

الجمهورية الديمقراطية الشعبية الجزائرية

République Algérienne Démocratique et Populaire

Ministère de l'Enseignement Supérieur
et de la Recherche Scientifique
Ecole Supérieure des Sciences Appliquées
d'Alger



وزارة التعليم العالي والبحث العلمي
المدرسة العليا في العلوم التطبيقية بالجزائر

Département du second cycle

Mémoire de Fin d'Etudes

En vue de l'obtention du diplôme d'ingénieur d'état

Filière : Electrotechnique

Spécialité : Traction électrique

Thème :

Conception d'un alternateur pour un simulateur de centrale hydroélectrique

Présenté par : **SAIM Sami**

Encadré (e) par : **BENKRAOUDA Souleyman**

Co-encadré(e) par : **DJELLOUL KHEDDA**

Zakarya

Soutenu publiquement, le : 28/06/2022,

Devant le Jury composé de :

Président :	Dr TEFFAHI Abdelkader	ESSA Alger
Examineur :	Dr GUELLAL Amar	ESSA Alger
Encadreur :	Dr BENKRAOUDA Souleyman	ESSA Alger
Co-Encadreur :	Dr DJELLOUL KHEDDA Zakarya	SONELGAZ

Monôme N° : 04/PFE. /TR/2022

ملخص :

الهدف من هذا العمل هو تقديم العملية التي يجب اتباعها لتصميم مولد تيار متناوب منخفض الطاقة لمحاكاة (نسخة متماثلة مصغرة) لمحطة طاقة كهرومائية. أولاً، يتم عرض العموميات قبل البدء في أعمال التصميم. بعد ذلك، يتم تقديم منهجية التصميم، بناءً على نموذج تحليلي، لأغراض هذا العمل. يتم التصميم باستخدام طرق تحليلية مقترنة بالطرق العددية. من أجل تصميم مولد التيار المتردد الأمثل، يتم إدخال المعلمات المختلفة (الثابتة والمتغيرة) لمواصفات المولد في خوارزمية جينية متعددة الأهداف للتحسين على MATLAB، ويتم أخذ أفضل الحلول. ثم، يتم تصميم الحلول (المولدات) المختارة على برنامج COMSOL لاستخراج القيم المغناطيسية والكهربائية والميكانيكية المختلفة للآلة. أخيراً، يتم تحديد مجموعة من الحلول المثلى المكافئة ويتم الاحتفاظ بالحل ذو أعلى عائد باعتباره النموذج النهائي.

كلمات مفتاحية : التصميم ، المولد ، خوارزمية التحسين ، COMSOL

Abstract:

The objective of this work is to present the process to be followed for the design of a low power alternator for the simulator (miniaturized replica) of a hydroelectric power station. First, generalities are presented before starting the design work. Then a design methodology, based on an analytical model is presented for the purposes of this work. The design is done using analytical methods coupled with numerical methods. In order to design an optimal alternator, we inject into a genetic algorithm for multi-objective optimization on MATLAB, the different parameters (fixed and variable) of the specifications of the alternator, and the best solutions are taken. Then, the solutions (alternators) chosen are modeled on the COMSOL software in order to extract the different magnetic, electrical and mechanical quantities of the machine. Finally, a set of solutions of equivalent optimality is identified and the solution with the highest yield is retained as the final concept.

Key words: Design, Alternator, Optimization Algorithm, COMSOL.

Résumé :

L'objectif de ce travail est de présenter le processus à suivre pour la conception d'un alternateur de faible puissance pour le simulateur (réplique miniaturisée) d'une centrale hydroélectrique. Dans un premier temps, des généralités sont présentées avant de commencer le travail de conception. Ensuite une méthodologie de conception, basée sur un modèle analytique est présentée pour les besoins de ce travail. La conception se fait à l'aide de méthodes analytiques couplées à des méthodes numériques. Afin de concevoir un alternateur optimal, on injecte dans un algorithme génétique d'optimisation multi-objectif sur MATLAB, les différents paramètres (fixes et variables) du cahier des charges de l'alternateur, et les meilleures solutions sont prises. Ensuite les solutions (alternateurs) choisis, sont modélisés sur le logiciel COMSOL afin d'extraire les différentes grandeurs magnétiques, électrique et mécanique de la machine. Enfin un ensemble de solutions d'optimalité équivalente est dégagé et la solution à plus haut rendement est retenue comme concept final.

Mots clés : Conception, Alternateur, Algorithme d'Optimisation, COMSOL

Dédicaces

Je dédie ce mémoire à tous ceux qui ont cru en moi et qui m'ont beaucoup aidé lors de mon parcours. A ceux qui ont donné de leurs temps et effort pour ma réussite.

A mes parents.

A mon frère et ma sœur.

A mes amis.

Remerciements

Avant tout développement, il apparaît opportun de commencer ce mémoire par des remerciements.

Donc je tiens à remercier mon encadrant Dr. Souleyman BENKRAOUDA pour toute l'aide qu'il m'a apporté, tout le temps qu'il m'a consacré et tout l'effort qu'il a fourni afin que je puisse accomplir mon travail sous les meilleurs conditions possibles.

Ensuite je tiens à remercier mon autre encadrant Dr. Zakarya DJELLOUL KHEDDA qui, avec ses connaissances et expériences, m'a beaucoup appris et m'a apporté les connaissances nécessaires pour pouvoir accomplir mon travail.

Aussi je remercie les membres du jury, Dr. Amar GUELLAL et Dr. Abdelkader TEFFAHI.

Enfin, je tiens également à remercier toutes les personnes qui ont participé de près ou de loin à la réalisation de ce travail.

Sommaire

Introduction générale	1
1 Chapitre 1 : Revue de littérature	2
1.1 Introduction	2
1.2 Hydroélectricité	2
1.2.1 Définition	2
1.2.2 Fonctionnement de la centrale hydraulique	3
1.3 Notions théoriques fondamentales	4
1.3.1 Les équations de Maxwell	4
1.3.2 Relations entre les grandeurs électromagnétiques	5
1.4 La Machine Synchrone	6
1.4.1 Définition	6
1.4.2 Historique	6
1.4.3 Aspects générale de la machine synchrone	7
1.4.4 Principes de base	7
1.4.5 Classification des machines synchrones	8
1.4.6 Les composants de la machine synchrone	8
1.4.7 Amortisseur	11
1.4.8 Circuit d'excitation	11
1.4.9 Fonctionnement de l'alternateur	11
1.4.10 Bobinage du stator	13
1.4.11 Isolation	16
1.5 Conclusion	16
2 CHAPITRE 2 : Méthodologie De Conception De La Alternateur	18
2.1 Introduction	18
2.2 Bobinage de la alternateur	18
2.2.1 Bobinage du circuit de champ	18
2.2.2 Schéma de bobinage	20
2.2.3 Bobinage du stator	21
2.2.4 Bobinage imbriqué à pas raccourci	23
2.2.5 Bobinage du circuit amortisseur	24
2.3 Dimensionnement du circuit magnétique	25

2.3.1	Dimensionnement de l'entrefer.....	27
2.3.2	Dimensionnement du stator.....	28
2.3.3	Dimensionnement du rotor.....	30
2.4	Dimensionnement des enroulements.....	32
2.4.1	Bobinage du stator.....	33
2.4.2	Bobinage du rotor.....	34
2.5	Conclusion.....	39
3	Chapitre 3 : Optimisation Multi-objectif par algorithme génétique.....	39
3.1	Introduction.....	39
3.2	Algorithme génétique.....	39
3.3	Terminologie de l'algorithme génétique.....	40
3.3.1	Chromosome.....	40
3.3.2	Sélection.....	40
3.3.3	Hybridation (Croisement).....	40
3.4	Fonctionnement d'un algorithme génétique.....	41
3.5	Optimisation multi-objectif.....	43
3.5.1	Vocabulaire et définitions.....	44
3.5.2	Méthode de tri non-dominé.....	45
3.5.3	Méthode de tri au sens de Pareto.....	46
3.5.4	Distance de rapprochement.....	46
3.6	Conclusion.....	47
4	Chapitre 4 : Résultats et Analyse par la Méthode des Éléments Finis de la	
	Alternateur.....	48
4.1	Introduction.....	48
4.2	Géométrie et propriétés des matériaux.....	48
4.3	Formulation des équations du champ en 2D.....	49
4.4	Discretisation par éléments finis.....	50
4.5	Conditions aux limites.....	51
4.6	Calcul du couple électromagnétique.....	52
4.7	Calcul de la force électromotrice induite.....	54
4.8	Résultats et analyses.....	55
4.8.1	Cahier des charges.....	55
4.8.2	Choix du matériau ferromagnétique pour le rotor et le stator.....	57
4.8.3	Résultats et solution retenue après optimisation.....	59

4.8.4	Les paramètres géométriques des deux machines obtenues par l'algorithme d'optimisation	61
4.8.5	Résultats obtenus par la méthode des éléments finis	63
4.9	Conclusion.....	73
	Conclusion générale.....	73
	Références bibliographiques	74

Liste des figures

Chapitre I : Revue de Littérature

Figure 1. 1 Sources de la production mondiale de l'électricité en 2018	2
Figure 1. 2 Centrale hydraulique	3
Figure 1. 3 Mode générateur	8
Figure 1. 4 Mode moteur	8
Figure 1. 5 Classification des machines synchrones	8
Figure 1. 6 Alternateur avec rotor à pôles saillants	9
Figure 1. 7 Composants du rotor a pôles saillants	10
Figure 1. 8 Rotor à pôles lisses	10
Figure 1. 9 Exemple de caractéristique interne d'un alternateur	12
Figure 1. 10 Bobinage imbriqué à simple couche	14
Figure 1. 11 Bobinage triphasé à double couche	14
Figure 1. 12 Bobinage ondulé	15
Figure 1. 13 Bobinage concentriques	15

Chapitre II : Méthodologie De Conception De La Alternateur

Figure 2. 1 Flux magnétique dans l'alternateur	19
Figure 2. 2 Deux pôles d'une machine synchrone avec les axes d et q	19
Figure 2. 3 Induction à l'entrefer dans le cas d'une spire unique	20
Figure 2. 4 Schématisation d'un bobinage imbriqué raccourci à pôles non consécutifs	21
Figure 2. 5 Division de la périphérie d'une machine triphasée à 2 paires de pôles en zones de phases	22
Figure 2. 6 Circuit amortisseur d'une machine synchrone à pôles saillants	24
Figure 2. 7 Géométrie de base du stator de la alternateur	29
Figure 2. 8 Géométrie de base du rotor de la alternateur	31
Figure 2. 9 Circuit de réductances de la alternateur	35
Figure 2. 10 Courbe B(H) d'un matériau ferromagnétique	37

Chapitre III : Optimisation Multi-objectif par Algorithme Génétique

Figure 3. 1 Schéma d'hybridation de la charge linéique	41
Figure 3. 2 Schéma de mutation	41
Figure 3. 3 Organigramme d'un algorithme génétique	42
Figure 3. 4 Allure d'un Front de Pareto pour un problème à deux objectifs	44
Figure 3. 5 Allure de la frontière Pareto selon l'optimisation (minimisation, maximisation) des différents objectifs	45
Figure 3. 6 Les fronts de Pareto	46

Chapitre IV : Résultats et Analyse par la Méthode des Éléments Finis de la Alternateur

Figure 4. 1 Géométrie réduite d'une machine	49
---	----

Figure 4. 2 Maillage triangulaire d'une portion de la machine.....	51
Figure 4. 3 Condition aux limites de la géométrie	52
Figure 4. 4 Schématisation de la technique d'intégration pour le calcul du couple électromagnétique	53
Figure 4. 5 (a) : Caractéristiques de la courbe de perte P_s/B (b) : la courbe d'aimantation caractéristiques B/H	58
Figure 4. 6 Caractéristiques de la courbe de perméabilité μ_r/B du matériau M270-35A	59
Figure 4. 7 La taille de la population initiale dans l'AG est de 80 individus	60
Figure 4. 8 Choix des deux solutions (5 et 25) obtenus par l'algorithme d'optimisation	60
Figure 4. 9 Les deux graphes présentent successivement la masse et le rendement de plusieurs solutions	61
Figure 4. 10 Résultats d'inductions dans les parties ferromagnétiques rotor et stator des deux machines	63
Figure 4. 11 Résultats d'inductions à position différente dans les parties ferromagnétiques rotor et stator des deux machines	64
Figure 4. 12 Résultats des lignes du champ à la position zéro dans les parties ferromagnétiques rotor et stator des deux machines	65
Figure 4. 13 Résultats des lignes du champ à position différente dans les parties ferromagnétiques rotor et stator des deux machines	66
Figure 4. 14 Résultats du flux magnétique pour les deux machines	67
Figure 4. 15 Résultats des tensions de phases induites à vide pour les deux machines	68
Figure 4. 16 Résultats du couple de détente pour les deux machines	69
Figure 4. 17 Résultats du couple électromagnétique pour les deux machines.....	70
Figure 4. 18 Résultats des inductances selfs pour les deux machines.....	71
Figure 4. 19 Résultats des inductances mutuelles pour les deux machines	72

Liste des tableaux

Chapitre I : Revue de Littérature

Chapitre II : Méthodologie De Conception De La Alternateur

Tableau 2. 1 Variables d'entrée du dimensionnement de la alternateur à pôles saillants26

Tableau 2. 2 Coefficient γ pour différents types d'entrefer de la machine synchrone à pôles saillants [16].....28

Chapitre III : Optimisation Multi-objectif par Algorithme Génétique

Chapitre IV : Résultats et Analyse par la Méthode des Éléments Finis de la Alternateur

Tableau 4. 1 Cahier des charges des paramètres initiaux de la machine55

Tableau 4. 2 Cahier des charges des variables d'optimisation56

Tableau 4. 3 Résultats du rendement et de la masse des deux machines obtenus par l'algorithme d'optimisation59

Tableau 4. 4 Dimensions des deux machines sélectionnées61

Liste des symboles et acronymes

B	Densité de flux ou induction magnétique
B_n	Composante normale de l'induction
B_t	Composante tangentielle de l'induction
B_δ	Induction à l'entrefer
B_d	Induction dans les dents du stator
B_{bs}	Induction dans les becs du stator
B_{cs}	Induction dans la culasse du stator
B_p	Induction dans les pôles du rotor
B_{br}	Induction dans les becs du rotor
B_{cr}	Induction dans la culasse du rotor
d_{bs}	Distance entre deux becs au stator
D	Déplacement électrique
$D(x)$	Distance de rapprochement
D_{er}	Diamètre de fond d'encoches
D_{es}	Diamètre de fond d'encoches
D_{ext}	Diamètre extérieur du stator
D_r	Diamètre du rotor à la périphérie de l'entrefer
D_{int}	Diamètre intérieur du rotor
E	Champ électrique
E_m	Force électromotrice
E_c	Force électromotrice induite dans le conducteur
E_a	Force électromotrice induite dans la phase-a
B_{br}	Épaisseur des becs du rotor
B_{cs}	Épaisseur de la culasse du stator
d_{bs}	Épaisseur des becs du stator

<i>EDP</i>	Équations aux Dérivées Partielles
<i>EF</i>	Éléments Finis
<i>f</i>	Fréquence [Hz]; Fonction objet à optimiser
<i>F_m</i>	Force magnétomotrice
<i>F_t</i>	Force électromagnétique tangentielle
<i>F.é.m</i>	Force électromotrice
<i>H</i>	Champ magnétique
<i>I</i>	Courant électrique
<i>i_a</i>	Courant dans la phase
<i>I_d</i>	Courant d'axe direct
<i>I_q</i>	Courant d'axe de quadrature
<i>I_s</i>	Valeur efficace du courant au stator
<i>J</i>	Densité de courant de charges libres
<i>K_{bs}</i>	Facteur de fermeture des encoches par les becs
<i>K_c</i>	Coefficient de Carter
<i>K_d</i>	Coefficient de distribution
<i>K_{es}</i>	Facteur d'ouverture d'encoches
<i>K_{pr}</i>	Facteur d'ouverture de pôle par pas polaire
<i>K_r</i>	Coefficient de raccourcissement
<i>K_s</i>	Coefficient de foisonnement au stator
<i>K_w</i>	Coefficient de bobinage
<i>L</i>	Inductance propre
<i>m</i>	Nombre de phases de la machine
<i>MEF</i>	Méthodes des Éléments Finis
<i>n</i>	Vecteur unitaire normal; Nombre d'individus dans une population
<i>n_s</i>	Nombre de secteurs de symétrie dans la machine

N	Vitesse de rotation du rotor
OMO	Optimisation multi -objets
p	Nombre de paires de pôles du rotor
P_{fer}	Pertes fer de la machine
P_{jr}	Pertes joule au rotor
P_{js}	Pertes joule au stator
P_a	Puissance mécanique fournie à la machine
PVM	Potentiel Vecteur Magnétique
q_s	Nombre d'encoches par pôle par phase
Q	Nombre d'encoches au stator de la machine
r	Rayon
R_{bob}	Résistance d'une bobine
S	Surface ; Puissance apparente
S_{cu}	Section d'un conducteur
S_{enc}	Section d'une encoche au stator
t	Temps
T	Nombre de tours dans un enroulement
T_a	Couple moteur de la génératrice
T_e	Couple électromagnétique
U	Tension de ligne au stator
U_m	Chute de potentiel magnétique
V_d, V_q	Tension d'axe d et q
X	Espace de décision
Y	Espace des solutions
z_q	Nombre de conducteurs par encoches au stator
α	Coefficient d'exploration

α_r	Coefficient de remplissage au rotor
α_s	Facteur de remplissage d'encoches au stator
α_u	Angle électrique par encoches
β	Facteur d'ouverture des pôles ; Coefficient
Γ	Interface; Contour d'intégration
γ	Coefficient
δ	Épaisseur de l'entrefer
η	Rendement de la machine
θ	Angle entre l'axe direct et l'axe d'une phase
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
μ	Espérance réelle
μ_0	Perméabilité du vide
μ_r	Perméabilité relative du milieu
σ	Conductivité du milieu ; variance moyenne
τ_p	Pas polaire
τ_v	Distribution des zones de phases
φ	Angle de déphasage tension-courant
\emptyset	Flux magnétique
ω	Fréquence angulaire
ω_m	Vitesse de rotation du rotor
Ω	Domaine de maillage

Introduction générale

Introduction générale

L'énergie électrique est indispensable dans notre vie quotidienne. Partout dans le monde, l'électricité a trouvé de nombreuses applications, dans divers domaines de la vie, dans l'industrie, l'agriculture, le transport et les usages domestiques. L'électricité est considérée comme étant une énergie secondaire parce qu'elle provient de sources primaires différentes. En raison des différentes possibilités de conversion, c'est une source d'énergie bien adaptée pour les applications demandées par la consommation. La demande mondiale d'énergie a augmenté à un rythme exponentiel au cours des dernières années. D'une part, la population urbaine a augmenté rapidement tout en exigeant une production d'énergie de plus en plus importante afin de répondre à leurs besoins énergétiques [30]. C'est pour cela que l'énergie électrique doit être exploitée de façon optimale.

