMSEL,A,ENC_2_H
*USE,AZ_MEAN_ROUTINE
AZ_M(2,1) = AVG_A_ELEM/SQ
CMSEL,S,ENC_3_L
CMSEL,A,ENC_3_H
*USE,AZ_MEAN_ROUTINE
AZ_M(3,1) = AVG_A_ELEM/SQ
CMSEL,S,ENC_4_L
CMSEL,A,ENC_4_H
*USE,AZ_MEAN_ROUTINE
AZ_M(4,1) = AVG_A_ELEM/SQ
CMSEL,S,ENC_5_L
CMSEL,A,ENC_5_H
*USE,AZ_MEAN_ROUTINE
AZ_M(5,1) = AVG_A_ELEM/SQ
CMSEL,S,ENC_6_L
CMSEL,A,ENC_6_H
*USE,AZ_MEAN_ROUTINE
AZ_M(6,1) = AVG_A_ELEM/SQ
CMSEL,S,ENC_7_L
CMSEL,A,ENC_7_H
*USE,AZ_MEAN_ROUTINE
AZ_M(7,1) = AVG_A_ELEM/SQ
CMSEL,S,ENC_8_L
CMSEL,A,ENC_8_H
*USE,AZ_MEAN_ROUTINE
AZ_M(8,1) = AVG_A_ELEM/SQ
CMSEL,S,ENC_9_L
CMSEL,A,ENC_9_H
*USE,AZ_MEAN_ROUTINE
AZ_M(9,1) = AVG_A_ELEM/SQ
ALLSEL,ALL
*END
!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!
/COM, Solution du problème et post-traitement
!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!
!Choix du type de solution
*ULIB,SOLU_ROUTINE_move_AZ,txt      !Courbe de saturation à vide
*USE,SOLUTION_sat_curve
!*ULIB,SOLU_ROUTINE_INDUC_AZ,txt   !Calcul des réactances
!*USE,SOLU_dq_axe

```

A.2 Macro de maillage du modèle (MODEL_MESH)

```

/COM, Travail de recherche en maitrise - par : Mohamed Amine KHALF
/COM, Macro de maillage pour simulation magnétostatique du LAB-VOLT -
fait le (11 janvier 2012)
/COM, Modifié le : 27 Avril 2012 - par : Mohamed Amine KHALF
MODEL_MESH

```

```

!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!
/COM, Maillage de l'entrefer
!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!
LSEL,S,LINE,,70
LSEL,A,LINE,,151
LESIZE,ALL,,,2*45
ALLSEL,ALL
ASEL,S,AREA,,3,34,31
SMRTSIZE,1
MSHAPE,1,2D !Utilisation d'éléments tri
MSHKEY,0
AMESH,ALL
ALLSEL,ALL
!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!
/COM, Maillage du modèle du reste du modèle (or conducteurs du stator)
!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!
CSYS,1
SMRTSIZE,1
MSHAPE,1,2D !Utilisation d'éléments tri
MSHKEY,0
ASEL,S,AREA,,13
AMESH,ALL
ALLSEL,ALL
CSYS,1
SMRTSIZE,1
MSHAPE,1,2D !Utilisation d'éléments tri
MSHKEY,0
ASEL,ALL
ASEL,U,AREA,,13
ASEL,U,AREA,,3
ASEL,U,AREA,,34
ASEL,U,AREA,,14,18,1
ASEL,U,AREA,,25
ASEL,U,AREA,,30,33,1
ASEL,U,AREA,,6,12,1
AMESH,ALL
ALLSEL,ALL
ASEL,S,AREA,,5
AREFINE,ALL,,,2,,CLEAN,OFF
ALLSEL,ALL
CSYS,0
ARSYM,X,ALL,,,,0
CSYS,1

```

A.3 Macro de création des composantes (COMPO_CREATION)

```

/COM, Travail de recherche en maitrise - par : Mohamed Amine KHALF
/COM, Macro de création des composantes pour simulation magnétostatique
du LAB-VOLT - fait le (11 janvier 2012)
/COM, Modifié le : 27 Avril 2012 - par : Mohamed Amine KHALF
COMPO_CREATION
ASEL,S,AREA,,2 !Bobine d'excitation droite
CM,EXIT_COIL_R,AREA

```

```

ASEL,S,AREA,,37          !Bobine d'excitation gauche
CM,EXIT_COIL_L,AREA
ASEL,S,AREA,,42          !Circuit amortisseur 1
CM,DAMPER_1,AREA
ASEL,S,AREA,,43          !Circuit amortisseur 2
CM,DAMPER_2,AREA
ASEL,S,AREA,,44          !Circuit amortisseur 3
CM,DAMPER_3,AREA
ASEL,S,AREA,,45          !Circuit amortisseur 4
CM,DAMPER_4,AREA
ASEL,S,AREA,,46          !Circuit amortisseur 5
CM,DAMPER_5,AREA
ASEL,S,AREA,,47          !Circuit amortisseur 6
CM,DAMPER_6,AREA
ASEL,S,AREA,,41          !Circuit amortisseur 7
ASEL,A,AREA,,6
CM,DAMPER_7,AREA
ASEL,S,AREA,,12          !Circuit amortisseur 8
CM,DAMPER_8,AREA
ASEL,S,AREA,,11          !Circuit amortisseur 9
CM,DAMPER_9,AREA
ASEL,S,AREA,,10          !Circuit amortisseur 10
CM,DAMPER_10,AREA
ASEL,S,AREA,,9           !Circuit amortisseur 11
CM,DAMPER_11,AREA
ASEL,S,AREA,,8           !Circuit amortisseur 12
CM,DAMPER_12,AREA
ASEL,S,AREA,,7           !Circuit amortisseur 13
CM,DAMPER_13,AREA
ASEL,S,AREA,,3           !Entrefer côté rotor
ASEL,A,AREA,,38
CM,ROTOR_GAP,AREA
ASEL,S,AREA,,34          !Entrefer côté stator
ASEL,A,AREA,,69
CM,YOKE_GAP,AREA
ASEL,S,AREA,,5           !Régions d'air coté rotor
ASEL,A,AREA,,40
CM,AIR ROTOR,AREA
ASEL,S,AREA,,19,24,1     !Régions d'air coté stator
ASEL,A,AREA,,26,29,1
ASEL,A,AREA,,54,59,1
ASEL,A,AREA,,61,64,1
CM,AIR YOKE,AREA
ASEL,S,AREA,,4           !Rotor
ASEL,A,AREA,,39
CM,ROTOR,AREA
ASEL,S,AREA,,1           !Arbre
ASEL,A,AREA,,36
CM,SHAFT,AREA
ASEL,S,AREA,,35          !Stator
ASEL,A,AREA,,70
CM,YOKE,AREA

```

```
ASEL,S,AREA,,13          !Anneau
ASEL,A,AREA,,48
CM,DAMP_CAGE,AREA
ASEL,S,AREA,,49          !Conducteurs encoche n°1
CM,ENC_1_H,AREA
ASEL,S,AREA,,65
CM,ENC_1_L,AREA
ASEL,S,AREA,,50          !Conducteurs encoche n°2
CM,ENC_2_H,ARE
ASEL,S,AREA,,6
CM,ENC_2_L,AEA
ASEL,S,AREA,,51          !Conducteurs encoche n°3
CM,ENC_3_H,AREA
ASEL,S,AREA,,67
CM,ENC_3_L,AREA
ASEL,S,AREA,,52          !Conducteurs encoche n°4
CM,ENC_4_H,AREA
ASEL,S,AREA,,68
CM,ENC_4_L,AREA
ASEL,S,AREA,,53          !Conducteurs encoche n°5
ASEL,A,AREA,,18
CM,ENC_5_H,AREA
ASEL,S,AREA,,60
ASEL,A,AREA,,25
CM,ENC_5_L,AREA
ASEL,S,AREA,,17          !Conducteurs encoche n°6
CM,ENC_6_H,AREA
ASEL,S,AREA,,33
CM,ENC_6_L,AREA
ASEL,S,AREA,,16          !Conducteurs encoche n°7
CM,ENC_7_H,AREA
ASEL,S,AREA,,32
CM,ENC_7_L,AREA
ASEL,S,AREA,,15          !Conducteurs encoche n°8
CM,ENC_8_H,AREA
ASEL,S,AREA,,31
CM,ENC_8_L,AREA
ASEL,S,AREA,,14          !Conducteurs encoche n°9
CM,ENC_9_H,ARE
ASEL,S,AREA,,0
CM,ENC_9_L,AEA
ALLSEL,ALL
/EOF
```

A.4 Macro de liaison rotor/stator (CE_techinc_static)

```
/COM, Travail de recherche en maitrise - par : Mohamed Amine KHALF
/COM, Macro de liaison roto/stator pour simulation magnétostatique du
LAB-VOLT - fait le (11 janvier 2012)
/COM, Modifié le : 27 Avril 2012 - par : Mohamed Amine KHALF
```

```
!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!
/COM, Positionnement axe-d VS axe phase-A
```

```

!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!
MOVING_ROTOR_d
CSYS,1
CMSEL,S,ROTOR_GRP
AGEN,,ALL,,,0,-5,0,,,1
ALLSEL,ALL
LSEL,S,LINE,,70 !Sélection des éléments à l'interface coté rotor
LSEL,A,LINE,,194
NSLL,S
NSEL,R,LOC,Y,45,135-5
ESLN,S
LSEL,S,LINE,,151 !Sélection des noeuds à l'interface coté stator
LSEL,A,LINE,,360
NSLL,S
NSEL,R,LOC,Y,45,135-5
!Génération des équations de contraintes à l'interface , AZ(i) = AZ(j)
CEINTF,,AZ
ALLSEL,ALL
*GET,CE_min,ACTIVE,0,CE
CSYS,1
CMSEL,S,ROTOR_GRP
AGEN,,ALL,,,0,90,0,,,1
ALLSEL,ALL
LSEL,S,LINE,,70 !Sélection des éléments à l'interface coté rotor
LSEL,A,LINE,,194
NSLL,S
NSEL,R,LOC,Y,135-5,135
ESLN,S
LSEL,S,LINE,,151 !Sélection des noeuds à l'interface coté stator
LSEL,A,LINE,,360
NSLL,S
NSEL,R,LOC,Y,135-5,135
!Génération des équations de contraintes à l'interface , AZ(i) = -AZ(j)
CEINTF,,AZ
ALLSEL,ALL
*GET,CE_max,ACTIVE,0,CE
!Boucle du couplage "anti-périodique" des potentiels vecteurs
!magnétiques
*DO,ii,CE_min+1,CE_max,1
  eq_N = ii
  *GET,n_eq_1,CE,eq_N,TERM,1,NODE
  *GET,n_eq_2,CE,eq_N,TERM,2,NODE
  CE,eq_N,,n_eq_1,AZ,1,n_eq_2,AZ,1
*ENDDO
ALLSEL,ALL
CSYS,1
CMSEL,S,ROTOR_GRP
AGEN,,ALL,,,0,-90,0,,,1
ALLSEL,ALL
NSEL,S,LOC,X,80e-3
D,ALL,AZ,0 !Flux parallèle sur les noeuds sélectionnés
ALLSEL,ALL
/EOF

```

```

!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!
/COM, Positionnement neutre pour courbe de saturation
!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!
MOVING_ROTOR_SATCURVE
LSEL,S,LINE,,70 !Sélection des éléments à l'interface coté rotor
LSEL,A,LINE,,194
NSLL,S
NSEL,R,LOC,Y,45,135
ESLN,S
LSEL,S,LINE,,151 !Sélection des noeuds à l'interface coté stator
LSEL,A,LINE,,360
NSLL,S
NSEL,R,LOC,Y,45,135
!Génération des équations de contraintes à l'interface , AZ(i) = AZ(j)
CEINTF,,AZ
ALLSEL,ALL
NSEL,S,LOC,X,80e-3
D,ALL,AZ,0 !Flux parallèle sur les noeuds sélectionnés
ALLSEL,ALL
/EOF
!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!
/COM, Positionnement axe-q VS axe phase-A
!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!
MOVING_ROTOR_q
CSYS,1
CMSEL,S,ROTOR_GRP
AGEN,,ALL,,,0,40,0,,,1
ALLSEL,ALL
LSEL,S,LINE,,70 !Sélection des éléments à l'interface coté rotor
LSEL,A,LINE,,194
NSLL,S
NSEL,R,LOC,Y,90-5,135
ESLN,S
LSEL,S,LINE,,151 !Sélection des noeuds à l'interface coté stator
LSEL,A,LINE,,360
NSLL,S
NSEL,R,LOC,Y,90-5,135
!Génération des équations de contraintes à l'interface , AZ(i) = AZ(j)
CEINTF,,AZ
ALLSEL,ALL
*GET,CE_min,ACTIVE,0,CE
CSYS,1
CMSEL,S,ROTOR_GRP
AGEN,,ALL,,,0,-90,0,,,1
ALLSEL,ALL
LSEL,S,LINE,,70 !Sélection des éléments à l'interface coté rotor
LSEL,A,LINE,,194
NSLL,S
NSEL,R,LOC,Y,45,90-5
ESLN,S
LSEL,S,LINE,,151 !Sélection des noeuds à l'interface coté stator
LSEL,A,LINE,,360
NSLL,S

```

```

NSEL,R,LOC,Y,45,90-5
!Génération des équations de contraintes à l'interface , AZ(i) = -AZ(j)
CEINTF,,AZ
ALLSEL,ALL
*GET,CE_max,ACTIVE,0,CE
    !Boucle du couplage "anti-périodique" des potentiels vecteurs
    !magnétiques
*DO,ii,CE_min+1,CE_max,1
    eq_N = ii
    *GET,n_eq_1,CE,eq_N,TERM,1,NODE
    *GET,n_eq_2,CE,eq_N,TERM,2,NODE
    CE,eq_N,,n_eq_1,AZ,1,n_eq_2,AZ,1
*ENDDO
ALLSEL,ALL
CSYS,1
CMSEL,S,ROTOR_GRP
AGEN,,ALL,,,0,90,0,,,1
ALLSEL,ALL
NSEL,S,LOC,X,80e-3
D,ALL,AZ,0                !Flux parallèle sur les noeuds sélectionnés
ALLSEL,ALL
/EOF

```

A.5 Macro de résolution à vide (SOLU_ROUTINE_move_AZ)

```

/COM, Travail de recherche en maitrise - par : Mohamed Amine KHALF
/COM, Solution à vide pour simulation magnétostatique du LAB-VOLT -
fait le (11 janvier 2012)
/COM, Modifié le : 27 Avril 2012 - par : Mohamed Amine KHALF

```

```

SOLUTION_sat_curve
/SOLU
i = .1                    !Courant d'excitation
jdens = i*n/abobine      !Densité de courant
CMSEL,S,EXIT_COIL_L      !Sélection de la surface de la bobine
ESLA,S                    !Sélection des éléments attachés à la bobine
BFE,ALL,JS,1,,jdens      !Densité de courant appliquée à la bobine
CMSEL,S,EXIT_COIL_R      !Sélection de la surface de la bobine
ESLA,S                    !Sélection des éléments attachés à la bobine
BFE,ALL,JS,1,,-jdens     !Densité de courant appliquée à la bobine
ALLSEL,ALL
!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!
/COM, Procédure de résolution itérative en deux étapes
!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!
NSUBST,5
NEQIT,1
OUTRES,ALL,NONE
SOLVE
NSUBST,1
NEQIT,15
CNVTOL,CSG,,1e-3
OUTRES,ALL,LAST

```

```

SOLVE
FINISH
/POST1
rsys,1
csys,1
*USE,AZ_MEAN_FILL
*ULIB,MAC_MIDGAP_CALC,txt
*USE,AZ_100mA
*DEL,AZ_M
RESET
FINISH
/SOLU
i = .2                                !Courant d'excitation
jdens = i*n/abobine                   !Densité de courant
CMSEL,S,EXIT_COIL_L                   !Sélection de la surface de la bobine
ESLA,S                                 !Sélection des éléments attachés à la bobine
BFE,ALL,JS,1,,jdens                  !Densité de courant appliquée à la bobine
CMSEL,S,EXIT_COIL_R                   !Sélection de la surface de la bobine
ESLA,S                                 !Sélection des éléments attachés à la bobine
BFE,ALL,JS,1,,-jdens                 !Densité de courant appliquée à la bobine
ALLSEL,ALL
NSUBST,5
NEQIT,1
OUTRES,ALL,NONE
SOLVE
NSUBST,1
NEQIT,15
CNVTOL,CSG,,1e-3
OUTRES,ALL,LAST
SOLVE
FINISH
/POST1
rsys,1
csys,1
*USE,AZ_MEAN_FILL
*ULIB,MAC_MIDGAP_CALC,txt
*USE,AZ_200mA
*DEL,AZ_M
RESET
FINISH
/SOLU
i = .3                                !Courant d'excitation
jdens = i*n/abobine                   !Densité de courant
CMSEL,S,EXIT_COIL_L                   !Sélection de la surface de la bobine
ESLA,S                                 !Sélection des éléments attachés à la bobine
BFE,ALL,JS,1,,jdens                  !Densité de courant appliquée à la bobine
CMSEL,S,EXIT_COIL_R                   !Sélection de la surface de la bobine
ESLA,S                                 !Sélection des éléments attachés à la bobine
BFE,ALL,JS,1,,-jdens                 !Densité de courant appliquée à la bobine
ALLSEL,ALL
NSUBST,5
NEQIT,1
OUTRES,ALL,NONE

```