L'alternateur est l'élément clés de la production de l'électricité. Il s'agit d'une machine synchrone qui permet de transformer l'énergie mécanique en énergie électrique [12]. Cette énergie peut provenir de différentes sources telles que le charbon, le gaz, le pétrole, l'hydroélectricité et l'énergie éolienne.

Notre travail consistera à concevoir à alternateur pour le simulateur du groupe turbine-alternateur qui est une réplique miniaturisée de la centrale hydroélectrique. L'alternateur du simulateur est plus petit que celui de la centrale réelle et de puissance plus faible (~3 kW).

La conception se fera à l'aide de méthodes analytiques couplées à des méthodes numériques. La modélisation se fera sur le logiciel COMSOL et l'optimisation de la machine se fera à l'aide d'un algorithme d'optimisation multi-objectif sur MATLAB.

Dans le chapitre 1 des généralités sur les différents éléments qui touchent à la conception de l'alternateur du simulateur de la centrale hydroélectrique sont présenté. Ainsi une description de la centrale hydroélectrique est présentée, les notions théoriques fondamentales sont rappelées et la machine synchrone est décrite et bien définie.

Au chapitre 2 on trouve une présentation de la méthodologie de conception de l'alternateur. Il s'agit d'une synthèse des travaux de Radaorozandry et de l'ouvrage « Design of Rotating Electrical Machines, Pyrhonen& al. 2009» [15,16].

Le chapitre 3 quant à lui décrit l'Optimisation Multi-objectif par algorithme génétique, il s'agit d'une technique qui nous permettra d'optimiser la machine en augmentant son rendement et en diminuant son poids.

Enfin au chapitre 4, l'ensemble des résultats obtenus à l'aide du logiciel COMSOL sont présentés et l'algorithme d'optimisation est utilisé afin de choisir les solutions (alternateurs) optimales qui conviendront à l'ensemble des critères imposés.

CHAPITRE 1 :
Généralités sur
l'Hydroélectricité et la
Machine Synchrone

Chapitre 1 : Généralités sur l'Hydroélectricité et la Machine Synchrone

1.1 Introduction

L'un des équipements les plus importants de la centrale hydroélectrique est l'alternateur. L'alternateur, piloté par la turbine hydraulique, convertit l'énergie mécanique résultante de la rotation de l'arbre en énergie électrique. L'électricité générée par l'alternateur sera élevée à de hautes tensions par un transformateur pour être ensuite envoyée au réseau électrique.

La conception de l'alternateur est complexe et nécessite des connaissances dans différents domaines (Électrique, mécanique, ...), dans ce qui suit on présentera les différents éléments nécessaires à connaître avant de commencer la conception.

1.2 Hydroélectricité

1.2.1 Définition

L'énergie hydroélectrique, ou hydroélectricité, est une énergie électrique renouvelable qui provient de la conversion de l'énergie hydraulique en électricité. L'énergie cinétique du courant d'eau, naturelle ou générée par le dénivelé, est transformée en énergie mécanique par une turbine hydraulique, puis en énergie électrique par un alternateur [4].

L'hydroélectricité constitue la première source renouvelable et la troisième source - toutes filières confondues - de production électrique au monde (16% en 2018) derrière le charbon (38%) et le gaz (23%) [1].

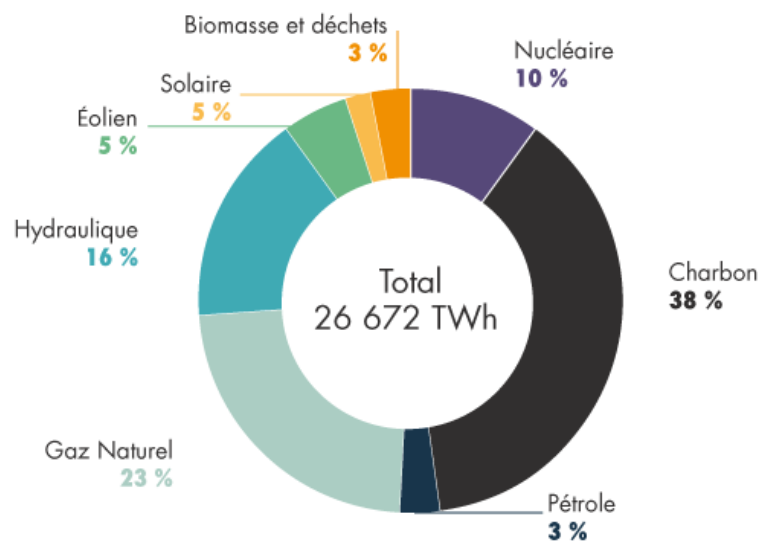


Figure 1.1 Sources de la production mondiale de l'électricité en 2018

1.2.2 Fonctionnement de la centrale hydraulique

La centrale hydroélectrique moderne se compose d'un réservoir, d'un barrage, de conduites forcées, de turbines et de générateurs. Le réservoir stocke le "carburant" et permet de contrôler la quantité d'eau alimentant les turbines. Le réservoir sert aussi de bassin de décantation, les saletés et les débris présents dans l'eau se déposent au fond, loin de la zone d'aspiration [4].

L'eau du réservoir est dirigée vers les turbines par une entrée (barrage d'écluse) et une conduite forcée. Pour s'assurer que l'eau est exempte de solides en suspension, elle passe par un système de filtre d'entrée qui la nettoie davantage, tout cela est fait pour éviter d'endommager les aubes de la turbine. Les systèmes hydrauliques (régulateur, freins, commandes de volets roulants, etc.) fonctionnent ensemble pour ouvrir et fermer les vannes qui permettent à l'eau de couler en aval du bassin [2].

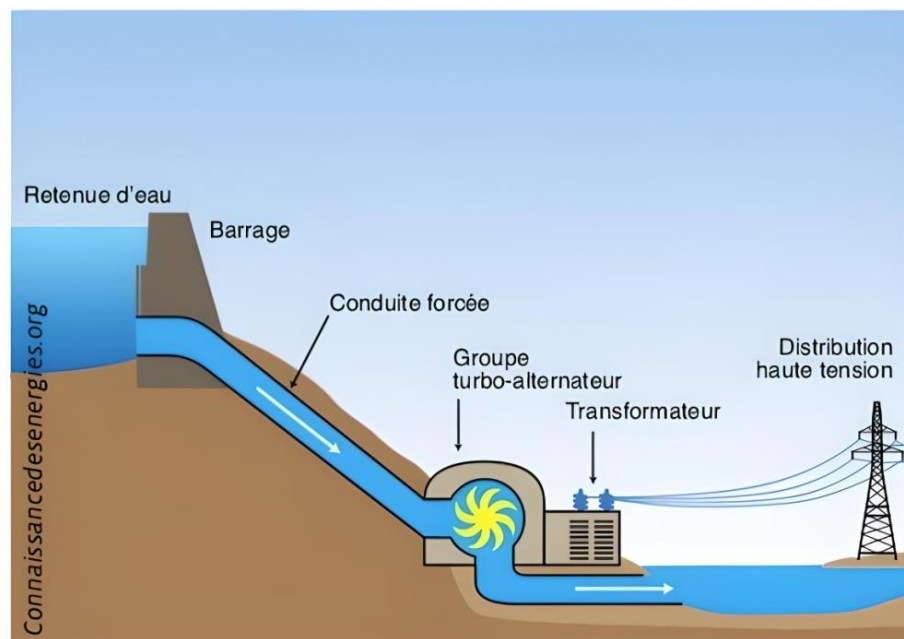


Figure 1.2 Centrale hydraulique [4]

Les trois principaux types de turbines sont Francis, Kaplan et Pelton, du nom de leurs inventeurs. Quel que soit le type de la turbine, elle convertit l'énergie cinétique du mouvement ou de la chute de l'eau en énergie mécanique. La turbine est reliée par l'arbre au rotor d'un alternateur qui convertit l'énergie mécanique en électricité. Pour une efficacité optimale, les turbines sont fabriquées sur mesure pour chaque centrale hydroélectrique [3].

Bien que les concepts de l'hydroélectricité soient simples et directs, l'exploitation est une chose bien différente. Toute centrale hydroélectrique moderne repose sur plusieurs systèmes complexes qui surveillent, contrôlent et améliorent les conditions pour en assurer le bon fonctionnement. Les roulements et les systèmes de lubrification minimisent les frottements et l'usure des pièces. Les filtres retiennent les particules qui peuvent abîmer les

aubes de la turbine. De puissants systèmes hydrauliques ouvrent et ferment les robinets-vannes. Les systèmes de refroidissement maintiennent les températures sous contrôle pour éviter la surchauffe et les incendies dans les transformateurs, les câbles, les tableaux de distribution et autres mécanismes électriques et mécaniques [3].

1.3 Notions théoriques fondamentales

Le fonctionnement des machines électrique est régi par les lois de l'électromagnétisme. Dans ce qui suit, on présentera les équations les plus importantes et qui nous seront utiles lors de la conception de l'alternateur.

1.3.1 Les équations de Maxwell

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 [5,6].

On peut ainsi écrire ces équations sous forme locale à un point fixe $P(r)$ par rapport au référentiel d'observation :

$$\nabla \times \underline{E} = -\frac{\partial \underline{B}}{\partial t} \quad (1.1)$$

$$\nabla \times \underline{H} = -\frac{\partial \underline{D}}{\partial t} + \underline{J} \quad (1.2)$$

$$\nabla \cdot \underline{D} = \rho \quad (1.3)$$

$$\nabla \cdot \underline{B} = 0 \quad (1.4)$$

La première équation (1.1) est l'équation de *Faraday*. Elle est issue d'une expérimentation de *Michael Faraday*. Par la suite *Maxwell* a formulé cette observation sous forme mathématique par la relation dite *loi d'induction*(ou de *Faraday-Maxwell*) qui s'écrit:

$$\oint_C \underline{E} \cdot d\underline{l} = -\frac{d}{dt} \iint_S \underline{B} \cdot d\underline{S} = -\frac{d\Phi}{dt} \quad (1.5)$$

La deuxième équation (1.2) est l'équation d'*Ampère-Maxwell* ou *Ampère Généralisée*. Les travaux d'*André-Marie Ampère* l'ont mené à écrire sa fameuse relation dont la notation moderne est la suivante :

$$\oint_C \underline{H} \cdot d\underline{l} = \iint_S \underline{J} \cdot d\underline{S} \quad (1.6)$$

Néanmoins, cette relation n'est valable qu'en régime statique. C'est *Maxwell* qui rajoutera le terme manquant à l'équation (1.6) pour qu'elle devienne valable en régime dynamique. Il nomme ce terme *courant de déplacement* et formule la loi d'*Ampère-Maxwell* dont la forme intégrale est la suivante :

$$\oint_C \underline{H} \cdot d\underline{l} = \frac{\partial}{\partial t} \iint_S \underline{D} \cdot d\underline{S} + \iint_S \underline{J} \cdot d\underline{S} \quad (1.7)$$

La troisième équation (1.3) est le théorème de *Gauss* ou l'équation de *Maxwell-Gauss*, sa forme intégrale est la suivante :

$$\oiint_S \underline{E} \cdot d\underline{S} = \frac{1}{\epsilon_0} \iiint_{\tau} \rho d\tau \quad (1.8)$$

La quatrième équation (1.4) est *la loi de conservation du flux magnétique* ou équation de *Maxwell-Thomson*. Sa forme intégrale est la suivante :

$$\oiint_S \underline{B} \cdot d\underline{S} = 0 \quad (1.9)$$

Les équations de (1.1) à (1.4) sont insuffisantes pour résoudre le problème du champ. On aura donc besoin de relations entre les grandeurs \underline{E} , \underline{D} , \underline{H} et \underline{B} .

1.3.2 Relations entre les grandeurs électromagnétiques

Premièrement la relation entre le champ électrique \underline{E} et le déplacement électrique \underline{D} . Dans le cas d'un milieu diélectrique isotrope, linéaire stationnaire et sans perte, on peut écrire pour le modèle continu de la matière :

$$\underline{D} = \epsilon_0 \epsilon_r \underline{E} = \epsilon \underline{E} \quad (1.10)$$

Deuxièmement la relation entre le champ magnétique \underline{H} et l'induction magnétique \underline{B} . Sous les mêmes conditions que ci-dessus, on peut écrire :

$$\underline{B} = \mu_0 \mu_r \underline{H} = \mu \underline{H} \quad (1.11)$$

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

$$\underline{J} = \sigma \underline{E} \quad (1.12)$$

Les trois relations vectorielles (1.10), (1.11) et (1.12) complètent l'ensemble des équations nécessaires à la résolution des équations de *Maxwell*.

1.4 La Machine Synchrone

1.4.1 Définition

Le terme de machine synchrone englobe toutes les machines dont la vitesse de rotation de l'arbre est égale à la vitesse de rotation du champ tournant, cette vitesse est appelée vitesse de synchronisme. Pour avoir un tel fonctionnement, le champ magnétique rotorique est généré soit par des aimants, soit par un circuit d'excitation. La position du champ magnétique rotorique est fixe par rapport au rotor, ce qui oblige lors du fonctionnement normal une vitesse de rotation identique entre le rotor et le champ tournant statorique [7].

La machine synchrone est un système électrique qui permet de convertir l'énergie mécanique en énergie électrique « alternateur » et inversement « moteur synchrone ». Cependant, elle est très peu utilisée dans les applications domestiques à cause de son coût de fabrication élevé et de son manque de robustesse, à l'inverse de la machine asynchrone, qui elle est plus robuste et avec un coût de fabrication plus bas [7].

1.4.2 Historique

La machine synchrone est une invention de Nikola Tesla. Son concept apparaît dans un dépôt de sept brevets du 1er mai 1888 où il en décrit plusieurs variantes ainsi que le principe du courant alternatif biphasé/triphasé et leur distribution. Tesla aurait développé cette idée de la machine électrique quand il était étudiant à l'École polytechnique de Graz (1875-1876) [8].

1.4.3 Aspects générale de la machine synchrone

Une machine dans laquelle la relation suivante est maintenue pour son bon fonctionnement est appelée une machine synchrone (la machine peut fonctionner en génératrice ou en moteur) [9] :

$$N_s = \frac{60f}{p} \quad (1.13)$$

Où N_s est la vitesse de synchronisme en [tr/min], f est la fréquence et p le nombre de paires de pôles de la machine.

Lorsque la machine fonctionne en générateur, elle doit fonctionner à vitesse synchrone (N_s) pour générer la puissance à une certaine fréquence f , appelée fréquence industrielle. En Algérie, sa valeur est de 50 Hz, alors qu'aux États-Unis, elle est maintenue à 60 Hz. Lorsque la machine fonctionne en moteur, elle ne peut tourner qu'à vitesse synchrone (N_s).

Par conséquent, une machine synchrone (générateur ou moteur) est une machine qui ne fonctionne qu'à vitesse synchrone et maintient la relation (1.13).

1.4.4 Principes de base

Une machine synchrone est une machine électromécanique qui convertit l'énergie mécanique en énergie électrique (Alternateur) ou inversement (Moteur synchrone). Les deux lois principales qui décrivent ces phénomènes de conversions sont [9] :

La loi de *Lenz-Faraday* et la loi de l'interaction entre le moment magnétique et le champ magnétique.

- **Loi de *Lenz-Faraday***: elle concerne la production de la force électromotrice e , c'est-à-dire la f.é.m. induite dans un conducteur lorsqu'il est traversé par un flux magnétique Φ (voir la figure 1.3). Pour un nombre de spires N la loi s'écrit :

$$e = -N \frac{d\Phi}{dt} \quad (1.14)$$

- **Loi d'interaction** : À chaque dipôle magnétique est associé un moment magnétique \vec{M} . En présence d'un champ magnétique \vec{B} , ce dipôle va être soumis à un couple \vec{T} (voir la figure 1.4) [14]. La relation est la suivante :

$$\vec{T} = \vec{M} \wedge \vec{B} \quad (1.15)$$

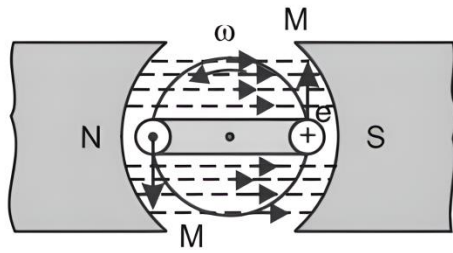


Figure 1.3 Mode générateur

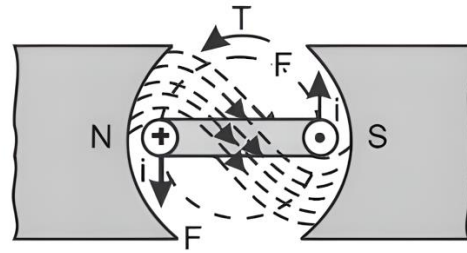


Figure 1.4 Mode moteur

1.4.5 Classification des machines synchrones

Les machines synchrones peuvent être classées selon la nature de leur excitation (bobinage ou aimants permanents) et par leur rapport de saillance qui est donné par [10]:

$$\xi = L_d/L_q \quad (1.16)$$

Où L_d est l'inductance sur l'axe directe et L_q est l'inductance sur l'axe en quadrature.

Le classement des machines synchrones est indiqué dans la figure 1.5 [10].

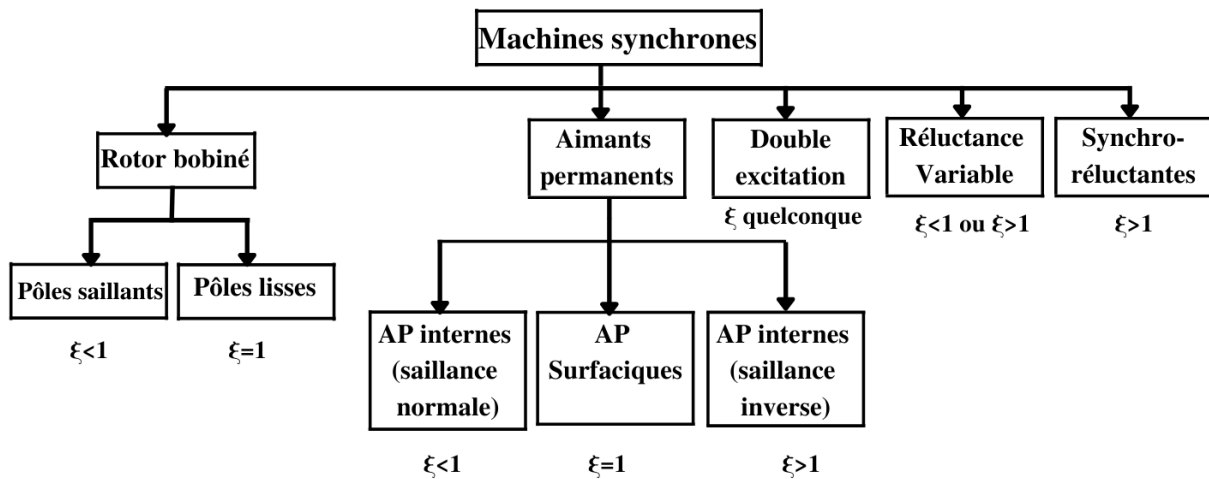


Figure 1.5 Classification des machines synchrones

1.4.6 Les composants de la machine synchrone

La machine synchrone est composée de [9]:

1.4.6.1 Stator

Le stator est la partie fixe externe de la machine il est formé d'un circuit magnétique feuilleté portant un enroulement réparti dans des encoches. Ce bobinage

constitue l'induit de la machine car il est le siège de forces électromotrices induites par le champ tournant. Il est constitué de:

- **Châssis du stator** : C'est le corps extérieur de la machine, il est fait en fonte et il protège l'intérieur de la machine. La fonte est utilisée en raison de sa grande résistance mécanique.
- **Noyau du stator** : Le noyau du stator est en fer doux. Il est composé d'emboutis isolés les uns des autres. Sa fonction est de fournir un chemin facile pour les lignes de force magnétiques et accueillir l'enroulement du stator.
- **Enroulement du stator** : Des fentes sont découpées sur la périphérie interne du noyau du stator dans lequel des enroulements sont placés. Le fil magnétique (fil émaillé) est utilisé comme matériau de bobinage.

1.4.6.2 Rotor

La partie rotative de la machine est appelée rotor. Du point de vue de la construction, il y a deux types de rotors bobinés : Rotor à pôles saillants et Rotor à pôles lisses.

- **Rotor à pôles saillants** : Les rotors à pôles saillants sont bien adaptés aux machines à nombre de paires de pôles élevés et à vitesse de rotation basse ou moyenne (alternateurs des centrales hydrauliques par exemple). Puisque la vitesse de ces machines est plutôt basse, pour avoir la fréquence requise il faut donc augmenter le nombre de pôles. Pour pouvoir intégrer un grand nombre de pôles, ces machines ont un diamètre important et une petite longueur.

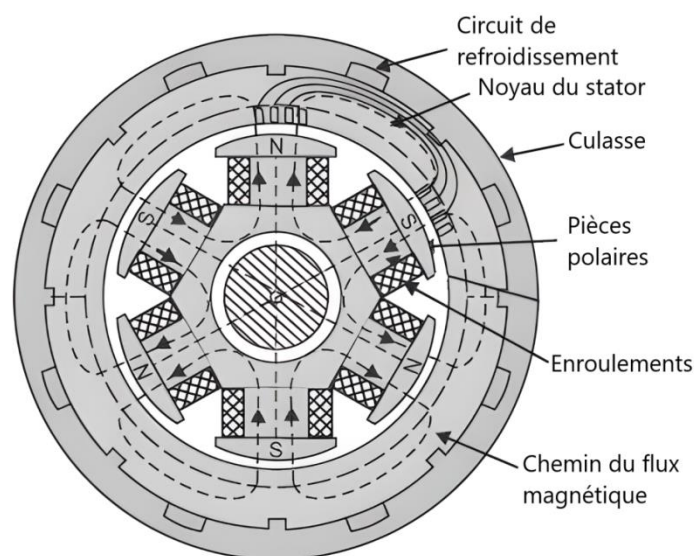


Figure 1.6 Alternateur avec rotor à pôles saillants

Par exemple, pour une vitesse de 200 tr/min (alternateur couplé avec une turbine à eau) le diamètre de la machine est de 14 m et sa longueur est de 1 m. La figure 1.7 montre les parties importantes du rotor à pôles saillants :

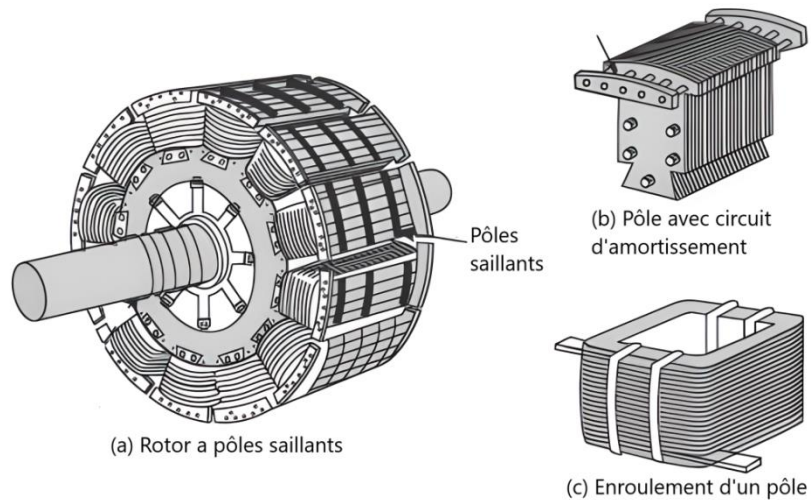


Figure 1.7 Composants du rotor à pôles saillants

- **Rotor à pôles lisses** : Les rotors à pôles lisses sont adaptés aux machines à faible nombre de paires de pôles (une ou deux) et à vitesse de rotation élevée (turboalternateurs des centrales classiques ou nucléaires par exemple)

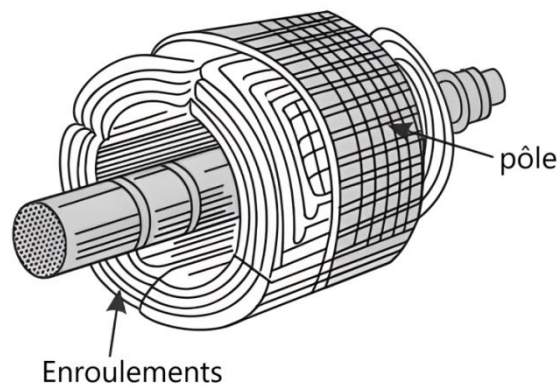


Figure 1.8 Rotor à pôles lisses

Remarque : Par la suite on s'intéressera seulement à l'alternateur à rotor bobiné à pôles saillants, car c'est celui qui est utilisé dans les centrales hydrauliques.

1.4.7 Amortisseur

Les machines à rotor bobiné sont souvent munies d'amortisseurs. Ce sont des barres de cuivre placées dans des encoches à la périphérie des pôles et reliées entre elles pour former une portion de cage ou une cage complète analogue à celle d'un moteur asynchrone, les amortisseurs s'opposent aux oscillations consécutives aux changements brusques de fonctionnement. Ils permettent également de démarrer la machine comme un moteur asynchrone. Dans les machines à rotor massif l'effet d'amortissement est obtenu par la circulation des courants de Foucault dans le rotor massif [7].

1.4.8 Circuit d'excitation

Quand le rotor est bobiné, il faut alimenter l'enroulement inducteur qu'il porte.

- **Excitation par une source de tension continue extérieure**

Une source de tension continue est réalisée classiquement par un redresseur branché sur le réseau pour un moteur ou sur sa sortie pour un alternateur. Un système de bagues et balais assure la liaison avec le rotor. Ce type de dispositif présente néanmoins des inconvénients, particulièrement à cause de la maintenance plus exigeante liée à la présence de contacts mobiles [7,9].

- **Excitation par un alternateur auxiliaire et un redresseur**

Pour éviter l'utilisation d'un système de bagues et balais, l'excitation peut être fournie par un alternateur inversé, c'est-à-dire dont l'induit est tournant, solidaire de l'arbre de la machine principale, et dont l'inducteur est fixe. Un redresseur à diodes placé sur la partie tournante alimente directement l'inducteur de la machine principale. Ce circuit est toutefois soumis à des contraintes mécaniques importantes, particulièrement lorsque la vitesse de rotation est élevée. Pour les machines branchées sur le réseau général, l'inducteur de l'alternateur auxiliaire est alimenté par un redresseur branché sur le réseau, mais ici, les diodes sont sur la partie fixe du système. Pour obtenir un ensemble autonome quand la machine principale est un alternateur qui n'est pas relié au réseau général, un troisième générateur synchrone fournit l'excitation de l'alternateur inversé. S'agissant d'une machine de petite puissance, un modèle à aimants convient pour cette tâche [7,9].

1.4.9 Fonctionnement de l'alternateur

Le rotor est entraîné par une turbine à une fréquence de rotation n . L'enroulement inducteur qu'il porte, parcouru par un courant continu i_f appelé courant d'excitation, crée une tension magnétique tournante d'entrefer à la fréquence de rotation n . Le champ tournant qui en résulte induit dans l'enroulement du stator un système triphasé équilibré de forces électromotrices dont la fréquence est, pour une machine à p paires de pôles [9] :

$$f_s = pn \quad (1.17)$$

Le rotor et le champ tournant ont la même vitesse de rotation Ω_s , qualifiée de ce fait de vitesse synchrone. La valeur efficace des forces électromotrices à vide est proportionnelle au flux utile par pôle φ , à la fréquence f_s (ou à la fréquence de rotation n) et au nombre de conducteurs actifs N d'une phase :

$$E_v = KNf_s\varphi \quad (1.18)$$

La constante K , fixée pour un alternateur donné, est appelée coefficient de Kapp. La relation entre le flux et le courant d'excitation n'est pas linéaire du fait de la saturation du circuit magnétique. La courbe qui représente la valeur efficace E_v des forces électromotrices à vide en fonction de l'intensité i_f du courant d'excitation est appelée caractéristique interne de la machine (voir figure 1.9). Elle n'est linéaire que dans un domaine limité. Quand l'alternateur est chargé, le système triphasé de courants qui circule dans l'induit crée une tension magnétique tournante d'entrefer ayant la même vitesse que la tension magnétique créée par l'inducteur : c'est le phénomène de réaction d'induit. La tension magnétique tournante résultante induit dans l'enroulement statorique un système triphasé équilibré de forces électromotrices diffère de celui qui est obtenu à vide. Pour les machines à pôles saillants, le problème se complique du fait que la réluctance du circuit magnétique dépend du décalage entre la tension magnétique tournante d'entrefer créée par l'induit et celle créée par l'inducteur. Il faut alors décomposer la réaction magnétique d'induit en une composante longitudinale et une composante transversale [7].

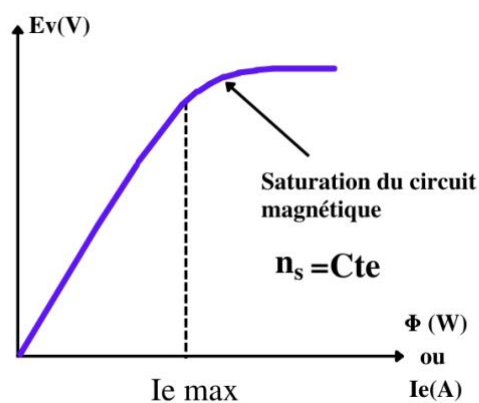


Figure 1.9 Exemple de caractéristique interne d'un alternateur

1.4.10 Bobinage du stator

La fonction principale du bobinage consiste à créer un champ tournant dont la forme peut être adaptée grâce à la répartition des conducteurs le long du stator. Une des autres fonctions du bobinage est de filtrer certains rangs d'harmoniques du flux à vide de façon à obtenir une F.É.M, soit sinusoïdale, soit trapézoïdale, en fonction du type de courant d'alimentation et ainsi permettre la création d'un couple de bonne qualité. Il existe une multitude de possibilités de bobiner une machine tournante. Les choix du bobinage sont lourds de conséquences sur les performances d'une machine et une analyse qualitative des bobinages conduit à une bonne évaluation des performances de la machine, ainsi qu'à l'observation des effets néfastes (couples parasites, augmentation des pertes) résultant de la création d'harmoniques d'espace par certains types de bobinage [11]. Nous distinguons plusieurs familles et plusieurs sous-familles qui permettent de classifier les différents types de bobinage rencontrés dans les machines tournantes alternatives :

- Distribué ou imbriqué à pôles conséquents ou non, raccourcis ou diamétral.
- Ondulé.
- Concentrique.

1.4.10.1 Bobinage imbriqué (distribué)

- **Bobinage imbriqué à simple couche (pas diamétral)**

Ce sont des enroulements à une couche avec bobines d'égale largeur. Toutes les bobines de ces enroulements ont la même forme et peuvent être fabriquées sur un gabarit unique, pour cette raison on les appelle encore enroulements de gabarit. Ces enroulements ont l'avantage : ils permettent de réaliser des raccourcissements du pas, mais comme dans tous les enroulements à une couche des difficultés apparaissent lors de la mise en place des parties frontales. En effet, dans les encoches l'enroulement est placé en une seule couche et dans les parties frontales, vu le croisement des conducteurs, il doit être placé dans deux ou plusieurs plans [11].

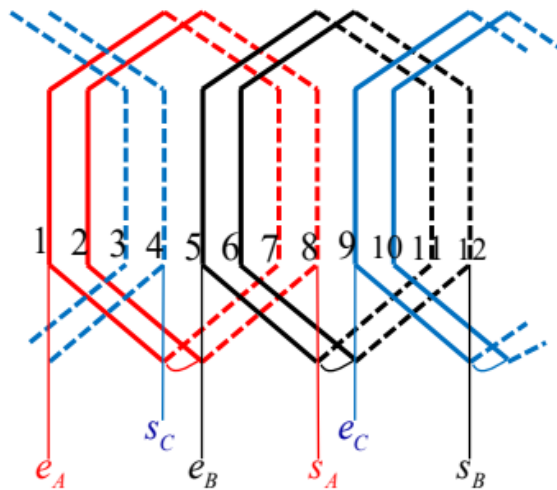


Figure 1.10 Bobinage imbriqué à simple couche

- **Bobinage imbriqué à double couche (pas raccourci)**

Ces bobinages sont très répandus, car ils ont l'avantage d'être réalisable avec des bobines égales (un seul moule pour former les bobines, calage des bobines plus homogène) sans avoir l'inconvénient du bobinage précédent [11].

En effet chaque bobine possède un faisceau situé dans la couche supérieure et un faisceau situé dans la couche inférieure, chacun des faisceaux occupant la mi-hauteur de l'encoche. Les têtes de bobines correspondant aux différents faisceaux de la couche supérieure s'éloignent hors du fer suivant des trajets parallèles, le passage d'une à l'autre se fait facilement au milieu des têtes de bobines [11].

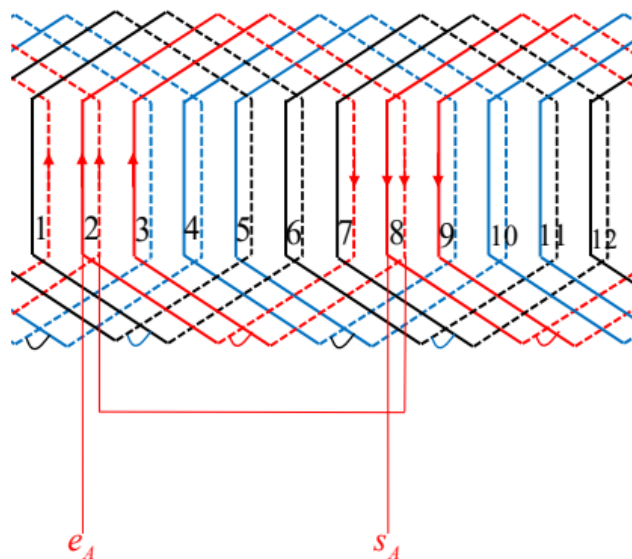


Figure 1.11 Bobinage triphasé à double couche

1.4.10.2 Bobinage ondulé

Comme le bobinage imbriqué, il s'agit d'un type d'enroulement habituellement fait à double couche. Dans ce type d'enroulement, les conducteurs qui occupent des places analogues sous deux pôles consécutifs sont connectés en série. Le circuit fait le tour du stator une ou plusieurs fois, sans revenir en arrière, en allant d'un pôle à l'autre. On nomme tronçon le circuit formé lorsque toutes les encoches d'une même phase contiennent un conducteur. Comme il s'agit d'un circuit à double couche, il est possible de superposer un deuxième tronçon au premier, mais ceci doit se faire en sens inverse [9,11].

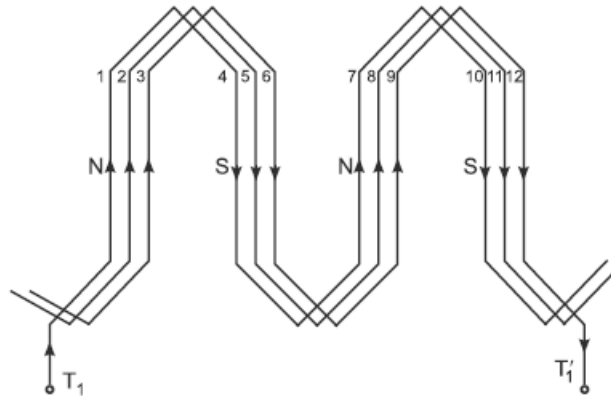


Figure 1.12 Bobinage ondulé

1.4.10.3 Bobinage concentrique

Le bobinage concentrique constitue le type de bobinage le plus généralement utilisé dans la fabrication de bobinage à simple couche. Comme dans l'enroulement imbriqué à simple couche, chaque bobine occupe et remplit deux encoches. La différence réside dans le fait que les bobines au lieu d'être toutes identiques et décalées d'une encoche les unes par rapport aux autres, sont à l'intérieur d'une phase, de dimensions différentes et placées les unes autour des autres [9,11].