```

SOLVE
NSUBST,1
NEQIT,15
CNVTOL,CSG,,1e-3
OUTRES,ALL,LAST
SOLVE
FINISH
/POST1
rsys,1
csys,1
*USE,AZ_MEAN_FILL
*ULIB,MAC_MIDGAP_CALC,txt
*USE,AZ_300mA
*DEL,AZ_M
RESET
FINISH
/SOLU
i = .4                                !Courant d'excitation
jdens = i*n/abobine                    !Densité de courant
CMSEL,S,EXIT_COIL_L                    !Sélection de la surface de la bobine
ESLA,S                                  !Sélection des éléments attachés à la bobine
BFE,ALL,JS,1,,,jdens                  !Densité de courant appliquée à la bobine
CMSEL,S,EXIT_COIL_R                    !Sélection de la surface de la bobine
ESLA,S                                  !Sélection des éléments attachés à la bobine
BFE,ALL,JS,1,,, -jdens                 !Densité de courant appliquée à la bobine
ALLSEL,ALL
NSUBST,5
NEQIT,1
OUTRES,ALL,NONE
SOLVE
NSUBST,1
NEQIT,15
CNVTOL,CSG,,1e-3
OUTRES,ALL,LAST
SOLVE
FINISH
/POST1
rsys,1
csys,1
*USE,AZ_MEAN_FILL
*ULIB,MAC_MIDGAP_CALC,txt
*USE,AZ_400mA
*DEL,AZ_M
RESET
FINISH
/SOLU
i = .5                                !Courant d'excitation
jdens = i*n/abobine                    !Densité de courant
CMSEL,S,EXIT_COIL_L                    !Sélection de la surface de la bobine
ESLA,S                                  !Sélection des éléments attachés à la bobine
BFE,ALL,JS,1,,,jdens                  !Densité de courant appliquée à la bobine
CMSEL,S,EXIT_COIL_R                    !Sélection de la surface de la bobine
ESLA,S                                  !Sélection des éléments attachés à la bobine

```

```

BFE,ALL,JS,1,,, -jdens !Densité de courant appliquée à la bobine
ALLSEL,ALL
NSUBST,5
NEQIT,1
OUTRES,ALL,NONE
SOLVE
NSUBST,1
NEQIT,15
CNVTOL,CSG,,1e-3
OUTRES,ALL,LAST
SOLVE
FINISH
/POST1
rsys,1
csys,1
*USE,AZ_MEAN_FILL
*ULIB,MAC_MIDGAP_CALC,txt
*USE,AZ_500mA
*DEL,AZ_M
RESET
FINISH
/SOLU
i = .6 !Courant d'excitation
jdens = i*n/abobine !Densité de courant
CMSEL,S,EXIT_COIL_L !Sélection de la surface de la bobine
ESLA,S !Sélection des éléments attachés à la bobine
BFE,ALL,JS,1,,,jdens !Densité de courant appliquée à la bobine
CMSEL,S,EXIT_COIL_R !Sélection de la surface de la bobine
ESLA,S !Sélection des éléments attachés à la bobine
BFE,ALL,JS,1,,, -jdens !Densité de courant appliquée à la bobine
ALLSEL,ALL
NSUBST,5
NEQIT,1
OUTRES,ALL,NONE
SOLVE
NSUBST,1
NEQIT,15
CNVTOL,CSG,,1e-3
OUTRES,ALL,LAST
SOLVE
FINISH
/POST1
rsys,1
csys,1
*USE,AZ_MEAN_FILL
*ULIB,MAC_MIDGAP_CALC,txt
*USE,AZ_600mA
*DEL,AZ_M
RESET
FINISH
/SOLU
i = .7 !Courant d'excitation
jdens = i*n/abobine !Densité de courant

```

```

CMSEL,S,EXIT_COIL_L      !Sélection de la surface de la bobine
ESLA,S                   !Sélection des éléments attachés à la bobine
BFE,ALL,JS,1,,,jdens    !Densité de courant appliquée à la bobine
CMSEL,S,EXIT_COIL_R      !Sélection de la surface de la bobine
ESLA,S                   !Sélection des éléments attachés à la bobine
BFE,ALL,JS,1,,, -jdens  !Densité de courant appliquée à la bobine
ALLSEL,ALL
!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!
/COM, Procédure de résolution itérative en deux étapes
!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!
NSUBST,5
NEQIT,1
OUTRES,ALL,NONE
SOLVE
NSUBST,1
NEQIT,15
CNVTOL,CSG,,1e-3
OUTRES,ALL,LAST
SOLVE
FINISH
/POST1
rsys,1
csys,1
*USE,AZ_MEAN_FILL
*ULIB,MAC_MIDGAP_CALC,txt
*USE,AZ_700mA
*DEL,AZ_M
RESET
FINISH
/EOF

```

A.6 Macro de stockage des résultats de simulation (MAC_MIDGAP_CALC)

```

/COM, Travail de recherche en maitrise - par : Mohamed Amine KHALF
/COM, Macro de de stockage des résultats pour simulation
magnétostatique du LAB-VOLT - fait le (11 janvier 2012)
/COM, Modifié le : 27 Avril 2012 - par : Mohamed Amine KHALF

```

```

MIDGAP100
*cfopen,MIDGAP100,txt
*VWRITE,MIDGAP(1,5,1),MIDGAP(1,6,1),MIDGAP(1,7,1),MIDGAP(1,8,1)
(F10.5,' ',F10.5,' ',F10.5,' 'F10.8)
*CFCLOSE
/EOF
MIDGAP200
*cfopen,MIDGAP200,txt
*VWRITE,MIDGAP(1,5,1),MIDGAP(1,6,1),MIDGAP(1,7,1),MIDGAP(1,8,1)
(F10.5,' ',F10.5,' ',F10.5,' 'F10.8)
*CFCLOSE
/EOF
MIDGAP300

```

```

*cfopen,MIDGAP300,txt
*VWRITE,MIDGAP(1,5,1),MIDGAP(1,6,1),MIDGAP(1,7,1),MIDGAP(1,8,1)
(F10.5,' ',F10.5,' ',F10.5,' 'F10.8)
*CFCLOS
/EOF
MIDGAP400
*cfopen,MIDGAP400,txt
*VWRITE,MIDGAP(1,5,1),MIDGAP(1,6,1),MIDGAP(1,7,1),MIDGAP(1,8,1)
(F10.5,' ',F10.5,' ',F10.5,' 'F10.8)
*CFCLOS
/EOF
MIDGAP500
*cfopen,MIDGAP500,txt
*VWRITE,MIDGAP(1,5,1),MIDGAP(1,6,1),MIDGAP(1,7,1),MIDGAP(1,8,1)
(F10.5,' ',F10.5,' ',F10.5,' 'F10.8)
*CFCLOS
/EOF
MIDGAP600
*cfopen,MIDGAP600,txt
*VWRITE,MIDGAP(1,5,1),MIDGAP(1,6,1),MIDGAP(1,7,1),MIDGAP(1,8,1)
(F10.5,' ',F10.5,' ',F10.5,' 'F10.8)
*CFCLOS
/EOF
MIDGAP700
*cfopen,MIDGAP700,txt
*VWRITE,MIDGAP(1,5,1),MIDGAP(1,6,1),MIDGAP(1,7,1),MIDGAP(1,8,1)
(F10.5,' ',F10.5,' ',F10.5,' 'F10.8)
*CFCLOS
/EOF
MIDGAP_d_axe
*cfopen,MIDGAP_d_axe,txt
*VWRITE,MIDGAP(1,5,1),MIDGAP(1,6,1),MIDGAP(1,7,1),MIDGAP(1,8,1)
(F10.5,' ',F10.5,' ',F10.5,' 'F10.8)
*CFCLOS
/EOF
MIDGAP_q_axe
*cfopen,MIDGAP_q_axe,txt
*VWRITE,MIDGAP(1,5,1),MIDGAP(1,6,1),MIDGAP(1,7,1),MIDGAP(1,8,1)
(F10.5,' ',F10.5,' ',F10.5,' 'F10.8)
*CFCLOS
/EOF
MIDGAP_both_axe
*cfopen,MIDGAP_both_axe,txt
*VWRITE,MIDGAP(1,5,1),MIDGAP(1,6,1),MIDGAP(1,7,1),MIDGAP(1,8,1)
(F10.5,' ',F10.5,' ',F10.5,' 'F10.8)
*CFCLOS
/EOF
AZ_100mA
*cfopen,AZ_M_100mA,txt
*VWRITE,AZ_M(1,1)
(9x,F10.8)
*CFCLOS
/EOF

```

```
AZ_200mA
*c fopen,AZ_M_200mA,txt
*vWRITE,AZ_M(1,1)
(9x,F10.8)
*CFCLOS
/EOF
AZ_300mA
*c fopen,AZ_M_300mA,txt
*vWRITE,AZ_M(1,1)
(9x,F10.8)
*CFCLOS
/EOF
AZ_400mA
*c fopen,AZ_M_400mA,txt
*vWRITE,AZ_M(1,1)
(9x,F10.8)
*CFCLOS
/EOF
AZ_500mA
*c fopen,AZ_M_500mA,txt
*vWRITE,AZ_M(1,1)
(9x,F10.8)
*CFCLOS
/EOF
AZ_600mA
*c fopen,AZ_M_600mA,txt
*vWRITE,AZ_M(1,1)
(9x,F10.8)
*CFCLOS
/EOF
AZ_700mA
*c fopen,AZ_M_700mA,txt
*vWRITE,AZ_M(1,1)
(9x,F10.8)
*CFCLOS
/EOF
```

APPENDICE B

LISTING DES CODES DE SIMULATION ANSYS/APDL TRANSITOIRES PAS-À-PAS DE LA MACHINE SYNCHRONNE LAB-VOLT

B.1 Code de simulation principal (trans_LV_gap)

```

/COM, Travail de recherche en maitrise - par : Mohamed Amine KHALF
/COM, Simulation essai à vide et court-circuit du LAB-VOLT - fait le 17
juillet 2011
/COM, Modifié le : 07 Avril 2012 - par : Mohamed Amine KHALF
!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!
/COM, Importation du modèle géométrique
!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!
/CONFIG,NRES,1000000 !Élargir la base de stockage des résultats
/AUX15
~PARAIN,2D_QuartSym_rotor_q-q_V2_2,x_t,,SURFACES,0
/VIEW,1,0,0,1
/ANG,1
APLOT
FINISH
/PREP7
SMRT,OFF
ASEL,S,AREA,,1,13,1
AGLUE,ALL
LSLA,S
KSLI,S
NUMMRG,KP,1.0E-8
NUMCMP,ALL
ALLSEL,ALL
FINISH
!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!
/AUX15
~PARAIN,2D_QuartSym_stator_q-q,x_t,,SURFACES,0
/VIEW,1,0,0,1
/ANG,1
FINISH
/PREP7

```



```

*ULIB,MESH_ATTRIBUTES,txt
*USE,REAL_CONSTANTS
!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!
/COM, Définitions des matériaux
!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!
*ULIB,MESH_ATTRIBUTES,txt
*USE,MATERIAL_DEF
!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!
/COM, Attributs de maillage
!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!
*ULIB,MESH_ATTRIBUTES,txt
*USE,ATTRIBUTES
!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!
/COM, Maillage du MODÈLE (sauf conducteurs du stator et des barreaux)
!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!
*ULIB,MODEL_MESH,txt
*USE,MODEL_MESH
!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!
/COM, Création des composantes
!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!
*ULIB,COMPO_CREATION,txt
*USE,COMPO_CREATION
CMGRP,ROT_1,SHAFT,ROTOR,DAMP_CAGE,EXIT_COIL_R,EXIT_COIL_L,AIR_ROTOR,ROT
OR_GAP,DAMPER_1
CMGRP,ROT_2,DAMPER_2,DAMPER_3,DAMPER_4,DAMPER_5,DAMPER_6,DAMPER_7,DAMPE
R_8,DAMPER_9
CMGRP,ROTOR_GRP,ROT_1,ROT_2,DAMPER_10,DAMPER_11,DAMPER_12,DAMPER_13
ALLSEL,ALL
!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!
/COM, Maillage des conducteurs du stator et des barreaux
!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!
*ULIB,MODEL_MESH,txt
*USE,CONDUCTORS_MESH
!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!
/COM, Traitement du maillage
!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!
CMSEL,U,ROTOR_GRP
ESLA,S
NSLE,S
NUMMRG,NODE,1e-8
ALLSEL,ALL
CMSEL,S,ROTOR_GRP
ESLA,S
NSLE,S
NUMMRG,NODE,1e-8
ALLSEL,ALL
CMSEL,U,ROTOR_GRP
ESLA,S
NSLE,S
KSLN,S
NUMMRG,KP,1e-8
ALLSEL,ALL

```

```

CMSEL,S,ROTOR_GRP
ESLA,S
NSLE,S
KSLN,S
NUMMRG,KP,1e-8
ALLSEL,ALL
!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!
/COM, Création du circuit de l'analyse transitoire
!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!
*ULIB,CIRCUIT_BUILD,txt
*USE,NODES_CREATION
!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!
/COM, Sélection des noeuds à coupler dans le domaine FEM
!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!
*ULIB,CIRCUIT_BUILD,txt
*USE,CIRCUIT_N_COUPLING
!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!
/COM, Création des composants du circuit externe
!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!
*ULIB,CIRCUIT_BUILD,txt
*USE,CIRCUIT_COMPONENTS
!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!
/COM, Création des contraintes dans le domaine circuit
!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!
NSEL,S,NODE,,60000,60002,2
CP,NEXT,VOLT,ALL
NSEL,S,NODE,,60000
NSEL,A,NODE,,60030
NSEL,A,NODE,,60040
NSEL,A,NODE,,60050
D,ALL,VOLT,0,0                !Application du ground
NSEL,S,NODE,,60036,60038,1     !Court-circuiter inductances de fuites
CP,NEXT,VOLT,ALL
NSEL,S,NODE,,60046,60048,1
CP,NEXT,VOLT,ALL
NSEL,S,NODE,,60056,60058,1
CP,NEXT,VOLT,ALL
ALLSEL,ALL
!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!
/COM, Création des contraintes de l'état initial dans le domaine FEM
!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!
PERBC2D,45,135,,0,80e-3,1e-3,0,0
ALLSEL,ALL
NSEL,S,NODE,,3
NSEL,A,NODE,,5
NSEL,A,NODE,,20294
NSEL,A,NODE,,34326
CEDELE,ALL,,ANY
NUMCMP,CE
ALLSEL,ALL
*GET,CE_PER,ACTIVE,0,CE
NSEL,S,LOC,X,80e-3

```