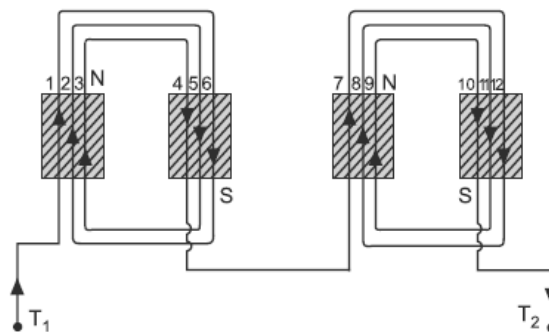


Figure 1.13 Bobinage concentriques

1.4.10.4 Facteur de bobinage

Dans la pratique, pour différentes raisons (facilité de construction, réduction des harmoniques, ...), on ne dispose pas la totalité de l'enroulement d'une même phase du stator dans deux encoches diamétralement opposées. Ce qui entraîne une réduction de la *f.é.m.* par rapport à la valeur théorique, donc elle doit être corrigée par un facteur de bobinage qui dépend de la distribution (répartition), de raccourcissement et d'inclinaison des encoches [11,12]. Le facteur de bobinage k_W peut être calculé par la formule suivante :

$$k_W = k_d k_r k_i \quad (1.18)$$

k_d : Le facteur de distribution

k_r : Le facteur de raccourcissement

k_i : Le facteur d'inclinaison

Remarque : On reparlera plus en détail des facteurs de bobinage dans le chapitre suivant.

1.4.11 Isolation

L'isolation entre conducteurs, enroulements et circuits magnétiques peut être réalisée avec plusieurs types de matériau. Auparavant on employait des matériaux tels que le papier ou le coton, imprégnés ou non d'huile. Les progrès dans le domaine de la chimie nous permettent d'avoir toute une gamme de produits synthétiques entre lesquels on choisit en fonction des caractéristiques isolantes et thermiques souhaitées. Par exemple le nylon, l'époxy, le polyester ou le polyvinyle. Ces matériaux sont regroupés en classes selon leur température maximale d'utilisation. Les vernis utilisés pour couvrir les fils ronds doivent rester flexibles. Suivant l'épaisseur du vernis on peut avoir des fils isolés simples, double ou triple couche, le double couche étant le plus utilisé [13].

1.5 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons pu survoler l'ensemble des sujets importants qui concerne notre travail.

D'abord une vue d'ensemble sur l'hydroélectricité et la centrale hydroélectrique, on a pu voir son fonctionnement et les éléments qui la compose. Ensuite un rappel des notions fondamentales de l'électromagnétisme, on a pu parler des équations de *Maxwell* sous leurs différentes formes et leurs importances dans le domaine de la conception des machines électriques.

Enfin une description de la machine synchrone a été faite, on a pu voir son principe de fonctionnement, les différents types de machines synchrones, leurs constitutions et les différences entre elles.

CHAPITRE 2 :
Méthodologie De Conception
De L'Alternateur

2 CHAPITRE 2 : Méthodologie de Conception de l'Alternateur

2.1 Introduction

Les Alternateurs sont constitués d'un rotor (pièce mobile) équipé de pôles magnétiques, de dilatations polaires présentes en nombre pair compris entre 2 et 20 (paires de pôles). Sur ces extensions se trouvent deux enroulements alimentés par un courant continu opposé qui servent à générer les deux pôles du champ magnétique. Enfin, le courant est généré par une batterie externe connectée par des contacts glissants (brosses). La partie fixe de chaque modèle d'alternateur s'appelle un stator; sur elle se trouvent les enroulements où la tension est générée.

L'interaction entre le champ magnétique et le courant circulant dans les enroulements de la machine est la base du principe de fonctionnement de l'alternateur. L'ensemble du concept global de la machine doit inclure les dimensions des enroulements, du circuit magnétique, du circuit d'excitation et du système de refroidissement. Donc, l'accent sera mis sur les deux premiers composants de la machine uniquement. Dans le présent chapitre, nous commencerons par décrire les différents circuits de la machine. Nous présenterons ensuite une technique de dimensionnement qui combine les travaux de Radaorozandry [15] et la conception des machines électriques tournantes de Pyrhönen et al. [16]. L'objectif final est de développer un modèle analytique fiable que l'on pourra utiliser ultérieurement dans la boucle d'optimisation.

2.2 Bobinage de l'alternateur

Dans l'alternateur il existe plusieurs types de configurations et de connexions pour les différents enroulements. Les groupes d'enroulements suivants peuvent être distingués :

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

Chacun de ces enroulements a une fonction bien définie. Ils interagissent les uns avec les autres en fonction du régime de l'alternateur. Dans ce qui suit nous trouverons une courte description des différents circuits d'un alternateur, de leurs fonctions et les principales grandeurs qui les caractérisent.

2.2.1 Bobinage du circuit de champ

La magnétisation du circuit magnétique se fait en injectant un courant continu dans les enroulements du rotor à pôles saillants, ce courant est injecté à l'aide de balais et d'un collecteur à bague tournante. Le flux magnétique produit circule des pôles du rotor vers le stator, et revient en même temps vers le rotor en traversant les enroulements du stator, on peut voir dans la figure 2.1 le chemin du flux magnétique représenté par des courbes de potentiels, ce chemin forme le circuit magnétique de l'alternateur [18].

La figure 2.2 montre les pôles saillants du rotor avec l'emplacement des axes direct (ou polaire) et de quadrature (ou interpolaire) de l'alternateur.

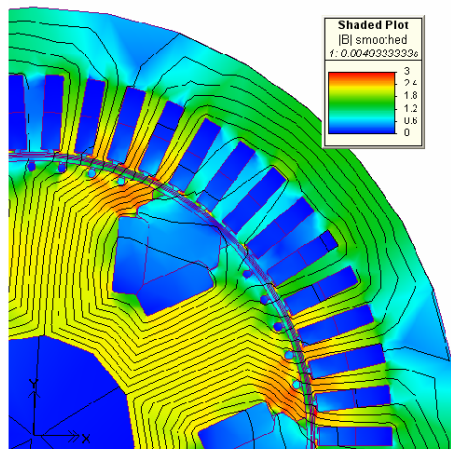


Figure 2.1 Flux magnétique dans l'alternateur

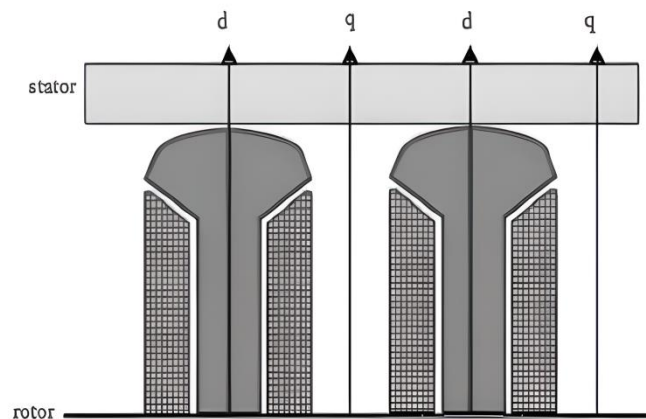


Figure 2.2 Deux pôles d'une machine synchrone avec les axes d et q

Les Ampères-tours θ sont générés par les enroulements du rotor lorsque ceux-ci sont alimentés par un courant continu. La chute de potentiel magnétique d'entrefer U_m^δ représente la partie de ces Ampères-tours qui a été consommée dans l'entrefer, elle 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 2.3 [18].

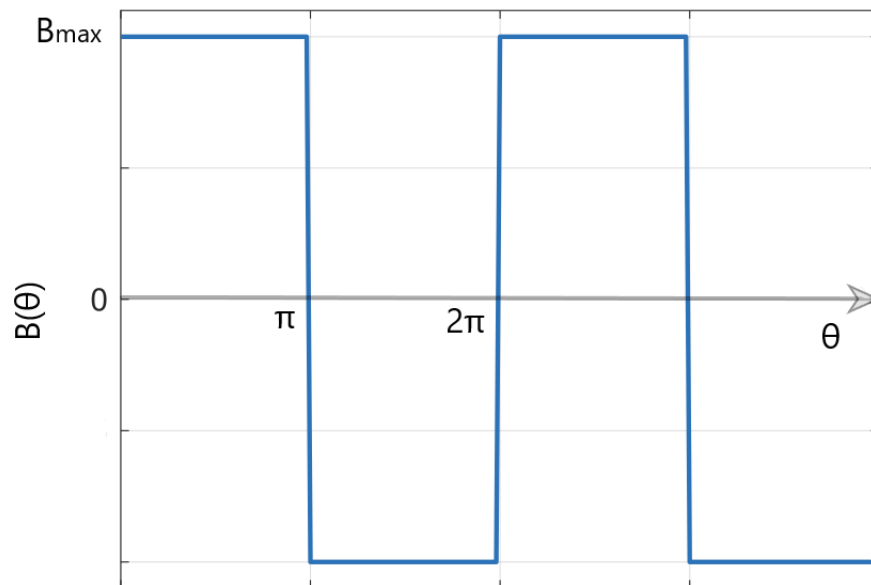


Figure 2.3 Induction à l'entrefer dans le cas d'une spire unique

2.2.2 Schéma de bobinage

Il existe cinq principaux schémas pour bobinage du stator des alternateurs [11] :

- 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 :

- de la qualité de la tension d'armature et des fluctuations de vitesse (les harmoniques);
- du coût de fabrication (la quantité de cuivre utilisé);
- du rendement (chutes ohmiques et flux de fuite);
- du refroidissement des connexions;
- de la facilité de mise en œuvre et de l'isolation.

Par conséquent le choix du schéma est très important. Le schéma le plus utilisé pour les machines de faible puissance est le bobinage imbriqué raccourci à double couche (figure 2.4) car il permet de réaliser des bobines identiques avec une répartition régulière des têtes de

bobines [17]. En plus, il autorise n'importe quel pas de bobinage. C'est donc ce schéma qui sera retenu pour le bobinage du stator.

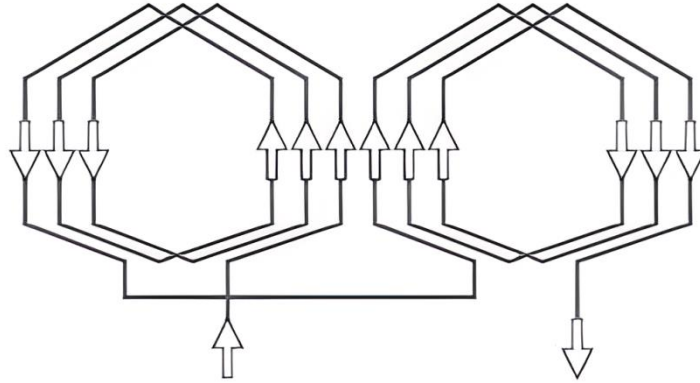


Figure 2.4 Schématisation d'un bobinage imbriqué raccourci à pôles non consécutifs

2.2.3 Bobinage du stator

Le bobinage du stator est généralement triphasé symétrique, le pas polaire τ_p , représente la longueur d'arc attribué uniformément à chaque pôle de la machine, il est exprimé par la relation suivante :

$$\tau_p = \frac{\pi D}{2p} \quad (2.1)$$

Le pas entre chaque zone de phase s'écrit comme suit :

$$\tau_v = \frac{\tau_p}{m} \quad (2.2)$$

Le nombre de zones est égal à $2pm$. Q est le nombre d'encoches total, le nombre d'encoches dans chaque zone, correspond au nombre d'encoches par pôle et par phase de la machine, il est identifié par le terme q_s :

$$q_s = \frac{Q}{2pm} \quad (2.3)$$

La figure 2.5 montre la division de la périphérie de la machine en zones de phases positives et négatives pour un alternateur triphasé $m = 3$ à deux paires de pôles $p=2$. Les

zones de phase des trois phases sont distribuées de manière symétrique, donc les zones de phase des phases A, B et C sont situées dans la machine à une distance de 120° électrique.

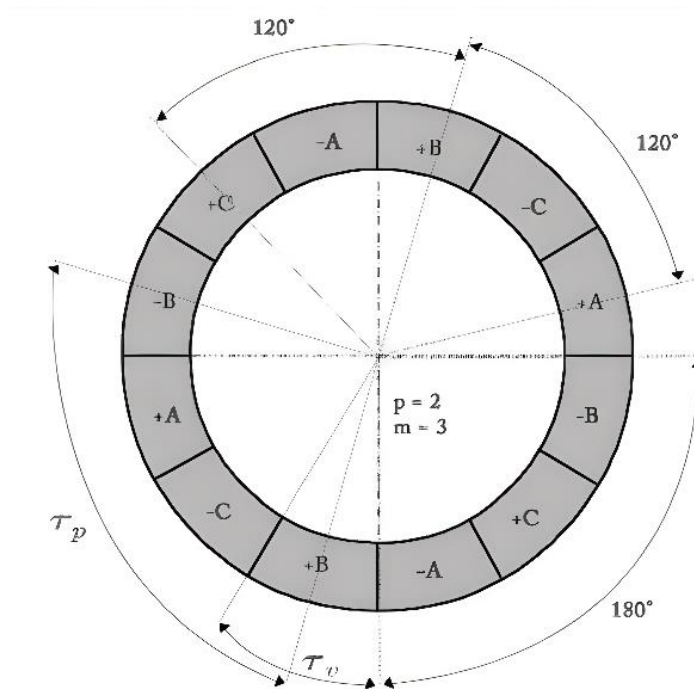


Figure 2.5 Division de la périphérie d'une machine triphasée à 2 paires de pôles en zones de phases

Le nombre q_s est un nombre entier dans la majorité des alternateurs de faible puissance. Cependant, il existe un type d'enroulement où le nombre q_s n'est pas un entier. Dans ce travail, l'étude sera portée seulement sur le type régulier (q_s entier), car il est plus simple à mettre en œuvre et s'adapte parfaitement à la machine de faible puissance.

Les Ampères-tours créés à l'entrefer sont de forme quasi-sinusoïdale, cela est dû à la distribution uniforme du bobinage triphasé de l'alternateur dans les encoches du stator. On définit le pas complet de bobinage, exprimé en nombre d'encoches :

$$y_Q = \frac{Q}{2p} \quad (2.4)$$

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

$$\alpha_u = \frac{360^\circ p}{Q} \quad (2.5)$$

2.2.4 Bobinage imbriqué à pas raccourci

En raison de la distribution diamétrale des enroulements d'armature de l'alternateur dans les encoches de la surface du stator, le flux magnétique traversant les enroulements n'interagit pas avec toutes les bobines en même temps, mais avec un certain déphasage. Par conséquent, la f.é.m. de l'enroulement d'induit n'est pas directement calculée à partir du nombre de tours de bobine par phase T_{ph} car il faut introduire le coefficient de bobinage K_{wv} correspondant à l'harmonique considérée. La f.é.m. est calculée par la loi de Faraday :

$$E_m = -T_{ph}k_{w1} \frac{d\phi}{dt} = -\frac{d\Psi}{dt} \quad (2.6)$$

De cette équation on peut voir que le facteur de bobinage indique la capacité de l'enroulement à produire des harmoniques. Ce facteur doit être pris en compte lors de la conception des enroulements afin que le taux d'harmoniques de la f.é.m. induite réponde aux critères spécifiés par le client.

Concernant le bobinage imbriqué à pas raccourci, les deux coefficients pris en compte sont [11,12] :

- **Le coefficient de distribution :** Il tient compte de la répartition spatiale des bobines dans les encoches du stator et du déphasage en tension occasionnée par cette répartition. Pour l'harmonique spatial v le coefficient de distribution est donnée par :

$$k_{dv} = \frac{\sin(v \frac{q\alpha_u}{2})}{q_s \sin(v \frac{\alpha_u}{2})} \quad (2.7)$$

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

$$k_{d1} = \frac{1}{2q_s \sin(\frac{\pi/6}{q_s})} \quad (2.8)$$

- **Le coefficient de raccourcissement :** Il prend en compte le fait que le pas de bobinage réel y est inférieur au pas de bobinage complet y_Q . Pour l'harmonique v , le coefficient de raccourcissement est donné par:

$$k_{rv} = \sin(v \frac{y \pi}{y_Q 2}) \quad (2.9)$$

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

$$k_{r1} = \sin\left(\frac{y}{y_Q} \frac{\pi}{2}\right) \quad (2.10)$$

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

$$k_W = k_d k_r = \frac{\sin\left(\frac{y}{y_Q} \frac{\pi}{2}\right)}{2q_s \sin\left(\frac{\pi}{6}\right)} \quad (2.11)$$

2.2.5 Bobinage du circuit amortisseur

Le circuit amortisseur des machines synchrones est composé de barres court-circuitées et insérées à la surface des pôles saillants du rotor. La figure 2.6 montre le circuit amortisseur d'une machine synchrone à pôles saillants, où on peut voir les barres court-circuitées.

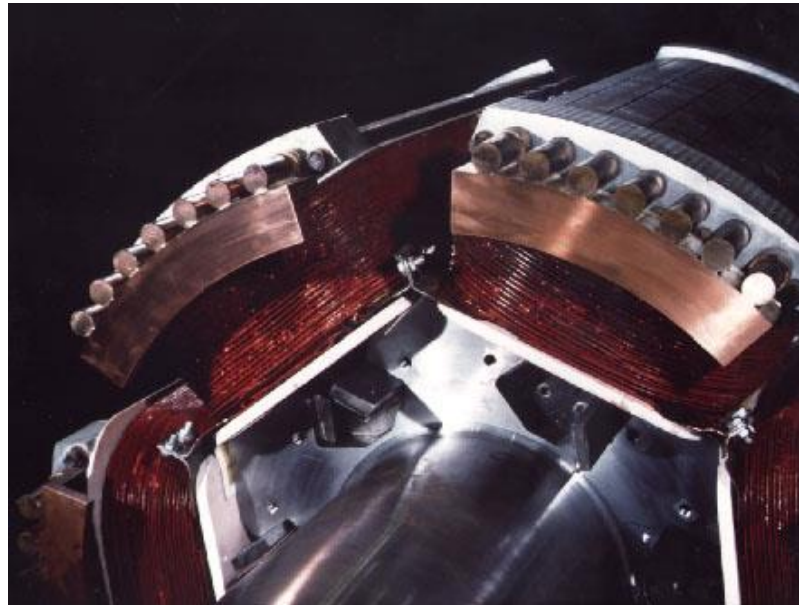


Figure 2.6 Circuit amortisseur d'une machine synchrone à pôles saillants

La cage d'amortisseur absorbe les variations de couple (stabilisation de la vitesse de rotation instantanée) causé par une brusque variation de la charge et agit en cas de charge asymétrique (une des phases interrompues) ou en cas de court-circuit. Il simplifie également la mise et le maintien en synchronisme de plusieurs alternateurs (amortissement des oscillations de phase entre alternateurs). L'enroulement amortisseur absorbe également les

variations de couple mécanique (c'est moins nécessaire en cas de turbine qui produit un couple constant) [7].

Dès lors que l'alternateur fonctionne en mode stable, aucun champ variable n'est produit dans le rotor puisque l'alternateur fonctionne en mode synchrone.

Il est très difficile de faire une conception précise du circuit d'amortissement à cause de son fonctionnement complexe. C'est pour cela qu'on utilise pour sa conception des modèles analytiques et une vérification des résultats à l'aide de la méthode des éléments finis [18].

Cependant, on peut 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 en stator afin d'éviter les pulsations de flux et le bruit. De plus, étant donné que le rotor des alternateurs 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. 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. L'anneau est généralement fait du même matériau que les barres [16].

2.3 Dimensionnement du circuit magnétique

Le circuit magnétique d'une génératrice se compose d'une zone de matériau ferromagnétique et d'une zone d'air. Tous les bobinages de la machine contribuent plus ou moins à l'aimantation du circuit magnétique. En général, il y a autant de circuits magnétiques 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.

Le dimensionnement du circuit magnétique est basé sur l'analyse de la densité de flux B et l'intensité du champ magnétique H le long d'un chemin bien défini. La loi d'Ampère est utilisée pour le dimensionnement du circuit magnétique [18]. La force magnétomotrice (F.M.M) F_m est ainsi évaluée comme suit :

$$F_m = \oint_C \underline{H} \cdot d\underline{l} = \sum i = \theta \quad (2.12)$$

Dans la conception primaire du circuit magnétique, seuls les enroulements destinés à la magnétisation de la machine sont prises en compte dans l'analyse ; c'est-à-dire la machine est analysée à vide, car pour une machine fonctionnant à des facteurs de puissance proches de

l'unité, le régime à vide montre les valeurs les plus élevées du flux magnétique. On considère donc ce cas d'études comme le pire des cas en termes de choix dimensionnels basés sur les limitations d'induction imposées par les matériaux ferromagnétiques. L'influence du circuit d'induit, c'est-à-dire la réponse d'induit, est pris en compte ultérieurement lors de l'évaluation du fonctionnement de la machine. L'objectif final est de résoudre l'équation des potentiels magnétiques dans les différentes parties de la machine et d'évaluer à la fin la force magnétomotrice correspondant à la somme $\sum U_{m,i}$ [18].

$$U_{m,i} = \oint_c \underline{H}_i \cdot d\underline{l} \quad (2.13)$$

Partant de là, nous pouvons en déduire le courant de champ et le nombre de spires des bobines du circuit de champ. Cette tâche est effectuée directement après le dimensionnement du circuit magnétique. Dans cette partie, nous introduisons les équations de dimensionnement du rotor et du stator d'un alternateur 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).

Ensuite on définit les variables d'entrée du dimensionnement qui vont servir ultérieurement comme variables d'optimisation du modèle analytique. Ces variables sont présentées dans le tableau 2.1.

Tableau 2.1 Variables d'entrée du dimensionnement de la alternateur à pôles saillants

Variables	Symboles	Unités
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 de l'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	%

2.1.1 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:

- Des critères d'encombrement
- 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 ; ses limites sont imposées par le client dans le cahier des charges. Quant à l'influence des forces centrifuges et vibratoires, on utilise le ratio de la longueur effective de la machine au diamètre à l'entrefer :

$$\chi = \frac{l_{fe}}{D} \quad (2.14)$$

Pour une machine synchrone ayant plus d'une paire de pôle, la valeur de χ est donnée par [16]:

$$\chi \approx \frac{\pi}{4p} \sqrt{p} \quad (2.15)$$

2.3.1 Dimensionnement de l'entrefer

La longueur de l'entrefer a une influence considérable. En principe, plus l'entrefer est petit plus le courant de magnétisation est faible, 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.

La taille de l'entrefer est principalement déterminée par la réaction d'induit maximale admissible. Il faut donc s'assurer que la réaction d'induit (flux généré par la force magnétomotrice du circuit d'induit) ne réduise pas considérablement la densité de flux d'un pôle magnétique. Pour réaliser cette condition, la force magnétomotrice du circuit de champ doit être supérieure à celle du circuit d'induit [16]. Cette condition est donnée comme suit :

$$\frac{B_{\delta m}}{\mu_0} \delta k_C \geq \frac{1}{2} \alpha_{MS} \tau_p A_s \quad (2.16)$$

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

$$\delta \geq \frac{1}{2} \alpha_{MS} \mu_0 \tau_p \frac{A_s}{B_{\delta m}} = \gamma \tau_p \frac{A_s}{B_{\delta m}} \quad (2.17)$$

Où le coefficient γ (tableau 2.2) comprend la largeur relative des becs des pôles α_{MS} , μ_0 et la constante 1/2.

Tableau 2.2 Coefficient γ pour différents types d'entrefer de la machine synchrone à pôles saillants [16]

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	$\gamma = 4 \times 10^{-7}$

2.3.2 Dimensionnement du stator

On peut voir à la figure 2.7 la géométrie de base du stator de l'alternateur. 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.

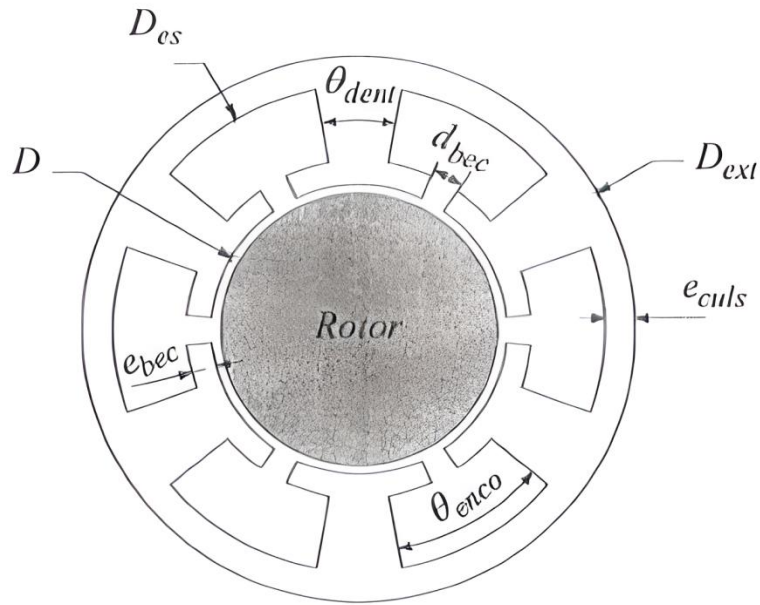


Figure 2.7 Géométrie de base du stator de l'alternateur

Le calcul des dimensions du stator est basé sur la loi de conservation du flux (1.4) et le théorème d'Ampère (1.6).

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 :

$$\theta_{pas} = \theta_{dent} + \theta_{enco} = \frac{2\pi}{Q} \quad (2.18)$$

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

$$\theta_{dent} = \alpha_i \beta \frac{B_{\delta m}}{B_{dm}} \quad (2.19)$$

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 :

$$k_{es} = \frac{\theta_{enco}}{\theta_{pas}} \quad (2.20)$$

Le rôle des becs aux extrémités des dents est très important. Ils servent de supports aux bobines logées dans les encoches et aussi à concentrer le flux provenant de l'entrefer dans les dents [15]. L'épaisseur des becs e_{bs} est calculée comme suit:

$$e_{bs} = k_{bs} \frac{\pi D k_{es} B_{\delta m}}{Q 2 B_{bsm}} \quad (2.21)$$

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

$$d_{bs} = k_{es}(1 - k_{bs}) \frac{\pi D}{Q} \quad (2.22)$$

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 :

$$D_{es} = \sqrt{(D + 2e_{bs})^2 + \frac{4A_s(D + 2e_{bs})}{J_s \alpha_s k_{es}}} \quad (2.23)$$

En appliquant la conservation du flux entre l'entrefer et la culasse on obtient l'épaisseur de la culasse du stator e_{cs} . 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 [15]. On obtient donc :

$$e_{cs} = \beta \frac{\pi D B_{\delta m}}{4p B_{csm}} \quad (2.24)$$

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

$$D_{ext} = D_{es} + 2e_{cs} \quad (2.25)$$

2.3.3 Dimensionnement du rotor

La figure 2.8 montre la géométrie de base du rotor de l'alternateur. Le rotor est composé de pôles avec des becs à leur extrémité et d'une culasse. Le rotor est alésé pour limiter la dispersion du flux et pour le couplage avec l'arbre de transmission.

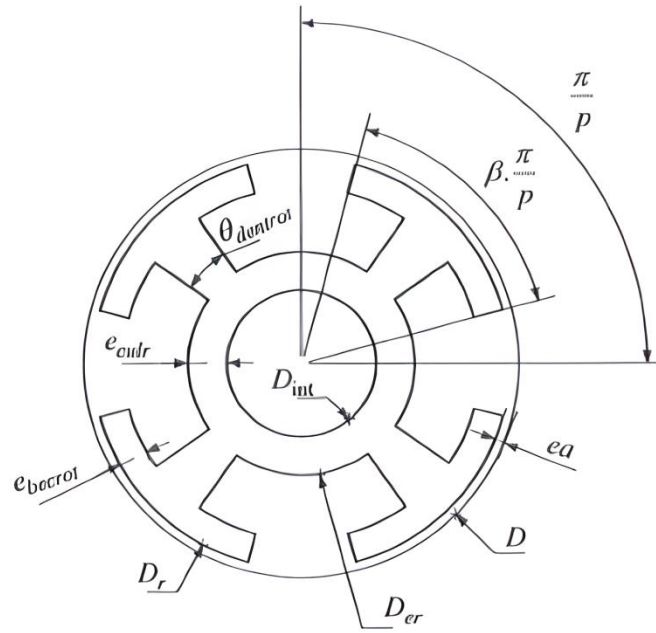


Figure 2.8 Géométrie de base du rotor de l'alternateur

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 :

$$D_r = D - 2\delta \quad (2.26)$$

La largeur des pôles du rotor θ_p est déterminée par :

$$\theta_p = \beta \frac{\pi B_{\delta m}}{p B_{pm}} \quad (2.27)$$

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

$$k_{pr} = 1 - \frac{B_{\delta m}}{B_{pm}} \quad (2.28)$$

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 :

$$e_{br} = \beta \frac{\pi D k_{pr} B_{\delta m}}{2p B_{brm}} \quad (2.29)$$

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. Le diamètre de fond d'encoches D_{er} est ainsi égal :

$$D_{er} = \sqrt{(D_r + 2e_{br})^2 + \frac{4A_r(D_r + 2e_{br})}{J_r \alpha_r k_{pr}}} \quad (2.30)$$

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

$$e_{cr} = \beta \frac{\pi D B_{\delta m}}{4p B_{crm}} \quad (2.31)$$

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

$$D_{int} = D_{er} + 2e_{cr} \quad (2.32)$$

2.4 Dimensionnement des enroulements

Comme vu précédemment dans ce chapitre (section 2.2), la configuration des différents enroulements de la machine est comme suit [18] :

- L'enroulement du circuit d'induit doit être un enroulement imbriqué à pas raccourci. Le bobinage imbriqué nécessite la présence de deux bobines par encoche. Par conséquent, nous devons évaluer le nombre de spires de chaque bobine et identifier le type de conducteur à utiliser en référence à la norme AWG. Toutes les bobines de la même phase seront connectées en série, il n'y aura donc qu'un seul circuit parallèle.
- L'enroulement du circuit de champ est consisté en des bobines enroulées autour des pôles et connectés en série. Elles seront alimentées par un courant de champ continu qu'il faudra déterminer. Il faut aussi évaluer le nombre de tours de chaque bobine de champ et identifiez le type de conducteur à utiliser en vous référant au Norme AWG (American Wire Gauge).
- Pour le dimensionnement des enroulements du circuit amortisseur, on se basera essentiellement sur les principes établis à la sous-section 2.2.5 et sur l'analyse par éléments finis.

2.4.1 Bobinage du stator

On doit d'abord déterminer le nombre de tours des bobines par phase T_{ph} requis. Pour cela, 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 efficace du fondamental de la tension induite à vide U_1 . Dans le cas de l'alternateur, on a [16] :

$$E_m \approx 1.03 - 1.06U_1 \quad (2.33)$$

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

$$E_m \approx 1.2 - 2U_1 \quad (2.34)$$

Le nombre de spires par phase est l'entier de la valeur donné par :

$$T_{ph} = \frac{\sqrt{2}E_m}{\omega k_w \alpha_i B_{\delta m} \tau_p l_{fe}} \quad (2.35)$$

La valeur obtenue par l'équation (2.35) doit être arrondie au plus proche. Par la suite on calcule le nombre de conducteurs par encoches z_Q , sachant que le nombre de circuits parallèles est $a = 1$ et que le nombre de phases est $m = 3$. On a :

$$z_Q = \frac{2am}{Q} T_{ph} \xrightarrow{a=1 \text{ et } m=3} z_Q = \frac{6}{Q} T_{ph} \quad (2.36)$$

Le nombre de conducteurs par encoches doit être un nombre pair car le bobinage est imbriqué et à double couche. Si le résultat n'est pas pair il suffit de soustraire 1 de la valeur obtenue par l'équation (2.36) et on recalcule le nombre de tours de bobines par phase avec la même équation.

Ensuite on calcule la section des conducteurs à utiliser afin de respecter le critère de densité de courant imposé. D'abord on évalue la valeur du courant nominal efficace du stator avec :

$$I_s = \frac{P \cos \varphi}{m U_s^{ph}} \quad (2.37)$$

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

$$S_{cu}^s = \frac{I_s}{aJ_s} \quad (2.38)$$

La section des fils de cuivre qui constitue le bobinage des petites machines est circulaire. Le facteur de remplissage α_s , qui prend en compte l'isolation dans le câble et l'isolation de l'encoche, dépend grandement de la qualité de l'assemblage du bobinage et varie entre 60 et 90% [16]. Après avoir déterminé la section des conducteurs et connaissant celle des encoches du stator S_{enc}^s , il ne manque plus qu'à vérifier que le coefficient de remplissage α_s qui est donné par :

$$\alpha_s = \frac{z_Q S_{cu}^s}{S_{enc}^s} \quad (2.39)$$

Respecte bien les conditions d'espacement cité auparavant. Sinon, il faut diminuer la section des conducteurs. La section des fils conducteurs est normalisée dans le standard AWG. La section obtenue par (2.38) est en m^2 , tandis que la norme répertorie les tailles de conducteurs en unité *cmils*. Le facteur de conversion est le suivant :

$$1[m^2] \cong 5.066 \times 10^{10}[cmils] \quad (2.40)$$

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

$$T_{bob}^s = \frac{z_Q}{2} \quad (2.41)$$

2.4.2 Bobinage du rotor

Pour dimensionner les bobines du rotor, il faut au préalable évaluer les Ampères-tours nécessaire pour produire la force magnétomotrice. Pour cela on se basera sur le modèle à réluctance de la machine synchrone. Ce modèle est construit à l'aide des connaissances sur la géométrie et sur le trajet du flux magnétique dans le circuit magnétique de la machine [15]. Pour calculer les réluctances on utilise les dimensions géométriques d'une partie du circuit magnétique de la machine. Afin de calculer la géométrie de certains composants du circuit magnétique, des simplifications seront introduites. Par exemple, on ne tiendra pas compte des becs d'encoches pour calculer la réluctance d'une dent du stator. La figure 2.9 montre le réseau de réluctances du circuit magnétique correspondant à la moitié d'un pôle du rotor.