```

/COM, Repositionnement dans le cas : theta > 135° et AZ = AZ
!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!
*CREATE, POS_90
/PREP7
CSYS, 1
CMSEL, S, ROTOR_GRP !Rotation pas à pas du rotor
AGEN, , ALL, , , 0, theta_inc-90, 0, , , 1
*GET, ang_right, KP, P_R, LOC, Y !Position globale du rotor
*GET, ang_left, KP, P_L, LOC, Y
LSEL, S, LINE, , L_R1 !Sélection des éléments à l'interface coté rotor
LSEL, A, LINE, , L_R2
NSLL, S
NSEL, R, LOC, Y, 45, ang_left
ESLN, S
LSEL, S, LINE, , L_S1 !Sélection des noeuds à l'interface coté stator
LSEL, A, LINE, , L_S2
NSLL, S
NSEL, R, LOC, Y, 45, ang_left
!Génération des équations de contraintes à l'interface , AZ(i) = -AZ(j)
CEINTF, , AZ
ALLSEL, ALL
*GET, CE_max, ACTIVE, 0, CE
ii = 0
!Boucle du couplage "anti-périodique" des potentiels vecteurs
!magnétiques
*DO, ii, CE_PER+1, CE_max, 1
    eq_N = ii
    *GET, n_eq_1, CE, eq_N, TERM, 1, NODE
    *GET, n_eq_2, CE, eq_N, TERM, 2, NODE
    CE, eq_N, , n_eq_1, AZ, 1
*ENDDO
ALLSEL, ALL
*END
!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!
/COM, Repositionnement dans le cas : theta > 135° et AZ = -AZ
!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!
*CREATE, POS_180
/PREP7
CSYS, 1
CMSEL, S, ROTOR_GRP !Rotation pas à pas du rotor
AGEN, , ALL, , , 0, theta_inc-90, 0, , , 1
*GET, ang_right, KP, P_R, LOC, Y !Position globale du rotor
*GET, ang_left, KP, P_L, LOC, Y
LSEL, S, LINE, , L_R1 !Sélection des éléments à l'interface coté rotor
LSEL, A, LINE, , L_R2
NSLL, S
NSEL, R, LOC, Y, ang_right, 135
ESLN, S
LSEL, S, LINE, , L_S1 !Sélection des noeuds à l'interface coté stator
LSEL, A, LINE, , L_S2
NSLL, S
NSEL, R, LOC, Y, ang_right, 135
!Génération des équations de contraintes à l'interface , AZ(i) = AZ(j)

```



```

*DIM,T_E,ARRAY,torq_dim,1,,,,,1
*USE,TORQ_CALC
omega_ini = omega_ref
T_L_ini = T_E(compte,1)
*DIM,omega_actual,ARRAY,torq_dim,1,,,,,1
*VFILL,omega_actual(compte,1),DATA,omega_ini
*DIM,T_L,ARRAY,torq_dim,1,,,,,1
*VFILL,T_L(compte,1),DATA,T_L_ini
*DIM,tronc_erf,ARRAY,torq_dim,1,,,,,1
!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!
/COM, Début de la Boucle de résolution transitoire pas-à-pas
!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!
flag = 0
*DO,inc,1,iter_num,1
  compte = compte + 1
  *USE,TIME_STEP_0
  next_pos = ang_right + theta_inc
  *IF,flag,EQ,0,THEN
    *IF,next_pos,GE,45,AND,next_pos,LT,135,THEN
      *USE,ROTOR_SLIDING_odd
      *USE,TRANS_SOLU
      *USE,TORQ_CALC
      *USE,TIME_STEP
    *ELSE
      *USE,POS_90
      *USE,TRANS_SOLU
      *USE,TORQ_CALC
      *USE,TIME_STEP
      flag = 1
    *ENDIF
  *ELSE
    *IF,next_pos,GE,45,AND,next_pos,LT,135,THEN
      *USE,ROTOR_SLIDING_even
      *USE,TRANS_SOLU
      *USE,TORQ_CALC
      *USE,TIME_STEP
    *ELSE
      *USE,POS_180
      *USE,TRANS_SOLU
      *USE,TORQ_CALC
      *USE,TIME_STEP
      flag = 0
    *ENDIF
  *ENDIF
  *GET,ang_right,KP,P_R,LOC,Y
!Commenter ou décommenter la boucle IF suivante pour simulation en
!régime permanent ou court-circuit, respectivement :
  !*IF,inc,EQ,88,THEN
    ! /PREP7
    ! R,15,R_short !Activation du court-circuit
    ! t_sc = t_ini + t_inc
    !FINISH
  !*ENDIF

```

```

*ENDDO
*VOPER,T_U,T_L,ADD,T_E
!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!
/COM, Récupération des valeurs de vitesse et de couples
!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!
/POST26
VPUT,omega_actual,2
VPUT,T_E,3
VPUT,T_L,4
VPUT,T_U,5
VPUT,tronc_erf,6
FINISH

```

B.2 Macro d'inclusion des variables globales (INCLUDE_GLOBAL_VAR)

```

/COM, Travail de recherche en maitrise - par : Mohamed Amine KHALF
/COM, Macro inclusions variables globales pour simulation transitoire
du LAB-VOLT - fait le 17 juillet 2011
/COM, Modifié le : 07 Avril 2012 - par : Mohamed Amine KHALF
INCLUDE_GLOBAL_VAR
PI = 4*atan(1)
mu_o = 1.2566e-6 !Permeabilité du vide
r_cooper = 17e-9 !résistivité du cuivre
r_alu = 64e-9 !résistivité de l'aluminium
r_alu_ring = 64e-9
r_iron = 625e-9 !résistivité de la fonte grise
r_stack = 50e-6 !résistivité pour les laminations du stator
!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!
n_rot = 1250/2 !Nombre de tour par pôle de la bobine d'excitation
n_stat = 43 !Nombre de tour par pôle d'une bobine au stator
S_rot = 0.0646e-6 !Section d'un conducteur au rotor n°29
S_stat = 0.205e-6 !Section d'un conducteur au stator n°24
!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!
Lfe = 35.7e-3 !Longueur effective du noyau de fer
mid_gap = 47.325e-3 !Rayon à l'entrefer
L_A = 6e3 !L/A pour le calcul de résistance de l'anneau de c-c
ks = 0.98 !Facteurs de correction
ks_r = 1.15
ks_r2 = 1.28
!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!
R_rotor = 125 !Résistance totale du circuit de champ
R_stator = 12.5/24 !Résistance de phase de stator
R_ring = r_alu_ring*L_A !Résistance totale de l'anneau de court-circuit
R_open = 10e6 !Résistance de circuit ouvert
R_short = 10e-12 !Résistance de court-circuit
I_f = 0.525
VF = I_f *R_rotor/2 !Tension de champ (VDC)
!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!
!Coefficients de remplissage des encoches (vus par ANSYS)
ff_rotor = (R_rotor*S_rot/(r_cooper*Lfe*n_rot))/100
ff_stator_H = (R_stator*S_stat/(r_cooper*Lfe*n_stat))/100

```

```

ff_stator L = (R_stator*S_stat/(r_cooper*Lfe*n_stat))/100
!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!
alpha = 0 !Angle initial du rotor
N_rpm_ref = 1800 !Vitesse de rotation (RPM)
omega_ref = N_rpm_ref*2*PI/60 !Frequency (rad/s)
frequency = 60 !Frequency pulsation (Hz)
omega_p = 2*PI*frequency !Frequency pulsation (rad/s)
X_ew = 1*18.6 !Stator Leakage reactance
L_ew = X_ew/omega_p !Stator Leakage inductance
!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!
t_inc = 2e-4 !Incrément temporel (s)
t_ini = 1e-12 !Temps initial (s)
!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!
P_max = 175 !Puissance maximale du moteur
T_full_load = P_max/(omega_ref) !Couple maximal moteur
T_start = 1.4 ! Couple de démarrage du moteur
!Pour prise en compte de la dynamique du mouvement mettre la valeur
!réelle de l'inertie du rotor - Pour avoir un pas angulaire constant
!mettre une valeur d'inertie très élevée
J_m = 2*0.0021e12 !Moment d'inertie du système de rotors kg/m²

/EOF

```

B.3 Macro d'attributs du maillage (MESH_ATTRIBUTES)

```

/COM, Travail de recherche en maitrise - par : Mohamed Amine KHALF
/COM, Macro attributs du maillage pour simulation transitoire du LAB-
VOLT - fait le 17 juillet 2011
/COM, Modifié le : 07 Avril 2012 - par : Mohamed Amine KHALF
!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!
/COM, Définition des constantes réelles
!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!
REAL_CONSTANTS
!Caractérisation de la bobine de champ - FEM
R,1,ABOBINE,n_rot,Lfe,1,ff_rotor
!Caractérisation d'un barreau du circuit amort. - FEM
R,2,ADAMPER,,Lfe,1
R,3,ADAMPER_PRIME,,Lfe,1
!Caractérisation d'une bobine du stator - FEM (H+)
R,4,A_ARM_H,n_stat,Lfe,1,ff_stator_H
!Caractérisation d'une bobine du stator - FEM (H-)
R,5,A_ARM_H,n_stat,Lfe,-1,ff_stator_H
!Caractérisation d'une bobine du stator - FEM (L+)
R,6,A_ARM_L,n_stat,Lfe,1,ff_stator_L
!Caractérisation d'une bobine du stator - FEM (L-)
R,7,A_ARM_L,n_stat,Lfe,-1,ff_stator_L
!Résistance d'une bobine du circuit de champ - Circuit
R,8,R_rotor
R,9,L_ew,0 !Inductance de fuite de fin de bobine - Circuit
R,10,R_stator !Résistance d'une phase du stator - Circuit
R,11,VF !Amplitude de source de tension - Circuit
R,12,2 !Field Stranded Coil - Circuit
R,13,4 !Armature Stranded Coil - Circuit

```

```

R,14,4          !Damper Solid conductor - Circuit
R,15,R_open    !open-circuit resistor - Circuit
R,16,(R_ring/4)/12 !open-circuit resistor - Circuit
/EOF
!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!
/COM, Définition des matériaux du modèle
!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!
MATERIAL_DEF
MP,MURX,1,1          !Perméabilité relative d'air
MP,MURX,2,1          !Perméabilité relative du cuivre
MP,RSVZ,2,r_cooper  !résistivité pour bobine excitation
MP,RSVX,2,r_cooper
MP,RSVY,2,r_cooper
MP,MURX,7,1          !Perméabilité relative du cuivre
MP,RSVZ,7,r_cooper  !résistivité pour enroulements stator (cuivre)
MP,RSVX,7,r_cooper
MP,RSVY,7,r_cooper
MP,MURX,6,1          !Perméabilité relative d'aluminium
MP,RSVZ,6,r_alu     !résistivité pour conducteur (aluminium)
MP,RSVX,6,r_alu
MP,RSVY,6,r_alu
!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!
!Matériau du rotor - Combinaison Fonte (FEMM) et acier inoxydable
!(FEMM)
TB,BH,3,,14
TBPT,,318.310000,0.200400*ks_r
,,636.620000,0.600800*ks_r
,,1591.550000,1.102000*ks_r
,,6290.53,1.656238*ks_r2
,,7049.867,1.686626*ks_r2
,,12338.667,1.813505*ks_r2
,,26304.667,1.964422*ks_r2
,,28581,1.979083*ks_r2
,,36287,2.012433*ks_r2
,,39022.33,2.021337*ks_r2
,,43292.33,2.033503*ks_r2
,,50590,2.050973*ks_r2
,,51118.33,2.052071*ks_r2
,,134313.33,2.191983*ks_r2
!MP,RSVZ,3,r_iron    !résistivité pour rotor
!MP,RSVX,3,r_iron
!MP,RSVY,3,r_iron
!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!
TB,BH,4,,26        !Matériau du stator - tôle 24-M36 (ANSOFT MAXWELL)
TBPT,,230,ks*1+(1-ks)*mu_o*230
,,285,ks*1.1+(1-ks)*mu_o*285
,,405,ks*1.25+(1-ks)*mu_o*405
,,543.75,ks*1.325+(1-ks)*mu_o*543.75
,,703.75,ks*1.375+(1-ks)*mu_o*703.75
,,877.579,ks*1.414+(1-ks)*mu_o*877.579
,,1037.63,ks*1.4415+(1-ks)*mu_o*1037.63
,,1272.3,ks*1.4775+(1-ks)*mu_o*1272.3
,,1631.19,ks*1.525+(1-ks)*mu_o*1631.19

```



```

CMSEL,A,ENC_4_H
CMSEL,A,ENC_8_H
CMSEL,A,ENC_9_H
AATT,7,5,2
CMSEL,S,ENC_1_L
CMSEL,A,ENC_2_L
CMSEL,A,ENC_3_L
CMSEL,A,ENC_7_L
CMSEL,A,ENC_8_L
CMSEL,A,ENC_9_L
AATT,7,6,2
CMSEL,S,ENC_4_L
CMSEL,A,ENC_5_L
CMSEL,A,ENC_6_L
AATT,7,7,2
CMSEL,S,ENC_1_H
CMSEL,A,ENC_5_H
CMSEL,A,ENC_6_H
CMSEL,A,ENC_7_H
AATT,7,4,2
ALLSEL,ALL
CMSEL,U,ROTOR_GRP
CMSEL,U,YOKE
CMSEL,U,YOKE_GAP
CMSEL,U,AIR_YOKE
CSYS,1
SMRTSIZE,OFF
MSHAPE,1,2D                                !Utilisation d'éléments tri
MSHKEY,0
AMESH,ALL
ALLSEL,ALL
!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!
/COM, Maillage des barreaux du circuit amortisseur
!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!
CMSEL,S,DAMPER_2
CMSEL,A,DAMPER_3
CMSEL,A,DAMPER_4
CMSEL,A,DAMPER_5
CMSEL,A,DAMPER_6
CMSEL,A,DAMPER_7
CMSEL,A,DAMPER_8
CMSEL,A,DAMPER_9
CMSEL,A,DAMPER_10
CMSEL,A,DAMPER_11
CMSEL,A,DAMPER_12
AATT,6,2,3
CMSEL,S,DAMPER_1
CMSEL,A,DAMPER_13
AATT,6,3,3
CMSEL,S,DAMPER_1
CMSEL,A,DAMPER_2
CMSEL,A,DAMPER_3
CMSEL,A,DAMPER_4

```

```

CMSEL,A,DAMPER_5
CMSEL,A,DAMPER_6
CMSEL,A,DAMPER_7
CMSEL,A,DAMPER_8
CMSEL,A,DAMPER_9
CMSEL,A,DAMPER_10
CMSEL,A,DAMPER_11
CMSEL,A,DAMPER_12
CMSEL,A,DAMPER_13
SMRTSIZE,OFF
MSHAPE,1,2D           !Utilisation d'éléments tri
MSHKEY,0
AMESH,ALL
ALLSEL,ALL
/EOF

```

B.5 Macro de création des composantes (COMPO_CREATION)

```

/COM, Travail de recherche en maitrise - par : Mohamed Amine KHALF
/COM, Macro création composante pour simulation transitoire du LAB-VOLT
- fait le 17 juillet 2011
/COM, Modifié le : 07 Avril 2012 - par : Mohamed Amine KHALF
COMPO_CREATION
ASEL,S,AREA,,2           !Bobine d'excitation droite
CM,EXIT_COIL_R,AREA
ASEL,S,AREA,,37         !Bobine d'excitation gauche
CM,EXIT_COIL_L,AREA
ASEL,S,AREA,,42         !Circuit amortisseur 1
CM,DAMPER_1,AREA
ASEL,S,AREA,,43         !Circuit amortisseur 2
CM,DAMPER_2,AREA
ASEL,S,AREA,,44         !Circuit amortisseur 3
CM,DAMPER_3,AREA
ASEL,S,AREA,,45         !Circuit amortisseur 4
CM,DAMPER_4,AREA
ASEL,S,AREA,,46         !Circuit amortisseur 5
CM,DAMPER_5,AREA
ASEL,S,AREA,,47         !Circuit amortisseur 6
CM,DAMPER_6,AREA
ASEL,S,AREA,,41         !Circuit amortisseur 7
ASEL,A,AREA,,6
CM,DAMPER_7,AREA
ASEL,S,AREA,,12        !Circuit amortisseur 8
CM,DAMPER_8,AREA
ASEL,S,AREA,,11        !Circuit amortisseur 9
CM,DAMPER_9,AREA
ASEL,S,AREA,,10        !Circuit amortisseur 10
CM,DAMPER_10,AREA
ASEL,S,AREA,,9         !Circuit amortisseur 11
CM,DAMPER_11,AREA
ASEL,S,AREA,,8         !Circuit amortisseur 12
CM,DAMPER_12,AREA
ASEL,S,AREA,,7         !Circuit amortisseur 13

```

```

CM,DAMPER_13,AREA
ASEL,S,AREA,,3           !Entrefer côté rotor
ASEL,A,AREA,,38
CM,ROTOR_GAP,AREA
ASEL,S,AREA,,34         !Entrefer côté stator
ASEL,A,AREA,,69
CM,YOKE_GAP,AREA
ASEL,S,AREA,,5         !Régions d'air coté rotor
ASEL,A,AREA,,40
CM,AIR_ROTOR,AREA
ASEL,S,AREA,,19,24,1    !Régions d'air coté stator
ASEL,A,AREA,,26,29,1
ASEL,A,AREA,,54,59,1
ASEL,A,AREA,,61,64,1
CM,AIR_YOKE,AREA
ASEL,S,AREA,,4         !Rotor
ASEL,A,AREA,,39
CM,ROTOR,AREA
ASEL,S,AREA,,1         !Arbre
ASEL,A,AREA,,36
CM,SHAFT,AREA
ASEL,S,AREA,,35         !Stator
ASEL,A,AREA,,70
CM,YOKE,AREA
ASEL,S,AREA,,13        !Anneau
ASEL,A,AREA,,48
CM,DAMP_CAGE,AREA
ASEL,S,AREA,,49        !Conducteurs encoches n°1
CM,ENC_1_H,AREA
ASEL,S,AREA,,65
CM,ENC_1_L,AREA
ASEL,S,AREA,,50        !Conducteurs encoches n°2
CM,ENC_2_H,AREA
ASEL,S,AREA,,66
CM,ENC_2_L,AREA
ASEL,S,AREA,,51        !Conducteurs encoches n°3
CM,ENC_3_H,AREA
ASEL,S,AREA,,67
CM,ENC_3_L,AREA
ASEL,S,AREA,,52        !Conducteurs encoches n°4
CM,ENC_4_H,AREA
ASEL,S,AREA,,68
CM,ENC_4_L,AREA
ASEL,S,AREA,,53        !Conducteurs encoches n°5
ASEL,A,AREA,,18
CM,ENC_5_H,AREA
ASEL,S,AREA,,60
ASEL,A,AREA,,25
CM,ENC_5_L,AREA
ASEL,S,AREA,,17        !Conducteurs encoches n°6
CM,ENC_6_H,AREA
ASEL,S,AREA,,33
CM,ENC_6_L,AREA

```

```

ASEL,S,AREA,,16                !Conducteurs encoches n°7
CM,ENC_7_H,AREA
ASEL,S,AREA,,32
CM,ENC_7_L,AREA
ASEL,S,AREA,,15                !Conducteurs encoches n°8
CM,ENC_8_H,AREA
ASEL,S,AREA,,31
CM,ENC_8_L,AREA
ASEL,S,AREA,,14                !Conducteurs encoches n°9
CM,ENC_9_H,AREA
ASEL,S,AREA,,30
CM,ENC_9_L,AREA
ALLSEL,ALL
/EOF

```

B.6 Macro de création du circuit externe (CIRCUIT_BUILD)

```

/COM, Travail de recherche en maitrise - par : Mohamed Amine KHALF
/COM, Macro création circuit externe pour simulation transitoire du
LAB-VOLT - fait le 17 juillet 2011
/COM, Modifié le : 07 Avril 2012 - par : Mohamed Amine KHALF
!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!
/COM, Génération des nœuds du circuit externe
!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!
NODES CREATION
!Système de coordonnées pour la construction du circuit
LOCAL,12,CART,-0.4
N,60000,0,0                    !Création des noeuds du circuit
N,60001,0,0.08                !Le noeud 60'000 est le noeud à l'origine
N,60002,0.04,0
N,60004,0.04,0.08
N,60010,0.08,0.04            !Circuit amortisseur 1er pole
N,60011,0.08,0.08
N,60012,0.08,0.12
N,60013,0.08,0.16
N,60014,0.08,0.20
N,60015,0.08,0.24
N,60016,0.08,0.28
N,60017,0.08,0.32
N,60018,0.08,0.36
N,60070,0.08,0.40
N,60071,0.08,0.44
N,60074,0.08,0.48
N,60075,0.08,0.52
N,60019,0.11,0.04
N,60020,0.11,0.08
N,60021,0.11,0.12
N,60022,0.11,0.16
N,60023,0.11,0.20

```

```

N,60024,0.11,0.24
N,60025,0.11,0.28
N,60026,0.11,0.32
N,60027,0.11,0.36
N,60072,0.11,0.40
N,60073,0.11,0.44
N,60076,0.11,0.48
N,60077,0.11,0.52
N,60030,-0.08,0.04      !Phase A
N,60031,-0.08,0.08
N,60032,-0.08,0.12
N,60033,-0.08,0.16
N,60034,-0.08,0.20
N,60035,-0.08,0.24
N,60036,-0.08,0.28
N,60038,-0.08,0.40      !résistance de phase
N,60040,-0.16,0.04      !Phase B
N,60041,-0.16,0.08
N,60042,-0.16,0.12
N,60043,-0.16,0.16
N,60044,-0.16,0.20
N,60045,-0.16,0.24
N,60046,-0.16,0.28
N,60048,-0.16,0.40      !résistance de phase
N,60050,-0.24,0.04      !Phase C
N,60051,-0.24,0.08
N,60052,-0.24,0.12
N,60053,-0.24,0.16
N,60054,-0.24,0.20
N,60055,-0.24,0.24
N,60056,-0.24,0.28
N,60058,-0.24,0.40      !résistance de phase
N,60060,0.02,0.04      !Source de tension du champ
/EOF
!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!
/COM, Marquage des nœuds utiles du domaine FEM pour couplage futur
!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!
CIRCUIT N COUPLING
CMSEL,S,EXIT_COIL_L      !Sélection d'un noeud dans la bobine gauche
NSLA,S
*GET,N_COIL_L,NODE,0,NUM,MIN
CMSEL,S,EXIT_COIL_R      !Sélection d'un noeud dans la bobine droite
NSLA,S
*GET,N_COIL_R,NODE,0,NUM,MIN
!Sélection des noeuds dans les barres de l'amortisseur
CMSEL,S,DAMPER_1
NSLA,S
*GET,N_DAMP_1,NODE,0,NUM,MIN
CMSEL,S,DAMPER_2
NSLA,S
*GET,N_DAMP_2,NODE,0,NUM,MIN
CMSEL,S,DAMPER_3
NSLA,S

```

```

*GET,N_DAMP_3,NODE,0,NUM,MIN
CMSEL,S,DAMPER_4
NSLA,S
*GET,N_DAMP_4,NODE,0,NUM,MIN
CMSEL,S,DAMPER_5
NSLA,S
*GET,N_DAMP_5,NODE,0,NUM,MIN
CMSEL,S,DAMPER_6
NSLA,S
*GET,N_DAMP_6,NODE,0,NUM,MIN
CMSEL,S,DAMPER_7
NSLA,S
*GET,N_DAMP_7,NODE,0,NUM,MIN
CMSEL,S,DAMPER_8
NSLA,S
*GET,N_DAMP_8,NODE,0,NUM,MIN
CMSEL,S,DAMPER_9
NSLA,S
*GET,N_DAMP_9,NODE,0,NUM,MIN
CMSEL,S,DAMPER_10
NSLA,S
*GET,N_DAMP_10,NODE,0,NUM,MIN
CMSEL,S,DAMPER_11
NSLA,S
*GET,N_DAMP_11,NODE,0,NUM,MIN
CMSEL,S,DAMPER_12
NSLA,S
*GET,N_DAMP_12,NODE,0,NUM,MIN
CMSEL,S,DAMPER_13
NSLA,S
*GET,N_DAMP_13,NODE,0,NUM,MIN
!Sélection des noeuds dans les encoches
CMSEL,S,ENC_1_H
NSLA,S
*GET,N_ENC_1_H,NODE,0,NUM,MIN
CMSEL,S,ENC_1_L
NSLA,S
*GET,N_ENC_1_L,NODE,0,NUM,MIN
CMSEL,S,ENC_2_H
NSLA,S
*GET,N_ENC_2_H,NODE,0,NUM,MIN
CMSEL,S,ENC_2_L
NSLA,S
*GET,N_ENC_2_L,NODE,0,NUM,MIN
CMSEL,S,ENC_3_H
NSLA,S
*GET,N_ENC_3_H,NODE,0,NUM,MIN
CMSEL,S,ENC_3_L
NSLA,S
*GET,N_ENC_3_L,NODE,0,NUM,MIN
CMSEL,S,ENC_4_H
NSLA,S
*GET,N_ENC_4_H,NODE,0,NUM,MIN

```

```

CMSEL,S,ENC_4_L
NSLA,S
*GET,N_ENC_4_L,NODE,0,NUM,MIN
CMSEL,S,ENC_5_H
NSLA,S
*GET,N_ENC_5_H,NODE,0,NUM,MIN
CMSEL,S,ENC_5_L
NSLA,S
*GET,N_ENC_5_L,NODE,0,NUM,MIN
CMSEL,S,ENC_6_H
NSLA,S
*GET,N_ENC_6_H,NODE,0,NUM,MIN
CMSEL,S,ENC_6_L
NSLA,S
*GET,N_ENC_6_L,NODE,0,NUM,MIN
CMSEL,S,ENC_7_H
NSLA,S
*GET,N_ENC_7_H,NODE,0,NUM,MIN
CMSEL,S,ENC_7_L
NSLA,S
*GET,N_ENC_7_L,NODE,0,NUM,MIN
CMSEL,S,ENC_8_H
NSLA,S
*GET,N_ENC_8_H,NODE,0,NUM,MIN
CMSEL,S,ENC_8_L
NSLA,S
*GET,N_ENC_8_L,NODE,0,NUM,MIN
CMSEL,S,ENC_9_H
NSLA,S
*GET,N_ENC_9_H,NODE,0,NUM,MIN
CMSEL,S,ENC_9_L
NSLA,S
*GET,N_ENC_9_L,NODE,0,NUM,MIN
ALLSEL,ALL

```

```

!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!
/COM, Création des contraintes dans le domaine FEM (CURR et EMF)
!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!

```

```

CSYS,1
CMSEL,S,EXIT_COIL_L
NSLA,S,1
CP,NEXT,EMF,ALL
CP,NEXT,CURR,ALL
CMSEL,S,EXIT_COIL_R
NSLA,S,1
CP,NEXT,EMF,ALL
CP,NEXT,CURR,ALL
CMSEL,S,DAMPER_1
NSLA,S,1
CP,NEXT,EMF,ALL
CP,NEXT,CURR,ALL
CMSEL,S,DAMPER_2
NSLA,S,1
CP,NEXT,EMF,ALL

```



```

E,60001,60000,60060      !Source de tension de champ DC
TYPE,4
REAL,12
E,60001,60004,N_COIL_L  !Élément de la bobine de gauche (z-positive)
E,60002,60004,N_COIL_R  !Élément de la bobine de droite (z-negative)
ALLSEL,ALL
!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!
TYPE,5
REAL,12
E,60010,60019,N_DAMP_1      !Élément de l'amortisseur 1 - 1er pôle
REAL,14
E,60011,60020,N_DAMP_2      !Élément de l'amortisseur 2
E,60012,60021,N_DAMP_3      !Élément de l'amortisseur 3
E,60013,60022,N_DAMP_4      !Élément de l'amortisseur 4
E,60014,60023,N_DAMP_5      !Élément de l'amortisseur 5
E,60015,60024,N_DAMP_6      !Élément de l'amortisseur 6
E,60016,60025,N_DAMP_7      !Élément de l'amortisseur 7
E,60017,60026,N_DAMP_8      !Élément de l'amortisseur 8
E,60018,60027,N_DAMP_9      !Élément de l'amortisseur 9
E,60070,60072,N_DAMP_10     !Élément de l'amortisseur 10
E,60071,60073,N_DAMP_11     !Élément de l'amortisseur 11
E,60074,60076,N_DAMP_12     !Élément de l'amortisseur 12
REAL,12
E,60075,60077,N_DAMP_13     !Élément de l'amortisseur 13
!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!
TYPE,6
REAL,16
E,60010,60011              !Résistances de l'anneau de CC - 1er pole
E,60011,60012
E,60012,60013
E,60013,60014
E,60014,60015
E,60015,60016
E,60016,60017
E,60017,60018
E,60018,60070
E,60070,60071
E,60071,60074
E,60074,60075
!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!
E,60019,60020              !Résistances de l'anneau de CC - 1er pole
E,60020,60021
E,60021,60022
E,60022,60023
E,60023,60024
E,60024,60025
E,60025,60026
E,60026,60027
E,60027,60072
E,60072,60073
E,60073,60076
E,60076,60077

```

```

!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!
TYPE,4
REAL,13
E,60030,60031,N_ENC_1_H      !A + / Encoche 1H
CMSEL,S,ENC_1_H
NSLA,S,1
CP,NEXT,EMF,ALL
CP,NEXT,CURR,ALL
E,60031,60032,N_ENC_1_L      !A + / Encoche 1L
CMSEL,S,ENC_1_L
NSLA,S,1
CP,NEXT,EMF,ALL
CP,NEXT,CURR,ALL
E,60032,60033,N_ENC_8_H      !A - / Encoche 8H
CMSEL,S,ENC_8_H
NSLA,S,1
CP,NEXT,EMF,ALL
CP,NEXT,CURR,ALL
ALLSEL
E,60033,60034,N_ENC_2_L      !A + / Encoche 2L
CMSEL,S,ENC_2_L
NSLA,S,1
CP,NEXT,EMF,ALL
CP,NEXT,CURR,ALL
E,60034,60035,N_ENC_9_H      !A - / Encoche 9H
CMSEL,S,ENC_9_H
NSLA,S,1
CP,NEXT,EMF,ALL
CP,NEXT,CURR,ALL
ALLSEL
E,60035,60036,N_ENC_3_L      !A + / Encoche 3L
CMSEL,S,ENC_3_L
NSLA,S,1
CP,NEXT,EMF,ALL
CP,NEXT,CURR,ALL
ALLSEL
!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!
E,60040,60041,N_ENC_5_H      !B + / Encoche 5H
CMSEL,S,ENC_5_H
NSLA,S,1
CP,NEXT,EMF,ALL
CP,NEXT,CURR,ALL
ALLSEL
E,60041,60042,N_ENC_6_H      !B + / Encoche 6H
CMSEL,S,ENC_6_H
NSLA,S,1
CP,NEXT,EMF,ALL
CP,NEXT,CURR,ALL
ALLSEL
E,60042,60043,N_ENC_7_H      !B + / Encoche 7H
CMSEL,S,ENC_7_H
NSLA,S,1
CP,NEXT,EMF,ALL

```

```
CP,NEXT,CURR,ALL
ALLSEL
E,60043,60044,N_ENC_7_L      1B + / Encoche 7L
CMSEL,S,ENC_7_L
NSLA,S,1
CP,NEXT,EMF,ALL
CP,NEXT,CURR,ALL
ALLSEL
E,60044,60045,N_ENC_8_L      1B + / Encoche 8L
CMSEL,S,ENC_8_L
NSLA,S,1
CP,NEXT,EMF,ALL
CP,NEXT,CURR,ALL
ALLSEL
E,60045,60046,N_ENC_9_L      1B + / Encoche 9L
CMSEL,S,ENC_9_L
NSLA,S,1
CP,NEXT,EMF,ALL
CP,NEXT,CURR,ALL
ALLSEL
!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!
E,60050,60051,N_ENC_2_H      1C - / Encoche 2H
CMSEL,S,ENC_2_H
NSLA,S,1
CP,NEXT,EMF,ALL
CP,NEXT,CURR,ALL
ALLSEL
E,60051,60052,N_ENC_3_H      1C - / Encoche 3H
CMSEL,S,ENC_3_H
NSLA,S,1
CP,NEXT,EMF,ALL
CP,NEXT,CURR,ALL
ALLSEL
E,60052,60053,N_ENC_4_H      1C - / Encoche 4H
CMSEL,S,ENC_4_H
NSLA,S,1
CP,NEXT,EMF,ALL
CP,NEXT,CURR,ALL
ALLSEL
E,60053,60054,N_ENC_4_L      1C - / Encoche 4L
CMSEL,S,ENC_4_L
NSLA,S,1
CP,NEXT,EMF,ALL
CP,NEXT,CURR,ALL
ALLSEL
E,60054,60055,N_ENC_5_L      1C - / Encoche 5L
CMSEL,S,ENC_5_L
NSLA,S,1
CP,NEXT,EMF,ALL
CP,NEXT,CURR,ALL
ALLSEL
E,60055,60056,N_ENC_6_L      1C - / Encoche 6L
CMSEL,S,ENC_6_L
```

```

NSLA,S,1
CP,NEXT,EMF,ALL
CP,NEXT,CURR,ALL
ALLSEL
!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!
TYPE,7
REAL,9
E,60036,60038 !Élément de l'inductance de fuite (A)
E,60046,60048 !Élément de l'inductance de fuite (B)
E,60056,60058 !Élément de l'inductance de fuite (C)
TYPE,6
REAL,15
E,60038,60048 !Élément de la résistance de cc
E,60048,60058 !Élément de la résistance de cc
ALLSEL,ALL
/EOF

```

B.7 Macro de liaison dynamique rotor/stator (CE_techinc_trans)

```

/COM, Travail de recherche en maitrise - par : Mohamed Amine KHALF
/COM, Macro couplage rotor/stator pour simulation transitoire du LAB-
VOLT - fait le 17 juillet 2011
/COM, Modifié le : 07 Avril 2012 - par : Mohamed Amine KHALF
!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!
/COM, Couplage pour pôle positif
!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!
CE_techinc_odd
/PREP7
CSYS,1
LSEL,S,LINE,,L_R1 !Sélection des éléments à l'interface coté rotor
LSEL,A,LINE,,L_R2
NSLL,S
NSEL,R,LOC,Y,ang_right,135
ESLN,S
LSEL,S,LINE,,L_S1 !Sélection des noeuds à l'interface coté stator
LSEL,A,LINE,,L_S2
NSLL,S
NSEL,R,LOC,Y,ang_right,135
CMSEL,S,YOKE_GAP
NSLA,R,1
!Génération des équations de contraintes à l'interface , AZ(i) = AZ(j)
CEINTF,,AZ
ALLSEL,ALL
*GET,CE_min,ACTIVE,0,CE
CSYS,1
CMSEL,S,ROTOR_GRP
AGEN,,ALL,,,0,-90,0,,,1
ALLSEL,ALL
*GET,ang_left,KP,P_L,LOC,Y

LSEL,S,LINE,,L_R1 !Sélection des éléments à l'interface coté rotor

```

```

LSEL,A,LINE,,L_R2
NSLL,S
NSEL,R,LOC,Y,45,ang_left
ESLN,S

LSEL,S,LINE,,L_S1 !Sélection des noeuds à l'interface coté stator
LSEL,A,LINE,,L_S2
NSLL,S
NSEL,R,LOC,Y,45,ang_left

!Génération des équations de contraintes à l'interface , AZ(i) = -AZ(j)

CEINTF,,AZ
ALLSEL,ALL
*GET,CE_max,ACTIVE,0,CE

ii = 0
*DO,ii,CE_min+1,CE_max,1
    !Boucle du couplage "anti-périodique" des potentiels vecteurs
    !magnétiques
    eq_N = ii
    *GET,n_eq_1,CE,eq_N,TERM,1,NODE
    *GET,n_eq_2,CE,eq_N,TERM,2,NODE
    CE,eq_N,,n_eq_1,AZ,1
*ENDDO

ALLSEL,ALL

CSYS,1
CMSEL,S,ROTOR_GRP
AGEN,,,ALL,,,0,90,0,,,1
ALLSEL,ALL

FINISH

/EOF

!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!
/COM, Couplage pour pôle négatif
!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!