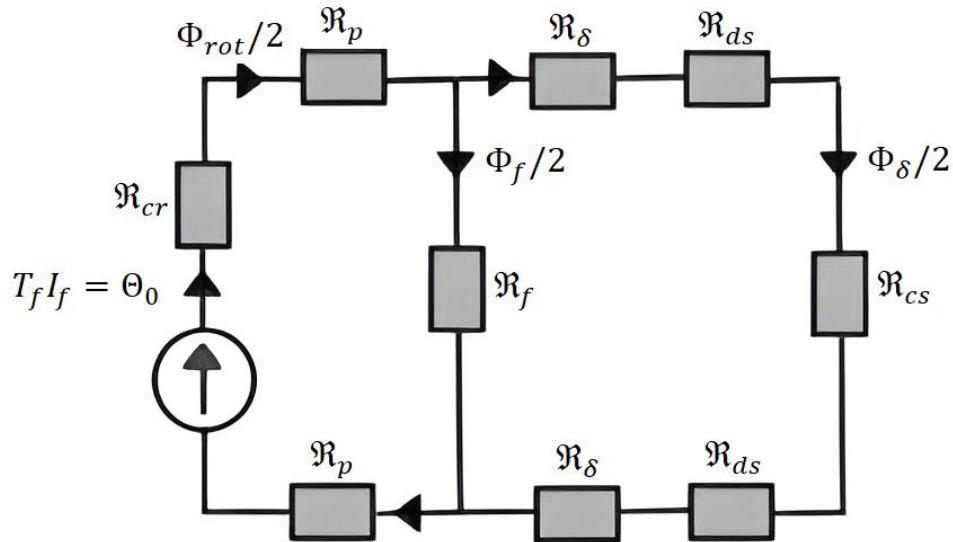


Figure 2. 9 Circuit de réductances de l'alternateur

Le calcul des réductances 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 :

$$\mathfrak{R}_m = \frac{l_m}{\mu_m S_m} \quad (2.42)$$

Ainsi les valeurs des réductances présentées dans le réseau de la figure 2.9 sont données par [15] :

- Réductance des dents du stator :

$$\mathfrak{R}_{ds} = \frac{(D_{es} - D)/2}{\mu_{ds} \frac{n_{\theta_{dent}} l_{fe} (D_{es} + D)}{4p}} \quad (2.43)$$

- Réductance de la culasse du stator :

$$\mathfrak{R}_{cs} = \frac{\frac{\pi}{Q} (D_{es} + e_{cs})}{\mu_{cs} (e_{cs} l_{fe})} \quad (2.44)$$

- Réluctance de l'entrefer:

$$\mathfrak{R}_\delta = \frac{k_c \delta}{\mu_0 \frac{\beta \pi D}{2 p} l_{fe}} \quad (2.45)$$

Le coefficient de Carter k_c permet de simplifier les calculs en définissant un stator homogène équivalent, dont le rayon r_c est légèrement plus grand que celui du stator réel avec les encoches [19]. Cette augmentation artificielle de l'entrefer permet de modéliser analytiquement la présence des ouvertures d'encoches statoriques. Il est approximé géométriquement par la relation suivante [15]:

$$k_c \approx \frac{\pi D / Q}{\pi D / Q - \frac{k_{bs}^2 (\theta_{enco} D / 2)^2}{5\delta + k_{bs} (\theta_{enco} D / 2)}} \quad (2.46)$$

- Réluctance des pôles du rotor:

$$\mathfrak{R}_p = \frac{(D_r - D_{er}) / 2}{\mu_p \frac{\theta_p l_{fe} (D_r + D_{er})}{2}} \quad (2.47)$$

- Réluctance de la culasse du rotor:

$$\mathfrak{R}_{cr} = \frac{\frac{\pi (D_{er} + e_{cr})}{2}}{\mu_{cr} (e_{cr} l_{fe})} \quad (2.48)$$

- Réluctance de fuite au rotor :

$$\mathfrak{R}_f = \frac{(1 - \beta) \frac{\pi}{p} (D_r + D_{er}) / 4}{\mu_0 l_{fe} (D_r - D_{er}) / 2} \quad (2.49)$$

- Réluctance totale du rotor:

$$\mathfrak{R}_{rotor} = \mathfrak{R}_{cr} + 2\mathfrak{R}_p \quad (2.50)$$

- Réluctance totale du stator:

$$\mathfrak{R}_{stator} = \mathfrak{R}_{cs} + 2\mathfrak{R}_{ds} \quad (2.51)$$

On remarque dans les équations précédentes (de (2.42) à (2.50)) que la valeur des réluctances dépend de la perméabilité relative μ . Pour un dimensionnement précis, il faut tenir en compte la caractéristique non-linéaire $B(H)$ des matériaux ferromagnétiques. Pour cela une méthode qui prendra en compte la saturation du circuit magnétique est proposée.

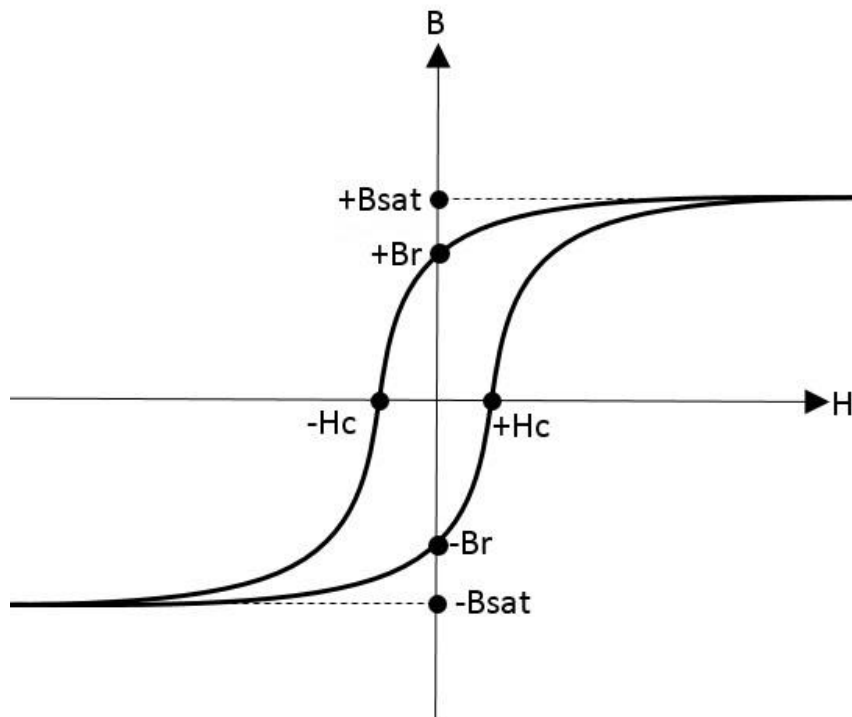


Figure 2.10 Courbe $B(H)$ d'un matériau ferromagnétique

D'abord on évalue l'intensité du champ magnétique dans les différentes parties du circuit magnétique. Après avoir choisi les matériaux magnétiques du rotor et du stator, on introduit numériquement leur courbe $B(H)$ dans le programme numérique de conception sur MATLAB. Ensuite, connaissant la valeur max de l'induction (voir tableau 2.1), on évalue l'intensité du champ magnétique H par le biais d'une interpolation spline cubique. Enfin, en utilisant $B=\mu H$, 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 :

$$\Phi_{\delta m} = \alpha_i \tau_p l_{fe} B_{\delta m} \quad (2.52)$$

Ensuite, en appliquant la loi des mailles et la loi des nœuds au circuit magnétique de la figure 2.9, on obtient le système d'équations suivant :

$$\mathfrak{R}_{rotor} \frac{\Phi_{rot}}{2} + \mathfrak{R}_f \frac{\Phi_f}{2} = \Theta_0 \quad (2.53)$$

$$(\mathfrak{R}_{stator} + 2\mathfrak{R}_\delta) \frac{\Phi_\delta}{2} - \mathfrak{R}_f \frac{\Phi_f}{2} = 0 \quad (2.54)$$

$$\Phi_\delta + \Phi_f = \Phi_{rot} \quad (2.55)$$

À partir de (2.54), on peut évaluer le flux de fuite au rotor comme suit:

$$\Phi_f = \frac{(\mathfrak{R}_{stator} + 2\mathfrak{R}_\delta)}{\mathfrak{R}_f} \Phi_\delta \quad (2.56)$$

On utilise (2.55) pour déterminer le flux au rotor. Enfin, on calcule les Ampères-tours à vide Θ_0 nécessaires à la production de la F.M.M à partir de (2.53).

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. Donc on doit vérifier l'égalité suivante :

$$U_m^{tot} = \Theta_0 = \sum i = T_f I_f \quad (2.57)$$

Puisque le courant de magnétisation a été établi comme variable de dimensionnement (voir tableau 2.1), le calcul va se porter sur le nombre de tours d'une bobine de champ T_f^{bob} en utilisant la relation suivante :

$$T_f^{bob} = \frac{\Theta_0}{I_f} \quad (2.58)$$

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

$$S_{cu}^r = \frac{I_f}{J_r} \quad (2.59)$$

Après avoir déterminé la section des conducteurs et connaissant l'espace entre pôles sous les becs du rotor $S_{enc,r}$, il ne manque plus qu'à vérifier le coefficient de remplissage α_r , qui est donné par :

$$\alpha_r = \frac{2T_f^{bob} S_{cu}^r}{S_{enc}^r} \quad (2.60)$$

2.5 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons pu voir les différentes étapes de conception et de dimensionnement de l'alternateur. On a montré l'importance du choix du schéma de bobinage pour les différents circuits de la machine. Dans le rotor, les pôles saillants sont enroulés de bobines connectées entre elles en série. Quant au stator, on a choisi le bobinage imbriqué à pas raccourci, car il est parfaitement adapté aux machines de faibles puissances. Le circuit d'amortissement est quant à lui constitué de barreaux encastrés dans les becs des pôles et court-circuités entre eux par un anneau de court-circuit.

Pour le dimensionnement du circuit magnétique, autrement dit le dimensionnement du noyau de fer, de l'entrefer, du stator et du rotor, une méthode a été précisée. Cette méthode est basée sur la loi de conservation du flux magnétique. Une géométrie de base est utilisée comme schéma pour le dimensionnement.

Après le dimensionnement du circuit magnétique, un schéma des réluctances d'un demi-pôle est introduit afin de pouvoir calculer la force magnétomotrice nécessaire pour le circuit. Afin d'avoir un dimensionnement précis la caractéristique non-linéaire de la courbe $B(H)$ des matériaux ferromagnétiques est prise en compte.

Enfin, la section des enroulements du stator et du rotor est calculée grâce à la résolution du système équation obtenu en appliquant la loi des mailles et la loi des nœuds au circuit de réluctances.

CHAPITRE 3 :

Optimisation Multi-objectif par Algorithme Génétique

3 Chapitre 3 : Optimisation Multi-objectif par algorithme génétique

3.1 Introduction

Les besoins croissants en énergie électrique ajoutée à la succession de crise économique et énergétique, ont poussé les chercheurs et les ingénieurs à trouver des solutions permettant de minimiser le coût de fabrication des machines et d'augmenter leur rendement [20].

L'une des méthodes les plus utilisée actuellement est l'optimisation multi-objectif par algorithme génétique (OMO), La résolution d'un problème d'optimisation consiste à explorer un espace de recherche afin de maximiser (ou minimiser) une fonction donnée. Dans la plupart des cas, un problème d'optimisation se divise en deux phases : recherche des solutions admissibles puis recherche de la solution à coût optimal parmi ces dernières, c'est à l'ingénieur ou au concepteur de choisir les solutions qui conviennent le plus au cahier des charges. Les algorithmes génétiques sont utilisés pour résoudre les OMO [20].

3.2 Algorithme génétique

L'algorithme génétique (AG) est un algorithme d'optimisation et de recherche basé sur la sélection naturelle et de la génétique. Il utilise une stratégie de sélection naturelle (survie du plus fort) avec un échange d'informations aléatoires mais structurés. Pour un problème dont on cherche la solution, un ensemble de solutions possibles est créé aléatoirement. On appelle cet ensemble la population. Les caractéristiques (ou variables à déterminer) sont alors utilisées dans des séquences de gènes qui seront combinées avec d'autres gènes pour former des chromosomes et après des individus. Chaque solution est associée à un individu, et cet individu est évalué et classifié selon sa ressemblance avec la meilleure, mais encore inconnue, solution au problème.

Tel que les systèmes biologiques soumis à des contraintes, les meilleurs individus de la population sont ceux qui survivent et ont une meilleure chance de se reproduire afin de transmettre une partie de leur héritage génétique à la génération suivante. La nouvelle génération, est alors créée en combinant les gènes des parents. On s'attend à ce que certains individus de la nouvelle génération soient meilleurs que leurs parents et donc qu'ils seront une meilleure solution au problème. La nouvelle génération est alors soumise aux mêmes critères de sélection, génère après ses propres enfants. Ce processus est répété plusieurs fois, jusqu'à ce que tous les individus possèdent le même héritage génétique. Les membres de cette dernière génération, qui sont différents de leurs ancêtres, possèdent de l'information génétique qui correspond à la meilleure solution au problème. L'algorithme génétique a été développé par *Holland* [21].

3.3 Terminologie de l'algorithme génétique

3.3.1 Chromosome

Le chromosome de l'algorithme génétique représente un ensemble de gènes qui codent les variables indépendantes. Chaque chromosome représente une solution possible au problème posé. Ces gènes peuvent être représentés en nombres binaires, réels, chaînes de caractères etc.

L'ensemble des chromosomes différents constituent une population. De nouvelles populations ou générations sont créées à l'aide d'opérateur tel que la sélection, l'hybridation (croisement) et la mutation des générations précédentes [22].

3.3.2 Sélection

La sélection suit le principe de la sélection naturelle, ou les individus les plus forts avec le plus haut niveau d'adaptation ont le plus de chance de survie et de procréation, donc la transmission de leurs gènes aux générations suivantes.

La sélection de ces individus est basée sur l'évaluation de certaines fonctions dites *fonctions d'évaluations*. Ces fonctions sont choisies suivant le problème traité, dans le cas d'une minimisation, les individus ayant les plus petites fonctions d'évaluation (et inversement pour une maximisation) ont le plus de chances, durant le processus de sélection, de s'hybrider (se reproduire) et donner naissance à une progéniture [22].

3.3.3 Hybridation (Croisement)

L'hybridation ou croisement ou bien encore la reproduction, est la première étape du processus de reproduction. Au cours de celle-ci, les gènes des parents sont utilisés pour former un nouveau chromosome. Il faut ensuite choisir les paires d'individus qui vont se croiser pour former des rejetons. La figure 3.1 montre le processus d'hybridation pour la charge linéique au stator [18].

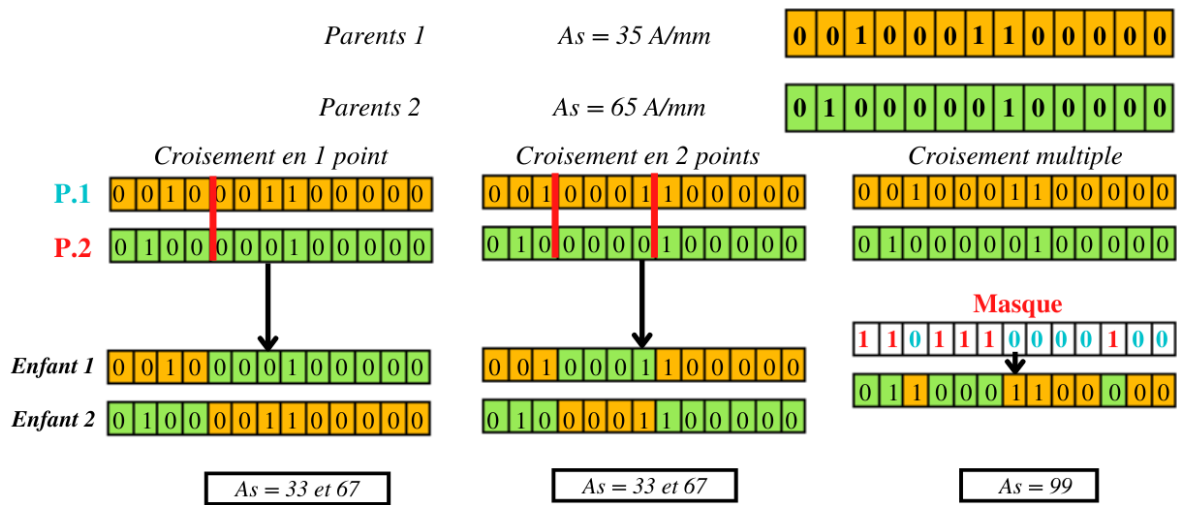


Figure 3.1 Schéma d'hybridation de la charge linéique

3.1.1 Mutation

La mutation est l'apparition de changements aléatoires dans l'ADN, dans l'algorithme génétique, la mutation indique un changement aléatoire de la valeur d'un gène dans une population (figure 3.2). Le chromosome dont le gène va muter et le gène mutant lui-même sont sélectionnés de façon aléatoire [18].

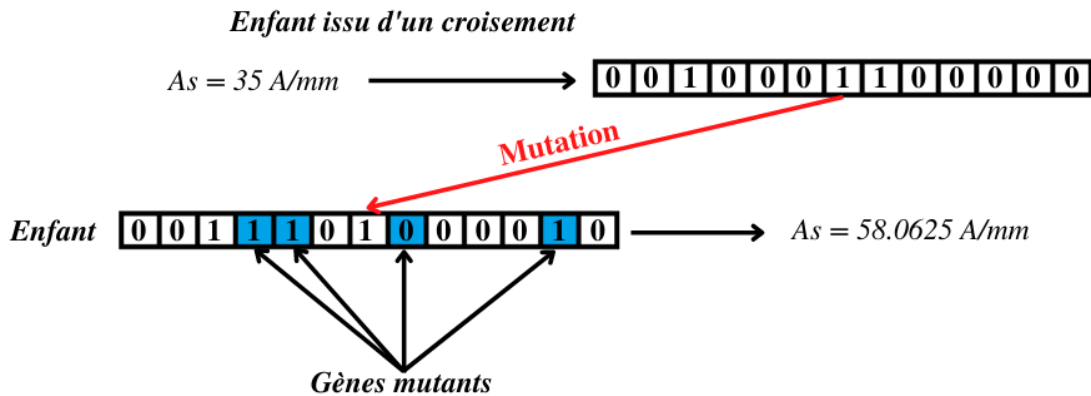


Figure 3.2 Schéma de mutation

3.4 Fonctionnement d'un algorithme génétique

Les algorithmes génétiques simulent le processus d'évolution naturelle suivant le modèle darwinien dans un environnement donné. Ils utilisent une terminologie similaire à celle de la génétique naturelle. Néanmoins, les processus naturels qui suivent sont beaucoup plus complexe. On parlera ainsi d'individu dans une population. L'individu est représenté par un chromosome composé de gènes qui contiennent les caractères héréditaires de l'individu.

Les principes de *sélection*, d'*hybridation* et de *mutation* s'inspirent des processus naturels de même nom.

Pour un problème donné, un individu représente un point de l'espace d'états, donc une solution potentielle. On lui associe la valeur du critère à optimiser, son *adaptation*. On génère ensuite de façon itérative des populations d'individus sur lesquelles des processus de sélection, d'hybridation et de mutation sont appliqués. La sélection a pour but de favoriser les meilleurs éléments de la population pour le critère considéré, le croisement (hybridation) et la mutation assurent l'exploration de l'espace d'états.

D'abord on génère une population aléatoire d'individus. Pour passer d'une génération à l'autre, les opérations suivantes sont effectuées :

Au début, la population est reproduite par *sélection* où les bons individus se reproduisent mieux que les mauvais. Ensuite, on applique une *hybridation* aux paires d'individus (les parents) d'un certain groupe de la population pour engendrer des nouveaux (les enfants). Un opérateur de *mutation* est appliqué à une certaine partie de la population. Enfin, les nouveaux individus sont évalués et intégrés à la population de la génération suivante.

On peut émettre plusieurs critères d'arrêt de l'algorithme : le nombre de générations peut-être fixé a priori ou l'algorithme peut être arrêté lorsque la population n'évolue plus suffisamment rapidement.

Pour utiliser un algorithme génétique sur un problème d'optimisation on doit disposer d'un principe de codage des individus, d'un mécanisme de génération de la population initiale et d'opérateurs permettant de diversifier la population au cours des générations et d'explorer l'espace de recherche [23].