CE_technic_even

/PREP7

CSYS,1
LSEL,S,LINE,,L_R1 !Sélection des éléments à l'interface coté rotor

LSEL,A,LINE,,L_R2
NSLL,S
NSEL,R,LOC,Y,ang_right,135
ESLN,S

```

```

LSEL,S,LINE,,L_S1      !Sélection des noeuds à l'interface coté stator
LSEL,A,LINE,,L_S2
NSLL,S
NSEL,R,LOC,Y,ang_right,135
CMSEL,S,YOKE_GAP
NSLA,R,1

!Génération des équations de contraintes à l'interface , AZ(i) = -AZ(j)

CEINTF,,AZ
ALLSEL,ALL
*GET,CE_min,ACTIVE,0,CE

ii = 0
*DO,ii,CE_min+1,CE_max,1
  !Boucle du couplage "anti-périodique" des potentiels vecteurs
  !magnétiques
  eq_N = ii
  *GET,n_eq_1,CE,eq_N,TERM,1,NODE
  *GET,n_eq_2,CE,eq_N,TERM,2,NODE
  CE,eq_N,,n_eq_1,AZ,1
*ENDDO

ALLSEL,ALL

CSYS,1
CMSEL,S,ROTOR_GRP
AGEN,,ALL,,,0,-90,0,,,1
ALLSEL,ALL

*GET,ang_left,KP,P_L,LOC,Y

LSEL,S,LINE,,L_R1 !Sélection des éléments à l'interface coté rotor

LSEL,A,LINE,,L_R2
NSLL,S
NSEL,R,LOC,Y,45,ang_left
ESLN,S

LSEL,S,LINE,,L_S1 !Sélection des noeuds à l'interface coté stator
LSEL,A,LINE,,L_S2
NSLL,S
NSEL,R,LOC,Y,45,ang_left

!Génération des équations de contraintes à l'interface , AZ(i) = AZ(j)

CEINTF,,AZ
ALLSEL,ALL
*GET,CE_min,ACTIVE,0,CE

ALLSEL,ALL

```

```
CSYS,1  
CMSEL,S,ROTOR_GRP  
AGEN,,,ALL,,,0,90,0,,,1  
ALLSEL,ALL
```

```
FINISH
```

```
/EOF
```

APPENDICE C

LISTING CODES MATLAB DE POST-TRAITEMENT DE L'ANALYSE MAGNETOSTATIQUE DE LA GENERATRICE LAB-VOLT

C.1 Programme de calcul de la courbe de saturation à vide – machine Lab-Volt

```

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%      Travail de recherche : Analyse magnétostatique du LAB-VOLT      %
%      Objet : Courbe de saturation - méthode AZ                        %
%      Réalisé par : Mohamed Amine Khalf - le 03/03/2011                %
%      Modifié par : Mohamed Amine Khalf - le 07/04/2012                %
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%

clc
clear all
close all

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%% Définition des variables utiles %%%%%%%%%
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%

% Paramètres de l'alternateur :
N_r = 1800; % Vitesse de rotation du rotor (RPM)
omega_m = N_r * (2*pi/60); % Vitesse de rotation mécanique (rad/s)
p = 2; % Paires de pôles
f_m = 60; % Fréquence de pulsation du circuit d'armature (Hz)
omega = 2*pi*f_m; % Fréquence de pulsation du circuit (rad/s)

m = 3; % Nombre de phases au stator
Q = 36; % Nombre d'encôches au stator
q = Q/(2*p*m); % Nombre d'encoche/pole/phase
N_coils = Q; % Nombre de bobines de la machine (double layer)
N_coils_ph = N_coils/m; % Nombre de bobines par phase
n_arm = 43; % Nombre de tour d'une bobine au stator

```

```

N = n_arm*N_coils_ph; % Nombre de tours de bobines en séries
T_ph = N; %Nombre de tours de bobines par phase
z_Q = 2*n_arm; % Nombre de conducteurs par encôches
a = z_Q*Q/(2*m*N); % Nombre de chemins parallèles de la machine
D = 95e-3; %Diamètre d'alésage (m)
Lfe = 35.7e-3;%Longueur du fer totale (m)
tau_p = pi*D/(2*p); % Longueur arc polaire (m)
alpha_u = p*2*pi/Q; % Angle d'enroulement (rad)
y_Q = 8; % Pas complet
y = 7; % Pas raccourci
s = tau_p*Lfe;
n_q = z_Q;
n_pp = a;

% Coefficient du bobinage
ka = [1 1/2 1/2 0 0 0 0 -1/2 -1/2];
kb = [0 0 0 0 1/2 1/2 1 1/2 1/2];
kc = [0 -1/2 -1/2 -1 -1/2 -1/2 0 0 0];

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%% Extraction des fichiers de données %%%%%%%%%
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%

data = 'courbe_sat_labvolt_vide.txt';
% Ouvre et lit le fichier dans la variable texte
fid = fopen(data,'r');
texte = fread(fid,inf,'char');
% Sauvegarde du fichier dans un fichier temporaire au bon format
fid = fopen('fictmp.txt','wb');
fseek(fid,0,-1);
fwrite(fid,texte,'char');
fclose(fid);
% Chargement du fichier temporaire
load 'fictmp.txt' -ascii
% Effacement du fichier temporaire
delete 'fictmp.txt'
V_pratique = fictmp(:,1);
If_pratique = fictmp(:,2);

data_gap = 'AZ_M_100mA.txt';
% Ouvre et lit le fichier dans la variable texte
fid = fopen(data_gap,'r');
texte = fread(fid,inf,'char');
fclose(fid);
% Sauvegarde du fichier dans un fichier temporaire au bon format
fid = fopen('fictmp.txt','wb');
fseek(fid,0,-1);
fwrite(fid,texte,'char');
fclose(fid);
% Chargement du fichier temporaire
load 'fictmp.txt' -ascii
% Effacement du fichier temporaire
delete 'fictmp.txt'
Az_100mA = fictmp(:,1);

```

```

data_gap = 'AZ_M_200mA.txt';
% Ouvre et lit le fichier dans la variable texte
fid = fopen(data_gap,'r');
texte = fread(fid,inf,'char');
fclose(fid);
% Sauvegarde du fichier dans un fichier temporaire au bon format
fid = fopen('fictmp.txt','wb');
fseek(fid,0,-1);
fwrite(fid,texte,'char');
fclose(fid);
% Chargement du fichier temporaire
load 'fictmp.txt' -ascii
% Effacement du fichier temporaire
delete 'fictmp.txt'
Az_200mA = fictmp(:,1);

data_gap = 'AZ_M_300mA.txt';
% Ouvre et lit le fichier dans la variable texte
fid = fopen(data_gap,'r');
texte = fread(fid,inf,'char');
fclose(fid);
% Sauvegarde du fichier dans un fichier temporaire au bon format
fid = fopen('fictmp.txt','wb');
fseek(fid,0,-1);
fwrite(fid,texte,'char');
fclose(fid);
% Chargement du fichier temporaire
load 'fictmp.txt' -ascii
% Effacement du fichier temporaire
delete 'fictmp.txt'
Az_300mA = fictmp(:,1);

data_gap = 'AZ_M_400mA.txt';
% Ouvre et lit le fichier dans la variable texte
fid = fopen(data_gap,'r');
texte = fread(fid,inf,'char');
fclose(fid);
% Sauvegarde du fichier dans un fichier temporaire au bon format
fid = fopen('fictmp.txt','wb');
fseek(fid,0,-1);
fwrite(fid,texte,'char');
fclose(fid);
% Chargement du fichier temporaire
load 'fictmp.txt' -ascii
% Effacement du fichier temporaire
delete 'fictmp.txt'
Az_400mA = fictmp(:,1);

data_gap = 'AZ_M_500mA.txt';
% Ouvre et lit le fichier dans la variable texte
fid = fopen(data_gap,'r');
texte = fread(fid,inf,'char');

```

```

        fclose(fid);
% Sauvegarde du fichier dans un fichier temporaire au bon format
fid = fopen('fictmp.txt','wb');
fseek(fid,0,-1);
fwrite(fid,texte,'char');
fclose(fid);
% Chargement du fichier temporaire
load 'fictmp.txt' -ascii
% Effacement du fichier temporaire
delete 'fictmp.txt'
Az_500mA = fictmp(:,1);

data_gap = 'AZ_M_600mA.txt';
% Ouvre et lit le fichier dans la variable texte
fid = fopen(data_gap,'r');
texte = fread(fid,inf,'char');
fclose(fid);
% Sauvegarde du fichier dans un fichier temporaire au bon format
fid = fopen('fictmp.txt','wb');
fseek(fid,0,-1);
fwrite(fid,texte,'char');
fclose(fid);
% Chargement du fichier temporaire
load 'fictmp.txt' -ascii
% Effacement du fichier temporaire
delete 'fictmp.txt'
Az_600mA = fictmp(:,1);

data_gap = 'AZ_M_700mA.txt';
% Ouvre et lit le fichier dans la variable texte
fid = fopen(data_gap,'r');
texte = fread(fid,inf,'char');
fclose(fid);
% Sauvegarde du fichier dans un fichier temporaire au bon format
fid = fopen('fictmp.txt','wb');
fseek(fid,0,-1);
fwrite(fid,texte,'char');
fclose(fid);
% Chargement du fichier temporaire
load 'fictmp.txt' -ascii
% Effacement du fichier temporaire
delete 'fictmp.txt'
Az_700mA = fictmp(:,1);

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%% Calcul de la tension induite - Données FEM %%%%%%%%%
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%

AZ_M = [Az_100mA Az_200mA Az_300mA Az_400mA Az_500mA Az_600mA
Az_700mA];

omega_t = 5;
theta_a = omega_t;
theta_b = omega_t - 120;

```

```

theta_c = omega_t - 240;

for i = 1:7
    link_a(i) = 2*p*Lfe*(n_q/n_pp)*sum((ka.*AZ_M(:,i)'));
    link_b(i) = 2*p*Lfe*(n_q/n_pp)*sum((kb.*AZ_M(:,i)'));
    link_c(i) = 2*p*Lfe*(n_q/n_pp)*sum((kc.*AZ_M(:,i)'));

    link_d(i) = (2/3)*(link_a(i)*cosd(theta_a) +
    link_b(i)*cosd(theta_b) + link_c(i)*cosd(theta_c));
    link_q(i) = -(2/3)*(link_a(i)*sind(theta_a) +
    link_b(i)*sind(theta_b) + link_c(i)*sind(theta_c));

    U_d(i) = omega*link_d(i);
    U_q(i) = -omega*link_q(i);
    load_ang(i) = tan(U_q/U_d)*180/pi;

    link(i) = sqrt(U_d(i)^2 + U_q(i)^2);
    V_ind_rms(i) = (1/sqrt(2))*link(i);

    Ea(i) = (1/sqrt(2))*omega*link_a(i);
    Eb(i) = (1/sqrt(2))*omega*link_b(i);
    Ec(i) = (1/sqrt(2))*omega*link_c(i);

    Uo(i) = sqrt(3)*Ea(i);
end

I_fn = 0.58; % Courant de champ nominal à vide
If_ansys = [0.1 0.2 0.3 0.4 0.5 0.6 0.7]';
If_ansys_pu = If_ansys/I_fn;
If_pratique_pu = If_pratique/I_fn;

V_n = 120; % Tension nominale RMS
V_ind_rms_pu = (V_ind_rms/V_n)';
V_pratique_pu = (V_pratique)/V_n;

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%% Tracage des résultats %%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%

h1 = plot(If_ansys,Ea,'r-*','linewidth',2); hold on;
h2 = plot(If_pratique,V_pratique,'k','linewidth',1); hold off;
grid on
set(gca,'XGrid','off')
title('No-load characteristic');
xlabel('I_f_n (pu)');
ylabel('U_n(V)');
legend([h1,h2],'FEM data','Test Data',4);

figure(2);
h3 = plot(If_ansys,link_d,'g','linewidth',1); hold on;
h4 = plot(If_ansys,link_q,'r','linewidth',1); hold off;
grid on
set(gca,'XGrid','off')

```

C.2 Programme de l'analyse fréquentielle de la distribution de la densité de flux à l'entrefer – machine Lab-volt

```

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%      Travail de recherche : Analyse magnétostatique du LAB-VOLT      %
%      Objet : Analyse spectral de la d.d.f.                            %
%      Réalisé par : Mohamed Amine Khalf - le 03/03/2011                %
%      Modifié par : Mohamed Amine Khalf - le 07/04/2012                %
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%

clc
clear all
close all

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%% Extraction des fichiers de données %%%%%%%%%
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%

data_gap = 'MIDGAP600.txt';
% Ouvre et lit le fichier dans la variable texte
fid = fopen(data_gap,'r');
texte = fread(fid,inf,'char');
fclose(fid);
% Sauvegarde du fichier dans un fichier temporaire au bon format
fid = fopen('fictmp.txt','wb');
fseek(fid,0,-1);
fwrite(fid,texte,'char');
fclose(fid);
% Chargement du fichier temporaire
load 'fictmp.txt' -ascii
% Effacement du fichier temporaire
delete 'fictmp.txt'
B_rad = fictmp(:,2);

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%% Définition des variables utiles %%%%%%%%%
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%

% Paramètres de l'alternateur :
N_r = 1800; %Vitesse de rotation du rotor (RPM)
omega_m = N_r * (2*pi/60); %Vitesse de rotation mécanique (rad/s)
p = 2; %Paires de pôles
f_m = (N_r * p) / 60; %Fréquence de pulsation du circuit d'armature (Hz)
omega = 2*pi*f_m; % Fréquence de pulsation du circuit (rad/s)

m = 3; % Nombre de phases au stator
Q = 36; %Nombre d'encôches au stator
q = Q/(2*p*m); % Nombre d'encoche/pole/phase
N_coils = Q; % Nombre de bobines de la machine (double layer)
N_coils_ph = N_coils/m; % Nombre de bobines par phase
n_arm = 43; % Nombre de tour d'une bobine au stator

```

```

N = n_arm*N_coils_ph; % Nombre de tours de bobines en séries
T_ph = N; %Nombre de tours de bobines par phase
z_Q = 2*n_arm; % Nombre de chemins parallèles de la machine
a = z_Q*Q/(2*m*N); % Nombre de conducteurs par encôches
D = 95e-3;%Diamètre d'alésage (m)
Lfe = 35.7e-3;%Longueur du fer totale (m)
tau_p = pi*D/(2*p); % Longueur arc polaire (m)
alpha_u = p*2*pi/Q; % Angle d'enroulement (rad)
y_Q = 8; % Pas complet
y = 7; % Pas raccourci
s = tau_p*Lfe;

n_q = z_Q;
n_pp = a;

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%%%%%%%% Calcul de la fft de l'induction dans l'entrefer %%%%%%%%%
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%

X1 = [B_rad];

% Caractéristiques de l'échantillonnage :
Np = length(X1); % Nombre d'échantillons
alpha = 0:180/(Np-1):180;
theta = (pi/180)*alpha;
d_theta = (pi)/Np; % Angle de variation (rad)

for i = 1:Np/2
% Coeff. de distribution
    kd(i) = sin(i*q*alpha_u/2)/(q*sin(i*alpha_u/2));
% Coeff. de raccourcissement
    kp(i) = sin(i*(y/y_Q)*(pi/2));
% Coeff. de bobinage
    kw(i) = kd(i)*kp(i);
end

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%

for i = 1:Np/2
    for ii = 1:Np
        theta_p = i*d_theta*ii;
        B_rad_sin(ii) = X1(ii)*sin(theta_p)*d_theta;
        B_rad_cos(ii) = X1(ii)*cos(theta_p)*d_theta;
    end
    sum_B_sin = (2/pi)*sum(B_rad_sin);
    sum_B_cos = (2/pi)*sum(B_rad_cos);
    magn_B(i) = sqrt((sum_B_sin)^2 + (sum_B_cos)^2);
    B_rad_psi(i) = atan2(sum_B_cos,sum_B_sin);
end

B_harm_fund = magn_B(1)*kw(1);

for i = 1:Np/2
    B_harm(i) = magn_B(i)*abs(kw(i))/(magn_B(1)*abs(kw(1)));

```

```

end

B_harm(2:2:length(B_harm)) = 0;
B_harm = B_harm'*100;
B_harm_1_31 = B_harm(3:2:31);

max_B_harm = max(B_harm_1_31)
THD = norm(B_harm_1_31)

B_rad_fund = (magn_B(1)*sin(theta))';
theta_deg = (theta*180/pi)';

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%% Tracage des résultats %%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%

h1 = plot(theta_deg,X1); hold on
h2 = plot(theta_deg,B_rad_fund,'r--'); hold off
grid on
set(gca,'Xtick',[0 45 90 135 180]);
set(gca,'Xlim',[0 180]);
title('Radial flux density distribution');
xlabel('Electrical Angle(°)');
ylabel('B_r(T)');
legend([h1,h2], 'f.d.d', 'Fundamental', 1);

```

C.3 Programme de calcul des réactances synchrones

```

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%      Travail de recherche : Analyse magnétostatique du LAB-VOLT      %
%      Objet : Calcul des réactances synchrones                        %
%      Réalisé par : Mohamed Amine Khalf - le 03/03/2011              %
%      Modifié par : Mohamed Amine Khalf - le 07/04/2012              %
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%

clc
clear all
close all

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%% Définition des variables utiles %%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%

% Paramètres de l'alternateur :
N_r = 1800; % Vitesse de rotation du rotor (RPM)
omega_m = N_r * (2*pi/60); % Vitesse de rotation mécanique (rad/s)
p = 2; % Paires de pôles
f_m = (N_r * p) / 60; % Fréquence de pulsation du circuit d'armature (Hz)
omega = 2*pi*f_m; % Fréquence de pulsation du circuit (rad/s)

m = 3; % Nombre de phases au stator
Q = 36; % Nombre d'encôches au stator

```

```

q = Q/(2*p*m); % Nombre d'encoches/pole/phase
N_coils = Q; % Nombre de bobines de la machine (double layer)
N_coils_ph = N_coils/m; % Nombre de bobines par phase
n_arm = 43; % Nombre de tour d'une bobine au stator
N = n_arm*N_coils_ph; % Nombre de tours de bobines en séries
T_ph = N; %Nombre de tours de bobines par phase
z_Q = 2*n_arm; % Nombre de conducteurs par encôches
a = z_Q*Q/(2*m*N); % Nombre de chemins parallèles de la machine
D = 95e-3; %Diamètre d'alésage (m)
Lfe = 35.7e-3;%Longueur du fer totale (m)
tau_p = pi*D/(2*p); % Longueur arc polaire (m)
alpha_u = p*2*pi/Q; % Angle d'enroulement (rad)
y_Q = 8; % Pas complet
y = 7; % Pas raccourci
s = tau_p*Lfe;

%Choix du niveau de saturation
sat_lvl = 0.1;
I_M = sqrt(2)*0.33*sat_lvl;
n_q = z_Q;
n_pp = a;

%Définition des courants
i_a = I_M;
i_b = -(1/2)*i_a;
i_c = -(1/2)*i_a;

%Coefficients de bobinage
ka = [1 1/2 1/2 0 0 0 0 -1/2 -1/2];
kb = [0 0 0 0 1/2 1/2 1 1/2 1/2];
kc = [0 -1/2 -1/2 -1 -1/2 -1/2 0 0 0];

% Pour chaque encôche q, on calcule le courant à imposer dans le modèle
FEM :

for q = 1:length(ka)
    phase_current(q) = (n_q/n_pp)*(ka(q)*i_a + kb(q)*i_b + kc(q)*i_c);
end

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%% Extraction des fichiers de données %%%%%%%%%
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%

data_gap = 'AZ_d_axe0.1.txt';
% Ouvre et lit le fichier dans la variable texte
fid = fopen(data_gap,'r');
texte = fread(fid,inf,'char');
fclose(fid);
% Sauvegarde du fichier dans un fichier temporaire au bon format
fid = fopen('fictmp.txt','wb');
fseek(fid,0,-1);
fwrite(fid,texte,'char');
fclose(fid);
% Chargement du fichier temporaire

```

```

load 'fictmp.txt' -ascii
% Effacement du fichier temporaire
delete 'fictmp.txt'
AZ_d = fictmp(:,1);

% data_gap = 'AZ_q_axe0.1.txt';
% % Ouvre et lit le fichier dans la variable texte
%     fid = fopen(data_gap, 'r');
%     texte = fread(fid, inf, 'char');
%     fclose(fid);
% % Sauvegarde du fichier dans un fichier temporaire au bon format
%     fid = fopen('fictmp.txt', 'wb');
%     fseek(fid, 0, -1);
%     fwrite(fid, texte, 'char');
%     fclose(fid);
% % Chargement du fichier temporaire
%     load 'fictmp.txt' -ascii
% % Effacement du fichier temporaire
%     delete 'fictmp.txt'
% AZ_q = fictmp(:,1);

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%% Calcul des réactances synchrones de la machine %%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%

%Méthode 1:
omega_t = 0;
theta_a = omega_t;
theta_b = omega_t - 120;
theta_c = omega_t - 240;

link_ad = 2*p*Lfe*(n_q/n_pp)*sum((ka.*AZ_d'));
link_bd = 2*p*Lfe*(n_q/n_pp)*sum((kb.*AZ_d'));
link_cd = 2*p*Lfe*(n_q/n_pp)*sum((kc.*AZ_d'));

link_d = (2/3)*(link_ad*cosd(theta_a) + link_bd*cosd(theta_b) +
link_cd*cosd(theta_c));

i_d = (2/3)*(i_a*cosd(theta_a) + i_b*cosd(theta_b) +
i_c*cosd(theta_c));

%Méthode 2:
%     link_aq = 2*p*Lfe*(n_q/n_pp)*sum((ka.*AZ_q'));
%     link_bq = 2*p*Lfe*(n_q/n_pp)*sum((kb.*AZ_q'));
%     link_cq = 2*p*Lfe*(n_q/n_pp)*sum((kc.*AZ_q'));
%
%     omega_t = 90;
%     theta_a = omega_t;
%     theta_b = omega_t - 120;
%     theta_c = omega_t - 240;
%
%     link_q = -(2/3)*(link_aq*sind(theta_a) + link_bq*sind(theta_b) +
link_cq*sind(theta_c));
%     i_q = -(2/3)*(i_a*sind(theta_a) + i_b*sind(theta_b) +

```



```

% Fonctions utilisateurs appellées dans le programme :
% peakdet.m : fonction de détection automatique des pics

clc
clear all
close all;

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%% Extraction des fichiers de données %%%%%%%%%%
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%

% Lecture des données :
data = xlsread('FEM_data_155V.xls');
% Enregistrement de la première voie
CH1 = data(:,2);
% Enregistrement de la deuxième voie
CH2 = data(:,3);
% Enregistrement de la troisième voie
CH3 = data(:,4);

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%% Préparation de l'identification %%%%%%%%%%
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%

% Vecteur de temps
t = data(:,1);
I = find(t == min(abs(t)));
t = t(I:end);

% Ajustement des données
CH1 = CH1(I:end,1)/sqrt(2);
CH2 = CH2(I:end,1)/sqrt(2);
CH3 = CH3(I:end,1)/sqrt(2);

CH = [CH1(:,1) CH2(:,1) CH3(:,1)]; % vecteur des données

% Calcul des valeurs de base
Sb = 120; Vsb = 120*sqrt(2); Isb = 2*Sb/(3*Vsb); Zsb = Vsb/Isb;
f = 60; wn = 2*pi*f; Lsb = Zsb/wn;

% Affichage des courbes
% figure
% subplot 311
% plot(t,CH(:,1),'lineWidth',1.5); grid on;
% xlabel('t (sec)');
% ylabel('Courant phase U (Amps)');
% subplot 312
% plot(t,CH(:,2),'lineWidth',1.5); grid on;
% xlabel('t (sec)');
% ylabel('Courant phase V (Amps)');
% subplot 313
% plot(t,CH(:,3),'lineWidth',1.5); grid on;
% xlabel('t (sec)');
% ylabel('Courant phase W (Amps)');

```

```

% Reprérage de la courbe la plus symétrique
moyennes = mean(CH);
ch = find(moyennes == min(abs(moyennes)));
fprintf(1, '\n *** le canal CH%d est le plus symétrique ! ****\n ', ch);
ia = CH(:,ch);
ia = CH3;

% Détermination de l'enveloppe
[maxtab, mintab] = peakdet(ia, 1, t);
maxtab = maxtab(2:end, :);
plot(mintab(:,1), mintab(:,2), 'g*'); hold on
plot(maxtab(:,1), maxtab(:,2), 'r*'); hold on
plot(t, ia); hold off
grid on
xlabel('t (sec)'); ylabel('i_a en amps');
legend('maxima', 'minima', 'i_a(t)');

Icc = maxtab(end, 2);

tenv1 = maxtab(:,1);
env1 = maxtab(:,2);
tenv2 = mintab(:,1);
env2 = mintab(:,2);

time = 0:0.01:0.22;

env1 = spline(maxtab(:,1), maxtab(:,2), time);
env2 = spline(mintab(:,1), mintab(:,2), time);

tenv1 = time;
tenv2 = time;

icc = Icc*ones(length(t), 1);

% Tracer le canal choisi et ses enveloppes.
figure
plot(t, ia, 'k', tenv1, env1, 'r--', tenv2, env2, 'r--', ...
      t, icc, 'b--', 'lineWidth', 1.5); grid on;
Title('Courant de court-circuit et ses enveloppes');
xlabel('t (sec)'); ylabel('i_a en amps');
legend('i_t(t)', 'env_{sup}(i_t)', 'env_{inf}(i_t)', 'I_{CC}');

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%% Traitement de l'enveloppe pour identification %%%%%%%%%
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%

Vo = 155; %tension avant défaut

xd = Vo/Icc; % réactance synchrone

% isolation des régimes transitoire et subtransitoires
env3 = env1 - Icc;

```

```

a = (env3(3)-env3(2))/(tenv1(3)-tenv1(2)); % pente du trasitoire
b = env3(2) - a*tenv1(2);
tg1 = a*t + b; % origine du transitoire
I1 = tg1(1);
xd1 = Vo/(Icc + I1); %réactance transitoire

K = 0.37*I1;
val = tg1 - K;
val_obj = min(abs(val));
k = find(val == val_obj);
Td1 = t(k); %constante de temps transitoire

I2 = env1(1) - (Icc + I1); % origine du transitoire
xd2 = Vo/(Icc + I1 + I2); % reactance subtransitoire

% reconstruction du sub-transitoire
i1 = I1*exp(-tenv1/Td1);
env4 = env3 - i1; % isolation du sub-transitoire

a = (env4(2)-env4(1))/(tenv1(2)-tenv1(1)); % pente du trasitoire
b = env4(2) - a*tenv1(2);
tg2 = a*t + b; % origine du transitoire.

K = 0.37*I2;
clear val val_obj
val = tg2 - K;
val_obj = min(abs(val));
k = find(val == val_obj);
Td2 = t(k); %constante de temps subtransitoire

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%% Affichage des résultats %%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%

fprintf(1, '\n *** Paramètres identifiés ****\n ');
fprintf(1, '\n\t xd = %f (Ohms) \n', xd);
fprintf(1, '\n\t xd1 = %f (Ohms) \n', xd1);
fprintf(1, '\n\t xd2 = %f (Ohms) \n', xd2);
fprintf(1, '\n\t Td1 = %f (sec) \n', Td1);
fprintf(1, '\n\t Td2 = %f (sec) \n', Td2);

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%% Validation de l'identification %%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%

i1 = I1*exp(-t/Td1);
i2 = I2*exp(-t/Td2);
env = i1 + i2 + icc;

figure
plot(tenv1,env1,'b',t,env,'r--','lineWidth', 1.5); grid on;
Title('Enveloppes mesurée et identifiée');
xlabel('t en sec'); ylabel('env(i_t) en amps');
legend('mesuré','identifié');

```

APPENDICE E

LISTING CODES DE CONCEPTION OPTIMALE MULTI- OBJETS PAR ALGORITHME GENETIQUE DE L'ALTERNATEUR DU SIMULATEUR D'HYDRO- QUEBEC

E.1 Programme principal d'optimisation multi-objets par AG

```

% ----- %
% Titre : Optimisation du dimensionnement par AG de l'alternateur HQ
%
% Réalisé par : Mohamed Amine Khalf
%
% Date de création : 22/02/2012
%
% Date de modification : 10/03/2012
%
% Fichier : multioptim_V1_GA.m
% ----- %

clc; clear all; close all;

% ----- %
% Fonctions appelées : 1. optim_multi_obj.m
% ----- %

include_global_vars;

% ----- %
% Introduction des paramètres initiaux de la machine :
% ----- %

f      = 60;      % Hz - fréquence d'utilisation
N      = 720;    % RPM - vitesse de rotation
omega_r = N*2*pi/60; % rad/s - vitesse de rotation
p      = 5;     % nombre de paires de pôles
U      = 600;   % V - valeur efficace de la tension à vide au stator

```

```

P_a      = 3509;      % W - Puissance fournie par la turbine
FP       = 0.9;      % facteur de puissance théorique (hyp.)
S        = 3700;     % VA - puissance apparente fournie
n        = 90;       % nombre total d'encôches
zeta_DL  = (pi/(4*p))*sqrt(p); % rapport diamètre longueur
cmils    = 5.066e-10; % conversion cmils en m²
feet     = 0.3048;  % conversion ft en m
livre    = 0.45359237; % conversion lb vers kg
alpha_r  = 0.7;     % coeff. remplissage des encoches au rotor
space    = 0.7;     % coeff. remplissage initial au rotor
rho_fer  = 7950;    % Densité du fer kg/m³

%-----%
%          Cahier des charges - Variables d'optimisation
%-----%

D_min    = 0.1;  D_max    = 0.6;
I_f_min  = 5;    I_f_max  = 15;
A_s_min  = 35e3; A_s_max  = 65e3;
A_r_min  = 25e3; A_r_max  = 55e3;
J_s_min  = 6e6;  J_s_max  = 8e6;
J_r_min  = 4e6;  J_r_max  = 6e6;
B_min    = 0.85; B_max    = 1.05;
Bds_min  = 1.6;  Bds_max  = 2;
Bbs_min  = 1.6;  Bbs_max  = 2;
Bcs_min  = 1;    Bcs_max  = 1.5;
Bp_min   = 1.3;  Bp_max   = 1.8;
Bbr_min  = 1.3;  Bbr_max  = 1.8;
Bcr_min  = 1;    Bcr_max  = 1.5;