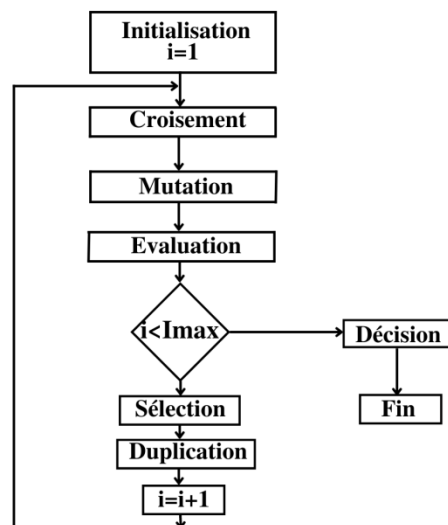


Figure 3.3 Organigramme d'un algorithme génétique

3.5 Optimisation multi-objectif

L'optimisation multi-objective trouve ses racines dans les travaux en économie d'Edgeworth et de Pareto [24]. L'étude des méthodes d'optimisation avancées et dédiées à ces problèmes a commencé dans les années 80, mais surtout avec l'application des algorithmes génétiques multi-objectifs dans la deuxième moitié des années 90. Si les études se sont principalement centrées dans un premier temps sur les métaheuristiques, récemment un intérêt croissant s'est porté sur les méthodes de recherche arborescente et les méthodes issues de la programmation mathématique [24].

Les problèmes multi-objectifs sont beaucoup plus difficiles à traiter que leur équivalent mono-objectif. La difficulté réside dans l'absence d'une relation d'ordre total entre les solutions. Une solution peut être meilleure qu'une autre sur certains objectifs et moins bonne sur les autres. Donc il n'existe pas de solution unique qui procure simultanément la solution optimale pour l'ensemble des objectifs. C'est pour cela que le concept de solution optimale devient moins pertinent en optimisation multi-objectif. Dans ce cas la solution optimale n'est plus une solution unique mais, un ensemble de solutions compromis entre les différents objectifs à optimiser. Il est nécessaire pour identifier les meilleurs compromis de définir une relation d'ordre entre leurs éléments. La plus connue et la plus utilisée est la *relation de dominance* au sens *Pareto*. On appelle l'ensemble des meilleurs compromis le front de Pareto, la surface de compromis ou l'ensemble des solutions efficaces. Cet ensemble de solutions forme un équilibre, de telle sorte qu'aucune amélioration ne peut être faite sur un objectif sans la dégradation d'au moins un autre objectif. La solution *Pareto* consiste à obtenir le front de Pareto *PO* ou d'approximer la frontière de *Pareto PO* [25].

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

$$\left\{ \begin{array}{l} \min_{x \in \mathbb{R}^n} \underline{f} = \underline{y} = \{f_1(x), f_2(x), \dots, f_M(x)\} \\ \\ \text{Avec : } \{g_i(\underline{x}) = 0, \forall i = 1, \dots, k_e\} \wedge \{h_i(\underline{x}) \leq 0, \forall i = 1, \dots, w_e\} \\ \\ \text{Et : } \underline{x} = \{x_1, x_2, \dots, x_n\} \in \underline{X} \text{ et } \underline{y} = \{y_1, y_2, \dots, y_M\} \in \underline{Y} \end{array} \right. \quad (3.1)$$

\underline{x} représente le vecteur des variables d'optimisation (ou variables de décision); \underline{y} est le vecteur des fonctions objets ; X est l'espace de décision; Y est l'espace des solutions. La solution de (3.1) n'est 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* [26].

3.5.1 Vocabulaire et définitions

- **Dominance au sens de Pareto :** Une solution qui n'est dominée par aucune autre est appelée solution non dominée. Mathématiquement, pour une maximisation on dit que \underline{x}^1 domine \underline{x}^2 si :

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

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

La figure 3.4 montre l'ensemble des solutions optimales au sens de Pareto formant un front de Pareto. La figure 3.5 quant à elle représente les fronts de Pareto possible pour un problème à deux fonctions-objets.

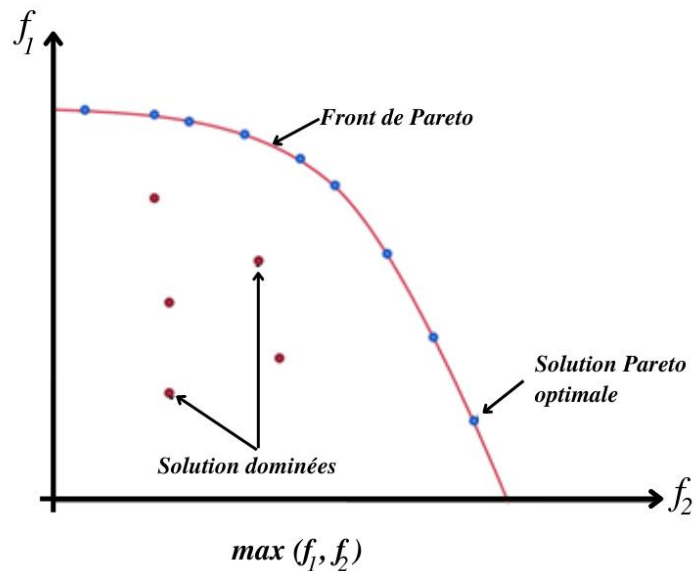


Figure 3.4 Allure d'un Front de Pareto pour un problème à deux objectifs

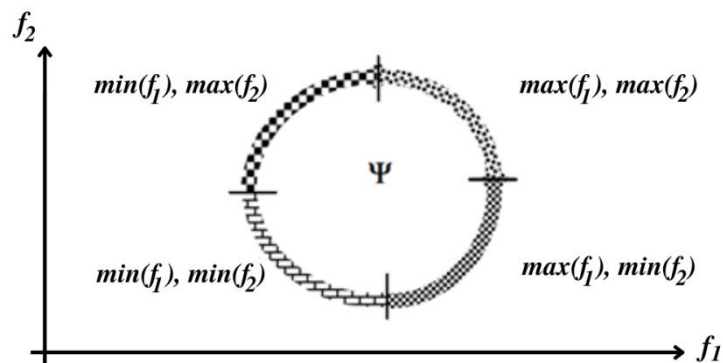


Figure 3.5 Allure de la frontière Pareto selon l'optimisation (minimisation, maximisation) des différents objectifs.

L'évaluation des individus requiert la définition d'une fonction d'évaluation particulière de façon appropriée. Pour cela, on utilise deux méthodes : la méthode de tri non-dominé et le tri optimale au sens de Pareto. Ces deux méthodes sont parties intégrantes des algorithmes génétiques nommés *Algorithme Génétique à Tri Élitiste Non-dominé* ou NSGA-II (Non-dominated Sorting Genetic Algorithm), conceptualisé par *Deb et al. (2002)* [27]. Dans ce type d'algorithmes, 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.

3.5.2 Méthode de tri non-dominé

Cette méthode se base sur la constitution de plusieurs fronts de Pareto, cela se fait de la manière suivante : D'abord les individus sont triés et les individus non-dominés reçoivent le rang n°1 et définissent le front n°1. De même les individus restants sont triés eux aussi et les non-dominés reçoivent le rang n°2 et forme le front n°2, et ainsi de suite jusqu'à ce que tous les individus aient un rang (figure 3.6). Ensuite, les rangs des individus sont recalculés de telle manière à ce que le rang des individus du front n°1 soit maximal. Enfin, la sélection se fait avec des méthodes telles que la roulette ou la méthode du tournoi.

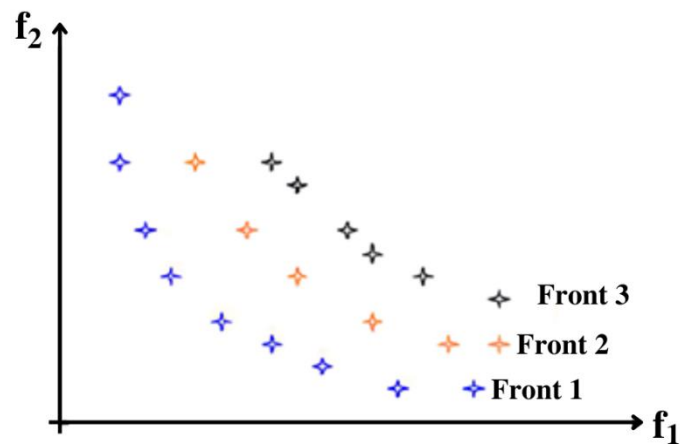


Figure 3.6 Les fronts de Pareto

3.5.3 Méthode de tri au sens de Pareto

Ici seuls les individus optimaux au sens de Pareto sont sélectionnés. Les individus sélectionnés se reproduisent entre eux pour former la génération suivante. Si un individu unique domine les autres, les individus du second front de Pareto seront sélectionnés pour la reproduction. Le désavantage de cette méthode est que certains individus peuvent restreindre l'espace de recherche ce qui peut mener la solution à converger vers un minimal local. L'avantage principal est la rapidité de sélection et de convergence.

3.5.4 Distance de rapprochement

Pour limiter le nombre d'individus optimaux au sens de Pareto, on introduit un critère appelé *Distance de Rapprochement (Crowding Distance)*. Ce critère a été conceptualisé pour la première fois par *Deb. et al (2002) [27]* dans leur algorithme NSGA-II. La distance de rapprochement entre les individus est calculée de la façon suivante :

$$D(x_i) = \frac{\min \|x_i - x_{i+1}\| + \min \|x_i - x_{i-1}\|}{2} \quad (3.2)$$

Où $x_i \neq x_{i+1} \neq x_{i-1}$ sont des individus du front de Pareto.

Les individus ayant les valeurs de $D(x)$ les plus faibles sont éliminés jusqu'à atteindre le nombre limite d'individus. Cette technique permet aussi de maintenir une diversité dans la population permettant ainsi d'explorer un espace de solutions plus étendu.

3.6 Conclusion

Dans ce chapitre, on a pu voir l'importance de l'optimisation multi-objectif par algorithme génétique, tout en présentant ces principes de bases et son fonctionnement. L'algorithme génétique a bien été défini, aussi bien que les différents opérateurs tels que la sélection, l'hybridation (croisement) et la mutation. L'algorithme génétique à tri non-dominé (NSGA-II) a été choisi comme algorithme de résolution. 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.

CHAPITRE 4 :

Résultats et Analyse par la Méthode des Éléments Finis de l'Alternateur

4 Chapitre 4 : Résultats et Analyse par la Méthode des Éléments Finis de la Alternateur

4.1 Introduction

Dans ce chapitre, nous allons d'abord voir la géométrie et les propriétés des matériaux, la formulation des équations du champ en 2D, la discrétisation par éléments finis et les conditions aux limites, après nous allons voir comment calculer le couple électromagnétique, la force électromotrice induite et les inductances self/Mutuelles... etc.

Ensuite nous allons présenter les paramètres des variables d'optimisation, le cahier des charges et les paramètres initiaux de la machine, après grâce aux résultats de l'algorithme d'optimisation, on va choisir deux machines avec différentes masses.

Enfin a l'aide de la méthode des éléments finis, nous allons voir les résultats de l'analyse des régimes statiques et dynamiques de la machine synchrone telle que : l'induction magnétique, les lignes du champ magnétique, couple de détente et couple électromagnétique, f.é.m., les inductances selfs et mutuelles et le flux magnétique).

4.2 Géométrie et propriétés des matériaux

Les problèmes étudiés sont modélisés en 2 dimensions et résolus ainsi. Lors de la modélisation 2D on considère que la machine est infiniment longue et que ses propriétés géométriques ne varient pas selon la direction axiale.

Les conditions de symétrie permettent de simplifier l'analyse du champ magnétique. On analysant une portion de la machine (circuit magnétique) on peut ensuite généraliser à l'ensemble de la machine. On peut voir à la figure 4.1 la partie de la machine étudié [18].

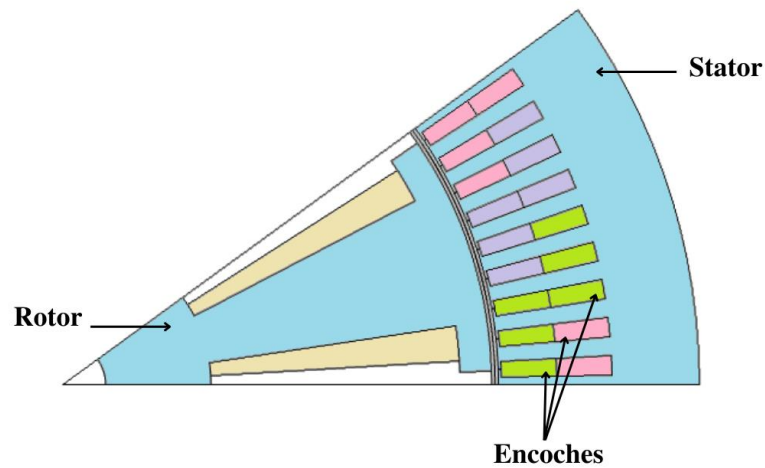


Figure 4.1 Géométrie réduite d'une machine

Sur la figure 4.1 on peut distinguer plusieurs zones telles que l'air, le fer et les conducteurs. Pour chacune de ces zones on attribue les propriétés électromagnétiques qui lui correspondent, telles que la conductivité électrique σ et la perméabilité relative μ . Les propriétés non-linéaires sont également représentées par leur courbe de saturation $B(H)$ respective [18].

4.3 Formulation des équations du champ en 2D

La résolution par éléments finis de la loi d'ampère est faite à l'aide du logiciel COMSOL. En 2D, le potentiel vecteur du champ magnétique \underline{A} , possède seulement une seule composante suivant l'axe z , noté A_z . L'équation aux dérivées partielles régissant le champ magnétique au sein de la section transversale de la machine est donnée par [28] :

Dans les zones conductrices :

$$\frac{\partial}{\partial x} \left(v \frac{\partial A_z}{\partial y} \right) + \frac{\partial}{\partial y} \left(v \frac{\partial A_z}{\partial x} \right) = \sigma \frac{\partial A_z}{\partial t} + \sigma \frac{\partial V}{\partial z} \quad (4.1)$$

Ailleurs :

$$\frac{\partial}{\partial x} \left(v \frac{\partial A_z}{\partial y} \right) + \frac{\partial}{\partial y} \left(v \frac{\partial A_z}{\partial x} \right) = 0 \quad (4.2)$$

Avec : $A_z = A_z(x, y, t)$ et $V = V(x, y, t)$.

Les termes de droite dans les équations (4.1) et (4.2) représentent la densité de courant total. Le terme $\sigma \frac{\partial V}{\partial z}$ représente la densité de courant appliquée tandis que le terme $\sigma \frac{\partial A_z}{\partial t}$ indique la densité de courant induite. En magnétostatique le membre de droite de (4.1) est égal à $-J_z$, ce qui donne :

$$\frac{\partial}{\partial x} \left(v \frac{\partial A_z}{\partial y} \right) + \frac{\partial}{\partial y} \left(v \frac{\partial A_z}{\partial x} \right) = -J_z \quad (4.3)$$

En dynamique la densité de courant dépend de la nature des zones conductrices et du circuit auquel elles sont couplées. Il est donc nécessaire d'ajouter des équations de couplage [18].

4.4 Discrétisation par éléments finis

Afin de résoudre les équations (4.1) et (4.2), les logiciels utilisant la méthode des éléments finis, reformule le problème sous forme variationnelle, c'est-à-dire au lieu de trouver une fonction $A_z(x, y, t)$ qui satisfait (4.1) et (4.2), il serait plutôt question de trouver une fonction $A_z(x, y, t)$ (qui est un point stationnaire d'une fonctionnelle) qui minimiserai l'énergie électromagnétique ξ du système, car tout système physique tend vers l'état d'énergie minimal [28].

L'énergie électromagnétique ξ est formulée comme suit [28]:

$$\xi = \iint_S \left(\int_0^B \underline{H} \cdot d\underline{B} - \underline{J} \cdot \underline{A} \right) dS \quad (4.4)$$

La solution de (4.4) est celle qui minimise l'énergie électromagnétique ξ . La recherche de cette solution se fait à l'aide d'une fonction test A_z^* définie par :

$$A_z^*(x, y, t) = \sum_{j=1}^N A_j v_j(x, y, t) \quad (4.5)$$

Les coefficients A_j sont inconnus et les v_j sont les fonctions de base.

Le principe de base de la méthode des éléments finis est de faire une subdivision en de nombreux petits éléments de la géométrie analysée. Ces éléments sont souvent de formes triangulaires, on appelle le corps de ces éléments *maillage* et leurs extrémités *nœuds* (figure 4.2) [18].

Si les éléments sont suffisamment petits alors les fonctions de bases v_j de (4.5) peuvent être simples et n'entraîne pas une perte de précision. Les fonctions de base simples, sont dérivées des polynômes de Lagrange, elles peuvent être linéaires ou quadratiques et dépendent des coordonnées spatiales x et y [18].

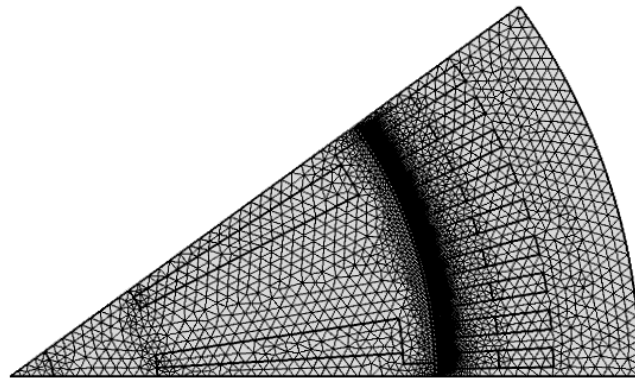


Figure 4.2 Maillage triangulaire d'une portion de la machine

Les coefficients A_j représentent les potentiels vecteurs magnétiques au niveau des nœuds du maillage. Pour une solution test A_Z^* , il est possible de ramener le problème à un système d'équations différentielles algébriques, où les potentiels aux nœuds sont les variables inconnues. Ainsi la résolution du problème du champ des équations (4.1) et (4.2) peut se faire à l'aide d'une méthode numérique d'intégration appropriée [18].

4.5 Conditions aux limites

Afin d'avoir une définition complète du problème du champ, des conditions aux limites sont mises au niveau de la géométrie de la machine. Les deux conditions les plus utilisées sont la condition de Dirichlet et la condition de périodicité (voir la figure 4.3) [28].