% betha_min = 0.5;  betha_max = 0.9;
k_bec_min  = 0.5;  k_bec_max = 0.9;
alpha_s_min = 0.6;  alpha_s_max = 0.66

%-----%
%          Définition des courbes BH des matériaux
%-----%

% Noyau du stator (50PN350):
B_stator = [0.24, 0.46, 0.76, 0.9, 1.0, 1.08, 1.14, 1.2, 1.24, 1.26,
1.28, ...
1.31, 1.33, 1.38, 1.42, 1.44, 1.46, 1.48, 1.49, 1.5, 1.575, 1.62,
1.69, ...
1.765, 1.785, 1.81, 1.92, 1.965, 1.99, 2.01];
H_stator = [50, 70, 100, 120, 140, 160, 180, 200, 220, 240, 260, 280,
300, 400, ...
500, 600, 700, 800, 900, 1000, 2000, 3000, 5000, 8000, 9000, 10000,
20000, ...
30000, 40000, 50000];

% Noyau du rotor (Steel Casting as cast):
B_rotor = [0.221950, 0.245515, 0.344303, 0.375573, 0.454417, 0.627981 ,
0.670134, ...

```

```

    0.861453, 1.075180, 1.241074, 1.423388, 1.656238, 1.686626,
1.813505, 1.964422,...
    1.979083, 2.012433, 2.021337, 2.033503, 2.050973, 2.052071,
2.191983, 2.197328,...
    2.240825, 2.309729, 2.327795, 2.435784];
H_rotor = [225.37, 237.316, 291.8, 310.45, 358.73, 483.89, 520.137,
723.67, 1071.33,...
    1570.57, 2775.5, 6290.53, 7049.867, 12338.667, 26304.667, 28581,
36287, 39022.33,...
    43292.33, 50590, 51118.33, 134313.33, 138566.67, 168803.33,
223476.67, 237853.33, 321480];

%-----%
% Définition du modèle de Steinmetz de pertes fer du matériau (50PN350)
%-----%

% Données tirées de PROTO LAMINATIONS :
core_loss = [0.045, 0.1, 0.17, 0.25, 0.31, 0.4, 0.5, 0.6, 0.75, 0.87,
1.05, 1.25,...
    1.55, 1.8, 2.0, 2.05, 2.4]/livre;
induction = (2000:1000:18000)*1e-4;

% Modèle de Steinmetz à 60Hz et 1,5T :
steinmetz = @(x,xdata) x(1).*60.*(xdata/1.5).^x(2);

% Paramètres initiaux
x0 = [1, 1];

% Curve-fitting
param = lsqcurvefit(steinmetz,x0,induction,core_loss);

% Résultats de l'identification
k_IR = param(1);
alpha_FER = param(2);

% Affichage du curve-fitting :
% for i = 1:length(induction),
%     core_loss_curvfit(i) = k_IR*50*(induction(i)/1.5)^alpha_FER;
% end
% plot(induction,core_loss,'o',induction,core_loss_curvfit,'-')

%-----%
% Optimisation multi-objetcive par AG de la machine
% L'optimisation se fait sur la masse et le rendement globale de la
machine
%-----%

% Limites inférieurs des variables d'optimisation :
VAR_min = [B_min, Bds_min, k_bec_min, Bbs_min, A_s_min, ...
J_s_min, alpha_s_min,Bcs_min, Bp_min, Bbr_min, A_r_min,...
J_r_min, Bcr_min, D_min, I_f_min]';

% Limites supérieures des variables d'optimisation :

```

```

VAR_max = [B_max, Bds_max, k_bec_max, Bbs_max, A_s_max, J_s_max,...
alpha_s_max,Bcs_max, Bp_max, Bbr_max, A_r_max, J_r_max, Bcr_max,...
D_max, I_f_max]';

% Options d'ajustement de la fonction GA :
options = gaoptimset('PlotFcns',{@gaplotselection,@gaplotpareto});

options = gaoptimset(options,'PopulationSize',80,'PopulationType',...
'DoubleVector','CreationFcn',@gacreationlinearfeasible);

options = gaoptimset(options,'InitialPopulation',...
((VAR_max+VAR_min)./2)');

options = gaoptimset(options,'DistanceMeasureFcn',...
{@distancecrowding,'genotype'});

options = gaoptimset(options,'ParetoFraction',0.5);

% Début de l'optimisation :
[x,fval,exitflag,output,population,scores] = ...
gamultiobj(@optim_multi_obj,15,[],[],[],[],VAR_min,VAR_max,options);

% Résultats de l'optimisation :
SOLU_MASS = []; SOLU_RENDEMENT = []; OPTIM_VAR = [];
k = 0;
for i = 1:length(fval(:,1));
    if isreal(fval(i,1)) && isreal(fval(i,2)) && isreal(x(i,:)),
        k = k + 1;

        % kg - masses des solutions
        SOLU_MASS(k,:) = real(fval(i,1));

        % (%) - rendements des solutions
        SOLU_RENDEMENT(k,:) = real(-100*fval(i,2)) ;

        % variables d'optimisation non-complexes
        OPTIM_VAR(k,:) = real(x(i,:));
    end
end

% Affichage des solutions du front de Pareto :
solu_num = 1:length(SOLU_MASS);
fprintf('Solution proposée - voir front de Pareto\n')
fprintf(' N°          MASSE (kg)          RENDEMENT (pourcent)\n')

for i = 1:length(SOLU_MASS),
    fprintf(' %-0f          %-03f          %-03f\n',...
        solu_num(i),SOLU_MASS(i),SOLU_RENDEMENT(i))
end

%-----%
%
%          Quelques graphiques intéressants
%-----%

```

```

figure(2);
[AX,H1,H2] = plotyy(solu_num,SOLU_MASS,solu_num,SOLU_RENDEMENT,'plot');
grid on
set(get(AX(1),'Ylabel'),'String','Masse (kg)')
set(get(AX(2),'Ylabel'),'String','Rendement')
xlabel('N° de la solution')
set(H1,'LineStyle','o')
set(H2,'LineStyle','*')
set(gca,'Xtick',solu_num)

figure(3);
AX(1) = subplot(2,1,1);
bar(solu_num,SOLU_MASS,'g'); grid on
AX(2) = subplot(2,1,2);
bar(solu_num,SOLU_RENDEMENT,'b'); grid on
set(get(AX(1),'Ylabel'),'String','Masse (kg)')
set(get(AX(2),'Ylabel'),'String','Rendement')
xlabel('N° de la solution')
set(get(AX(1),'Xtick'),solu_num)
set(get(AX(2),'Xtick'),solu_num)

%-----%
%      Récupération de toutes les variables pour solution finale
%-----%

% Choix de la solution finale :
var_num = input('Veuillez inscrire le numéro de la solution
retenue\n');

% Données de la solution retenue :
VAR = OPTIM_VAR(var_num,:); % Variables d'optimisation
de la solution
nabla_mass = optim_multi_obj(VAR); % Execution de la fonction
de calcul de masse/rendement
rendement = SOLU_RENDEMENT(var_num,:); % Rendement de la solution
m_total = SOLU_MASS(var_num,:); % Masse de la solution

% Dimension des conducteurs en CMILS :
dimCs_mills = dimCs/cmils; % Circuit d'armature
dimCr_mills = dimCr/cmils; % Circuit de champ

% Puissance délivrée par kg :
P_u = P_a*rendement; % W - Puissance utile
P_per_kg = P_u/m_total; % W/kg - Puissance délivrée par kg

%-----%
% Affichage des paramètres optimisés
%-----%

disp('dimensions des conducteurs au stator en CMILLS =')
disp(dimCs_mills)
disp('dimensions des conducteurs au rotor en CMILLS =')

```

```

disp(dimCr_mills)
disp('Rendement = ')
disp(rendement)
disp('Masse total = ')
disp(m_total)

%-----%
% Exportation des paramètres géométriques vers Excel :
%-----%
to_excel = [p, D,L_stat,L_rot, n, ea, A_s, A_r, B, J_s, J_r, Bds,...
Bbs, Bcs,Bp, Bbr, Bcr, betha, xf, k_bec, alpha_s, alpha_r,...
theta_pas, theta_dent,thetaenco, k_e, e_bec_long,...
e_bec_axial,e_bec, d_bec, 10, D_es, e_culs,D_ext, D_r,...
theta_polerot, k_erot, e_becrot_long, e_becrot_axial, e_becrot,...
10, D_er, e_culr, D_int]';

```

E.2 Fichier d'inclusion des variables globales (include_global_vars.m)

```

%-----%
% Titre : Optimisation du dimensionnement par AG de l'alternateur HQ
%
% Réalisé par : Mohamed Amine Khalf
%
% Date de création : 22/02/2012
%
% Date de modification : 10/03/2012
%
% Fichier : include_global_vars.m
%-----%

global theta_pas theta_dent thetaenco k_e e_bec_long e_bec_axial e_bec
d_bec
global D_es e_culs D_ext gamma_ratio tau_p ea D_r theta_polerot
theta_pasrot zetha DL
global k_erot e_becrot_long e_becrot_axial e_becrot D_er e_culr D_int
k_sat rendement
global m y y_Q q kd kp alpha_i kw Em Tph a z_Q Tbob_s dimCs Is flux_ea
loss_per_kg
global mu_rot mu_stat mu_0 R_ds R_culs cart R_ea R_dr R_culr R_f
R_rotor R_stator alpha_r
global flux_fuite flux_rot NI_r T_f dimCr Lm k_fd k_fq Lmd Lmq Xmd Xmq
m_rot
global rho_cu_0 betha_cu_0 Temp_cu rho_cu l_pas_r l_dent_r l_pas_s
l_dent_s k_ov
global pas_bob_r pas_bob_s L_tete_r L_tete_s R_f_bob R_s_bob Res_f
Res_phi Pj_r Pj_s Senc_s
global betha_min betha_max xf L_rot B Bds k_bec Bbs A_s J_s alpha_s Bcs
Bp Bbr
global A_r J_r Bcr D I_f L_stat n Senc_r space betha betha_r B_stator

```

```

H_stator B_rotor H_rotor
global mu_ds mu_cs mu_p mu_cr pertes min_val_nabla rho_fer V_stat
m_stat P_FE s m_total
global f N omega_r p U P_a FP S cmils feet livre k_IR alpha_FER min_val
m_dent m_culs

```

E.3 Fonction du modèle analytique de dimensionnement (optim_multi_obj.m)

```

%-----%
% Titre : Fonction obj. du dimensionnement par AG de l'alternateur
%
% Réalisé par : Mohamed Amine Khalf
%
% Date de création : 22/02/2012
%
% Date de modification : 10/03/2012
%
% Fichier d'appel : optim_multi_obj.m
%-----%

%-----%
%                                DÉBUT DE LA FONCTION
%-----%

function min_val = optim_multi_obj(VAR)

include_global_vars;

%-----%
% Initialisation de la fonction multi-objets
%-----%

min_val = zeros(2,1);

%-----%
% Variables de dimensionnement :
%-----%

B = VAR(1); Bds = VAR(2); k_bec = VAR(3); Bbs = VAR(4); A_s = VAR(5);
J_s = VAR(6);
alpha_s = VAR(7); Bcs = VAR(8); Bp = VAR(9); Bbr = VAR(10); A_r =
VAR(11);
J_r = VAR(12); Bcr = VAR(13); D = VAR(14); I_f = VAR(15);

L_rot = zetha_DL*D;
L_stat = L_rot; xf = L_rot/L_stat;

%-----%

```

```

% Calcul de l'entrefer
%-----%

gamma_ratio = 7e-7; % pour un entrefer constant sous les becs du rotor
tau_p = (D/2)*(pi/p); % pas polaire - m
ea = gamma_ratio*tau_p*A_s/B; % taille de l'entrefer - m

%-----%
% Bobinage du stator de la machine :
%-----%

m = 3; y = 7; y_Q = n/(2*p); q = n/(2*p*m); kd = 1/(2*q*sind(30/q));
kp = sin((y/y_Q)*pi/2); alpha_i = 2/pi;

kw = kd*kp; % Coefficient de bobinage de la machine

Em = 1.06*U/sqrt(3); % emf 1.03U < Em < 1.06U

% nombre de tours de bobines total par phase
Tph = sqrt(2)*Em/(2*pi*f*kw*alpha_i*B*tau_p*L_rot);

a = 1; z_Q = round(((2*a*m)/n)*Tph);

if mod(z_Q,2) == 0
    Tph = z_Q*n/(2*a*m);
else
    z_Q = z_Q - 1;
    Tph = z_Q*n/(2*a*m);
end

% A - valeur efficace du courant nominal au stator
Is = (S*FP)/(m*U*FP/sqrt(3));

% Nombre de tours d'une seule bobine au stator
Tbob_s = z_Q/2;

% Section des conducteurs au stator - m²
dimCs = Is/(a*J_s);

%-----%
% Calcul du facteur d'ouverture des pôles au stator :
%-----%

% Section adéquate des encoches au stator :
Senc_s = z_Q*dimCs/alpha_s;

% Pas d'encoches - rad
theta_pas = 2*pi/n;

% Facteur d'ouverture des pôles :
betha = 0.9;

%-----%

```

```

% Dimensionnement au stator :
%-----%

theta_dent = theta_pas*(betha/xf)*(B/Bds);
theta_enco = theta_pas - theta_dent;
k_e        = theta_enco/theta_pas;
e_bec_long = k_bec*(pi*D/n)*(k_e/2)*(B/Bbs)
e_bec_axial = ((1-xf)/2)*L_rot*(B/Bbs);
e_bec      = max(e_bec_long,e_bec_axial);
d_bec      = k_e*(1 - k_bec)*(pi*D/n);
D_es       = sqrt((D + 2*e_bec)^2 + (4*(D + 2*e_bec)*A_s)/...
                (J_s*alpha_s*k_e));
e_culs     = (betha/xf)*(pi*D/(4*p))*(B/Bcs);
D_ext      = D_es + 2*e_culs;

%-----%
% Dimensionnement au rotor :
%-----%

D_r        = D - 2*ea;
theta_polerot = (pi/p)*betha*(B/Bp);
theta_pasrot  = (pi/p)*betha;
k_erot       = 1 - (B/Bp);
e_becrot_long = (pi*D/(2*p))*betha*(k_erot/2)*(B/Bbr);
e_becrot_axial = (1/4)*(pi*D/(2*p))*(k_erot/2);
e_becrot      = max(e_becrot_long,e_becrot_axial);
D_er         = sqrt(((D_r - 2*e_becrot)^2 - (4*(D_r - ...
                2*e_becrot)*A_r)/(J_r*alpha_r*k_erot)));
e_culr       = betha*(pi*D/(4*p))*(B/Bcr);
D_int        = D_er - 2*e_culr;

%-----%
% Calcul des perméabilités dans le fer :
%-----%

mu_0 = (4*pi)*1e-7;          % Permeabilité du vide

% Dent du stator :
Hds = spline(B_stator,H_stator,Bds);
mu_ds = (Bds/Hds)/mu_0;
% Culasse du stator :
Hcs = spline(B_stator,H_stator,Bcs);
mu_cs = (Bcs/Hcs)/mu_0;

% Dent du rotor :
Hp = spline(B_rotor,H_rotor,Bp);
mu_p = (Bp/Hp)/mu_0;
% Culasse du rotor :
Hcr = spline(B_rotor,H_rotor,Bcr);
mu_cr = (Bcr/Hcr)/mu_0;

%-----%
% Calcul des ampères tours nécessaires au rotor :

```

```

%-----%

% Flux à l'entrefer :
flux_ea = alpha_i*B*tau_p*L_rot;% Flux par pôle à l'entrefer - Wb

% Réductance du stator :
R_ds = ((D_es - D)/2)/(mu_ds*(1/2)*(n/(2*p))...
        *theta_dent*((D_es+D)/2)*L_rot*xf);

R_culs = ((pi/n)*(D_es+e_culs))/(mu_cs*e_culs*L_rot*xf);

cart = (pi*D/n)/(pi*D/n - (k_bec*theta_enco*D/2)^2/...
        (5*ea + (k_bec*theta_enco*D/2)^2));

R_ea = cart*ea/(mu_0*(1/2)*beta*pi*D*L_rot/(2*p));

% Réductance du rotor :
R_dr = (((D - 2*ea)-D_er)/2)/(mu_p*(1/2)*theta_polerot...
        *(D_er+(D-2*ea))*L_rot/2);

R_culr = ((pi/p)*(D_er - e_culr)/2)/(mu_cr*e_culr*L_rot);

R_f = ((1-beta)*(pi/p)*(D_r+D_er)/4)/(mu_0*(D_r - D_er)*L_rot/2);

R_rotor = R_culr + 2*R_dr;

R_stator = R_culs + 2*R_ds;

flux_fuite = ((R_stator+2*R_ea)*flux_ea/2)/(R_f/2);

flux_rot = flux_ea + flux_fuite; % Flux généré par le rotor - Wb

% Ampère tours générés au rotor (A.tr)
NI_r = R_rotor*flux_rot/2 + R_f*flux_fuite/2;

%-----%
% Calcul du courant de champ et du nombre de tours par bobine au rotor
%-----%

% Section d'une encoche au rotor :
Senc_r = ((pi/p-theta_polerot)/(2*pi))*((D_r - 2*e_becrot)^2...
        - D_er^2)*(pi/4);
% Section des conducteurs au rotor - m²
dimCr = I_f/J_r;
% Calcul du nombre de tours de bobine par pôles au rotor :
T_f = round(NI_r/(I_f)); I_f = NI_r/(T_f);

% Calcul de la section de cuivre par encoches :
Sc_r = 2*T_f*dimCr;
% Vérification de l'espace disponible :
space = Sc_r/Senc_r;

%-----%

```

```

% Calcul des inductances de la machine :
%-----%

ea_eq = cart*ea; % entrefer équivalent - m

% Inductance de magnétisation - H
Lm = m*D*mu_0*L_rot*(kw*Tph)^2/(pi*(p^2)*ea_eq);
% Coeff. prise en compte de la saillance
k_fd = (1/pi)*(betha*pi + sin(betha*pi));
k_fq = (1/pi)*(betha*pi - sin(betha*pi));

Lmd = k_fd*Lm; % Inductance d'axe direct - H
Lmq = k_fq*Lm; % Inductance d'axe quadrature - H
Xmd = Lmd*(2*pi*f); % Réactance d'axe d - ohms
Xmq = Lmq*(2*pi*f); % Réactances d'axe q - ohms

%-----%
% Calcul de la masse
%-----%

% Masse du sator :
Ss_tot = pi*D_ext^2/4; Ss_int = pi*D^2/4; Ss_bec = d_bec*e_bec;
Ss_enc = (theta_enco/(2*pi))*(pi/4)*(D_er^2 - (D + 2*e_bec)^2);
S_stat = Ss_tot - (n*Ss_bec + n*Ss_enc + Ss_int);
V_stat = S_stat*L_rot;
m_stat = rho_fer*V_stat;

% Masse rotor :
Sr_tot = pi*D_r^2/4; Sr_int = pi*D_int^2/4;
theta_encorot = pi/p - theta_polerot;
Sr_enc = (theta_encorot/(2*pi))*(pi/4)*((D_r - 2*e_becrot)^2 - D_er^2);
theta_becrot = (1 - betha)*pi/p;
Sr_bec = (theta_becrot/(2*pi))*(pi/4)*(D_r^2 - (D_r - 2*e_becrot)^2);
S_rot = Sr_tot - (2*p*Sr_bec + 2*p*Sr_enc + Sr_int);
V_rot = S_rot*L_rot;
m_rot = rho_fer*V_rot;

% Masse total du fer de la machine :
min_val(1) = m_stat + m_rot;

%-----%
% Calcul des pertes fer des dents et de la culasse
%-----%

% Masse de la culasse :
Ss_cul = (pi/4)*(D_ext^2 - D_es^2);
Vs_cul = Ss_cul*L_rot;
m_culs = Vs_cul*rho_fer;

% Masse d'une dent :
Ss_dent = (((pi/4)*(D_es^2 - D^2)) - n*Ss_enc);
Vs_dent = Ss_dent*L_rot;
m_dent = Vs_dent*rho_fer;

```

```

% Calcul des pertes fer :
P_FE_dent = k_IR*50*(Bds/1.5)^(alpha_FER);
P_FE_cul = k_IR*50*(Bcs/1.5)^(alpha_FER);
P_FE_s = m_dent*P_FE_dent + m_culs*P_FE_cul;
loss_per_kg = P_FE_s/(m_dent + m_culs);

%-----%
% Calcul du rendement :
%-----%

rho_cu_0 = 16e-9; % résistivité du cuivre à 300K
betha_cu_0 = 3.93e-3; % coefficient thermique de résistivité du cuivre
Temp_cu = 273.13 + 80; % Température réelle des conducteurs - K
% Résistivité du cuivre à Temp_cu
rho_cu = rho_cu_0*(1+betha_cu_0*(Temp_cu - 300));

% Longueur des fins de bobines
l_pas_r = (D_r-2*e_becrot-D_er)/4*theta_pasrot;
l_dent_r = (D_r-2*e_becrot-D_er)/4*theta_polerot;
l_pas_s = ((D_es+D+2*e_bec)/4)*theta_pas;
l_dent_s = ((D_es+D+2*e_bec)/4)*theta_dent;

k_ov = 1.85; pas_bob_r = 1; pas_bob_s = y;

L_tete_r = (pi/2)*((l_pas_r + l_dent_r)/2) + l_pas_r*(pas_bob_r - 1);
L_tete_s = (pi/2)*((l_pas_s + l_dent_s)/2) + l_pas_s*k_ov*(pas_bob_s -
1);

% Calcul des résistances
R_f_bob = rho_cu*(2*(L_rot+L_tete_r))/dimCr;
R_s_bob = rho_cu*(2*(xf*L_stat+L_tete_s))/dimCs;

Res_f = 2*p*T_f*R_f_bob;
Res_phi = (n/m)*z_Q*R_s_bob;

% Calcul des pertes joules
Pj_r = Res_f*I_f^2;
Pj_s = m*Res_phi*Is^2;

pertes = Pj_r + Pj_s + P_FE_s; % Pertes totales

min_val(2) = -(P_a - pertes)/P_a; % Rendement de la machine (%)

end

%-----%
%
% FIN DE LA FONCTION
%-----%

```

APPENDICE F

GEOMETRIE DE LA SOLUTION RETENUE

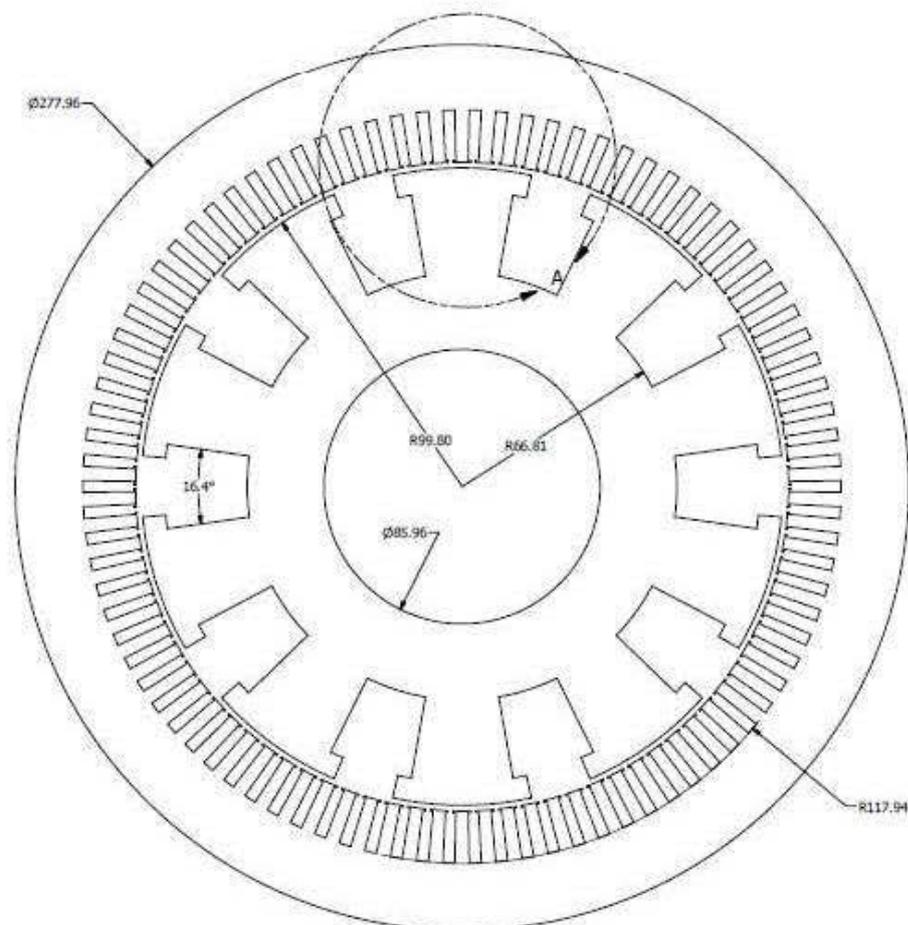


Figure A.15. Vue globale de la géométrie de la solution retenue pour l'alternateur du simulateur (dim. en mm)

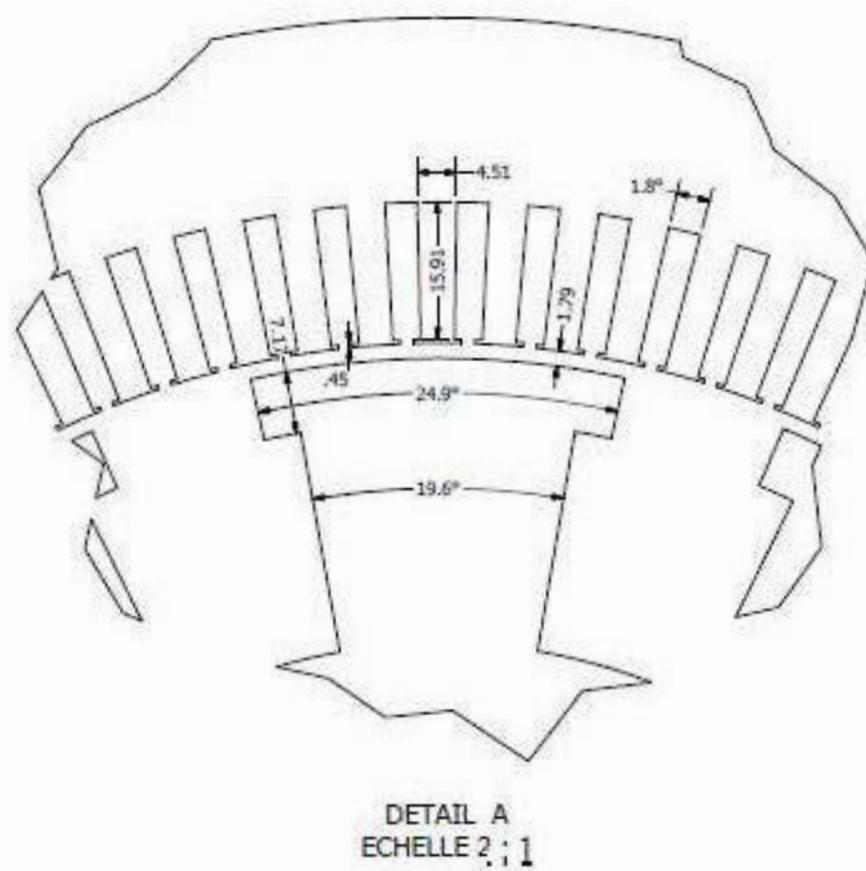


Figure A.16 Zoom dans la zone-A de la figure A.1 (dim. en mm)

APPENDICE G

SCHEMA DU BOBINAGE DU STATOR DE LA MACHINE LAB-VOLT DE 120VA

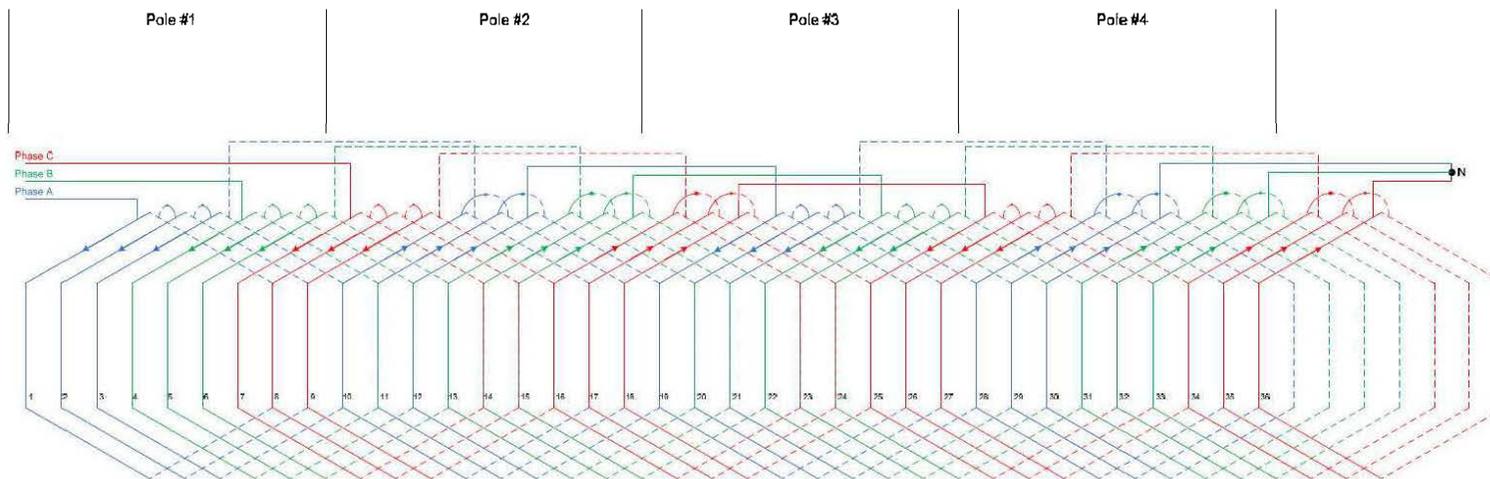


Figure A.17 Schéma de bobinage de la machine Lab-Volt de 120 VA

APPENDICE H

SCHEMA DU BOBINAGE DU STATOR DE L'ALTERNATEUR DU SIMULATEUR D'HYDRO-QUEBEC

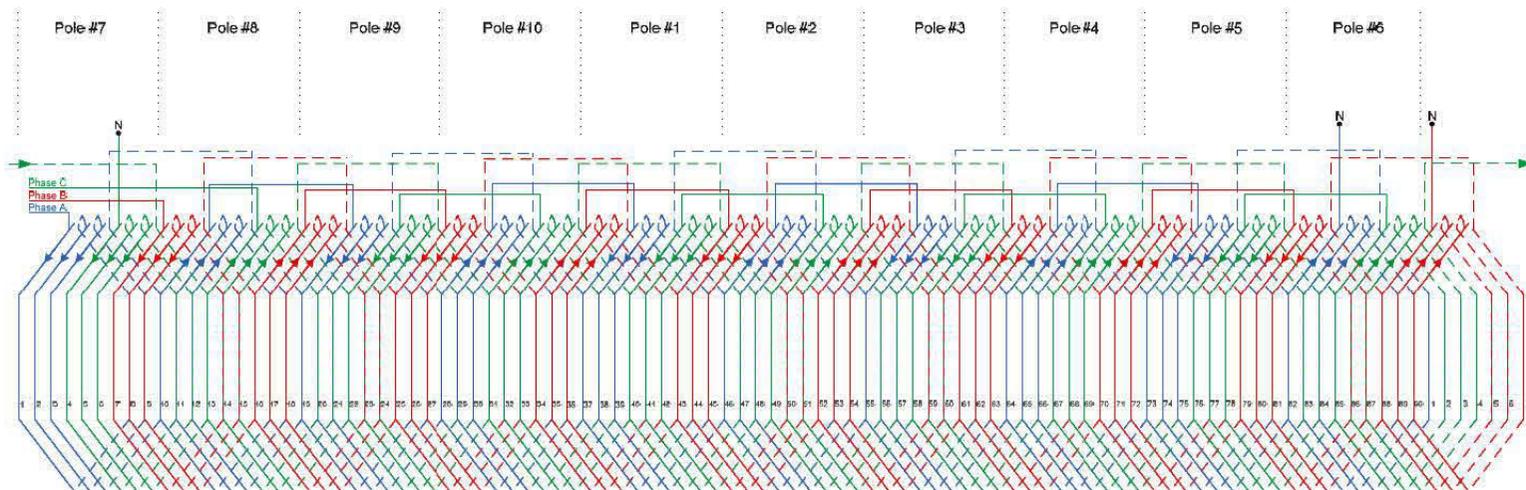


Figure A.18 Schéma de bobinage de l'alternateur du simulateur d'Hydro-Québec