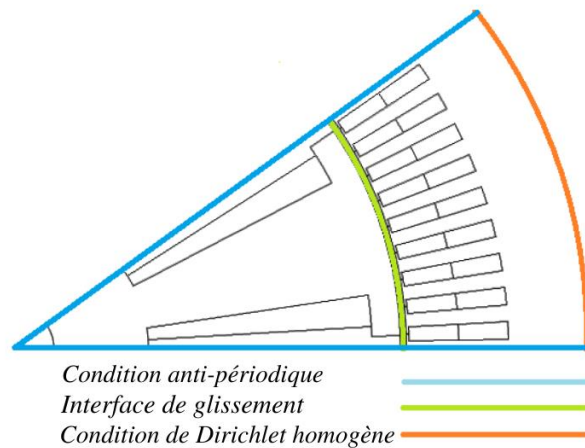


Figure 4.3 Condition aux limites de la géométrie

La condition de Dirichlet impose que A_z soit égal à 0 c'est-à-dire que le matériau au-delà de cette limite a une perméabilité relative nulle. La condition de périodicité tire parti du caractère répétitif du champ magnétique dans la machine et permet d'associer les valeurs aux nœuds A_z situés de part et d'autre des deux frontières [28].

On peut remarquer à la figure 4.3 la présence d'une condition d'interface de glissement (en vert) au milieu de l'entrefer. Cette condition est utilisée pour simuler la rotation du rotor, son principe consiste à lier les maillages du rotor et du stator au niveau des nœuds. La détermination des potentiels de ces nœuds se fait par interpolation [28].

4.6 Calcul du couple électromagnétique

La résolution du problème du champ permet d'extraire certaines grandeurs électromagnétiques telles que, le couple électromagnétique et la force électromotrice induite.

Dans le logiciel COMSOL, le couple électromagnétique est calculé par la méthode du *Tenseur de Stress de Maxwell*, cette méthode est la plus utilisée car elle est simple et rapide. La technique utilisée pour effectuer le calcul en 2-D est la méthode des intégrales de surfaces [18].

Pour calculer le couple il faut d'abord trouver la composante tangentielle de la force électromagnétique F_t , qui est calculée en intégrant le long du contour fermé Γ_0 entourant l'entrefer (figure 4.4), comme suit [18] :

$$F_t = \frac{l_{fe}}{\mu_0} \oint_{\Gamma_0} B_n B_t d\gamma \quad (4.6)$$

En utilisant les coordonnées polaires : $B_r = B_n, B_\theta = B_t$ et $\Gamma_0 = r_0 d\theta$, on peut réécrire (4.6) :

$$F_t = \frac{l_{fe}}{\mu_0} \int_{\theta_1}^{\theta_2} B_r B_\theta r_0 d\theta \quad (4.7)$$

Les angles θ_1 et θ_2 représentent les angles de frontière du modèle (figure 4.4).

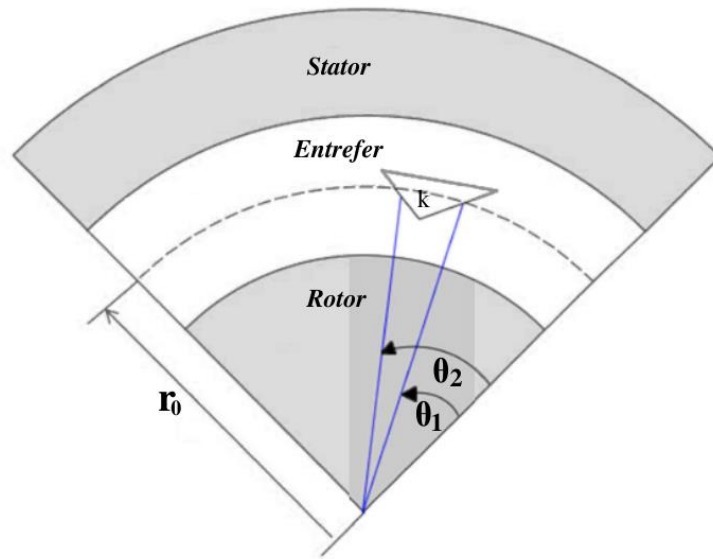


Figure 4.4 Schématisation de la technique d'intégration pour le calcul du couple électromagnétique

Dans le champ électromagnétique bidimensionnel, le couple est généré à l'entrefer par la composante tangentielle de la force, on a donc :

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

(4.8)

Puisque le chemin d'intégration est circulaire, alors le rayon r_0 qui est constant peut sortir de l'intégrale en (4.8), et en prenant en compte le nombre de pôles de la machine, on obtient l'expression du couple suivante :

$$T_e = \frac{2pl_{fe}r_0^2}{\mu_0} \int_{\theta_1}^{\theta_2} B_r B_\theta d\theta \quad (4.9)$$

Si le long du chemin d'intégration est composé de N_e éléments triangulaires, alors (4.9) peut-être exprimé comme suit :

$$T_e = \frac{2pl_{fe}r_0^2}{\mu_0} \sum_{k=1}^{N_e} \int_{\theta_1}^{\theta_2} B_r^{(k)} B_\theta^{(k)} d\theta \quad (4.10)$$

Avec $B^{(k)}$ la densité de flux moyenne dans l'élément triangulaire k .

4.7 Calcul de la force électromotrice induite

La f.é.m. induite dans un enroulement est calculée à partir du flux propre Ψ selon [28]:

$$E_m = -\frac{d\Psi}{dt} \quad (2.6)$$

Le flux propre du bobinage d'une machine est calculé à partir de la solution du champ bidimensionnel par :

$$\Psi = n_s l_{fe} \left(\sum_{n=1}^{N^+} \frac{\iint_{S_{en}} \frac{\partial A_z^+}{\partial t} dS}{\iint_{S_{en}} dS} - \sum_{n=1}^{N^-} \frac{\iint_{S_{en}} \frac{\partial A_z^-}{\partial t} dS}{\iint_{S_{en}} dS} \right) \quad (4.11)$$

Si tous les conducteurs ont la même section $S_{cu} = \iint_{S_{en}} dS$, on peut alors réécrire (4.12) comme suit :

$$\Psi = \frac{n_s l_{fe}}{S_{cu}} \left(\sum_{n=1}^{N^+} \iint_{S_{en}} \frac{\partial A_z^+}{\partial t} dS - \sum_{n=1}^{N^-} \iint_{S_{en}} \frac{\partial A_z^-}{\partial t} dS \right) \quad (4.12)$$

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.

Pour des raisons pratiques il est utile de ramener l'intégrale $\iint_{S_{en}} \frac{\partial A_z}{\partial t} dS$ dans (4.12) à une sommation discrète. Sachant que la moyenne du potentiel vecteur magnétique dans un élément triangulaire est donnée par :

$$\iint_{S_{en}} A_z dS \xrightarrow{\text{forme discrète}} \sum_{n=1}^{n_e} \frac{S_n \sum_{i=1}^6 u_i^{(n)}}{6} \quad (4.13)$$

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

4.8 Résultats et analyses

4.8.1 Cahier des charges

Les tableaux ci-dessous représentent le cahier des charges de la machine à concevoir [18]. Le tableau 4.1 représente les paramètres fixes de la machine, tandis que le tableau 4.2 représente les paramètres variables qui ont une valeur minimale et maximale. Ces valeurs seront injectées dans l'algorithme d'optimisation afin de déterminer la meilleure valeur possible pour chaque paramètre.

Tableau 4.1 Cahier des charges des paramètres initiaux de la machine

Paramètre	Valeur	Unité	Commentaire
f	50	Hz	fréquence d'utilisation
p	5	/	nombre de paires de pôles
N	600	Tr/min	vitesse de rotation
U	400	V	valeur efficace de la tension à vide au stator

Pa	3509	W	Puissance fournie par la turbine
cos φ	0.9	/	Facteur de puissance théorique
S	3700	VA	Puissance apparente fournie
n	90	/	Nombre total d'encoches
α_r	0.7	/	Coefficient de remplissage initial au rotor

Tableau 4.2 Cahier des charges des variables d'optimisation

Variables	Unités	Variable Min	Variable Max
Diamètre d'alésage	M	D_min=0.1	D_max=0.6
Courant de champ	A	I_r_min=5	I_r_max=15
Charge linéique au stator	A/m	A_s_min=35.10 ³	A_s_max=65.10 ³
Charge linéique au rotor	A/m	A_r_min=25.10 ³	A_r_max=55.10 ³
Densité de courant au stator	A/m ²	J_s_min=6.10 ⁶	J_s_max=8.10 ⁶
Densité de courant au rotor	A/m ²	J_r_min=4.10 ⁶	J_r_max=6.10 ⁶
Induction de l'entrefer	T	B_min=0.85	B_max=1.05
Induction dans les dents du stator	T	Bds_min=1.6	Bds_max=2
Induction dans les becs du stator	T	Bbs_min=1.6	Bbs_max=2
Induction dans la culasse du stator	T	Bcs_min=1	Bcs_max=1.5
Induction dans les pôles du rotor	T	Bp_min=1.3	Bp_max=1.8
Induction dans les becs du rotor	T	Bbr_min=1.3	Bbr_max=1.8
Induction dans la culasse	T	Bcr_min=1	Bcr_max=1.5

du rotor			
Facteur de fermeture d'encoches	/	$k_{\text{bec_min}}=0.5$	$k_{\text{bec_max}}=0.9$
Facteur de remplissage d'encoches au stator	/	$\alpha_s\text{_min}=0.6$	$\alpha_s\text{_max}=0.66$

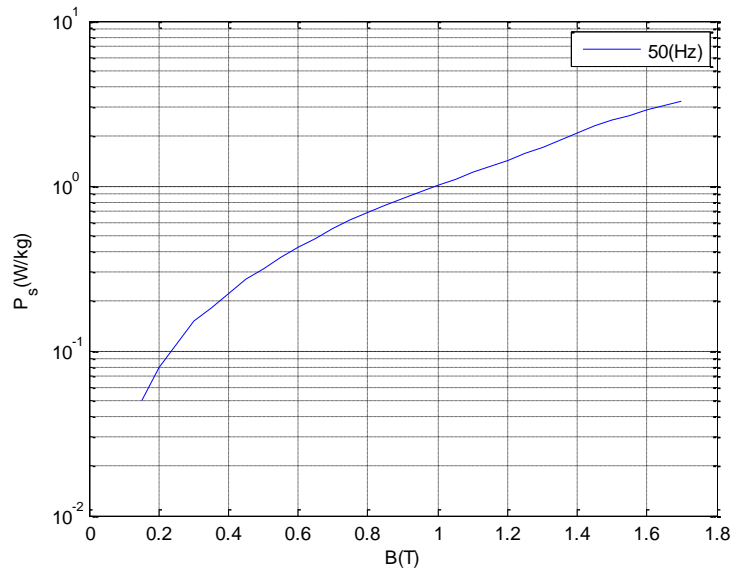
4.8.2 Choix du matériau ferromagnétique pour le rotor et le stator

Les matériaux ferromagnétiques sont caractérisés par des paramètres de perméabilité (figure 4.6) dépendants de l'intensité du champ magnétique (figure 4.5b). On parle alors de milieux non-linéaires.

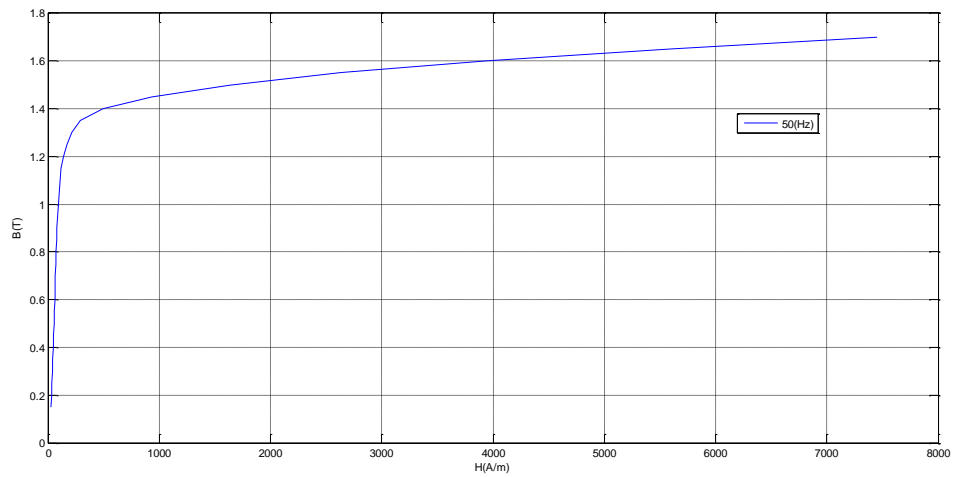
On doit également tenir compte des matériaux constitutifs de la machine. Le choix peut être basé sur des critères de coûts ou sur une entente avec le client. La non-linéarité des matériaux est considérée à travers leur courbe de magnétisation. Il faut également pouvoir évaluer les pertes magnétiques 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 voir (figure 4.5a). Ce modèle est intégré ensuite au modèle analytique.

Le matériau qu'on a choisi est M270-35A le même pour le rotor et le stator, un acier électrique de la plus haute qualité, sa densité est de 7680 Kg/m³. Parmi les avantages de M270-35A [29] :

- Meilleure aptitude au traitement grâce à des propriétés mécaniques constantes et des surfaces homogènes et propres ;
- Excellente capacité d'empilage résultant d'une grande précision dimensionnelle dans le sens du laminage et perpendiculairement au sens du laminage (tolérance d'épaisseur) ;
- Systèmes innovants d'isolation électrique en acier à la demande.



(a)



(b)

Figure 4.5 (a) : Caractéristiques de la courbe de perte P_s/B (b) : la courbe d'aimantation caractéristiques B/H

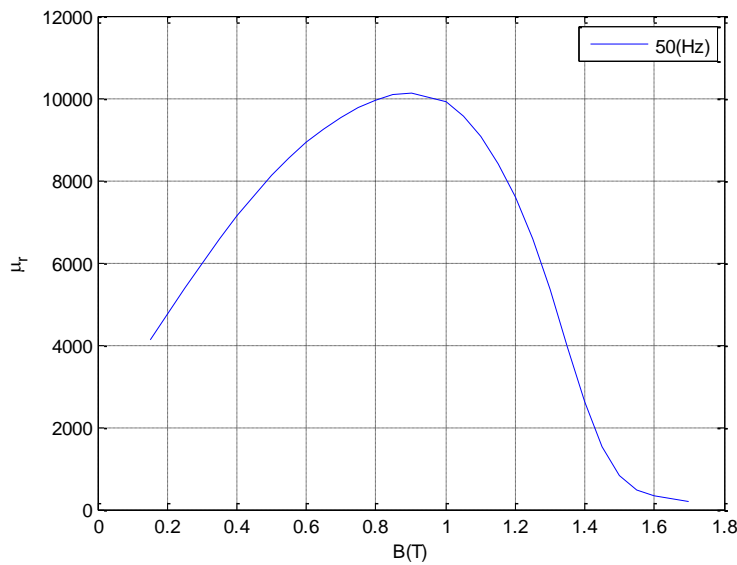


Figure 4.6 Caractéristiques de la courbe de perméabilité μ_r/B du matériau M270-35A

4.8.3 Résultats et solution retenue après optimisation

La procédure de conception et d'optimisation a été implémentée sous le logiciel MATLAB. Le matériau constitutif de la machine est le même pour le rotor et le stator, soit du fer doux pour le rotor, de la tôle M270-35A et le cuivre pour les conducteurs. La taille de la population initiale dans l'algorithme génétique est de 80 individus pour un compromis entre diversité et rapidité de la solution voir (figure 4.7). À noter que les solutions à paramètres complexes ont été retirées. La solution retenue est celle qui présente un rendement plus élevé et une masse assez faible. Dans notre cas, nous avons choisi deux solutions donc deux machines, la solution 05 et la solution 25 (voir figure 4.8) comme montrer dans le tableau ci-dessous.

Tableau 4.3 Résultats du rendement et de la masse des deux machines obtenus par l'algorithme d'optimisation

	Numéro de solution	Masse ciblée (Kg)	Masse obtenue (Kg)	Rendement ciblé (%)	Rendement obtenu (%)
Machine 01	05	15-20	18.52	70-75	74.33
Machine 02	25	5-10	8.36	65-70	69.66

Chapitre 4 : Résultats et Analyse par la Méthode des Éléments Finis de la Génératrice Synchrone

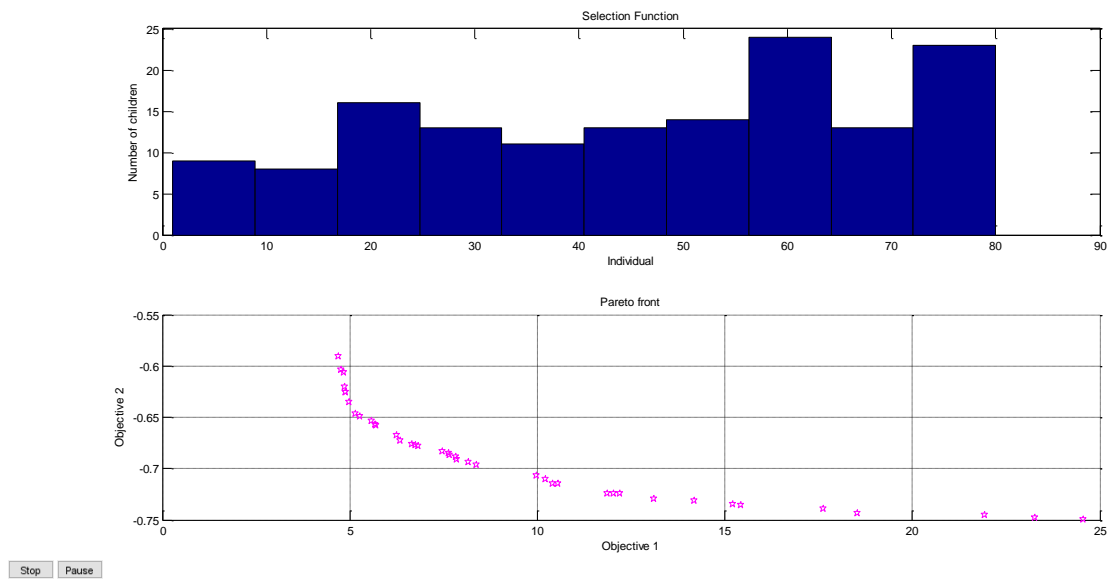


Figure 4.7 La taille de la population initiale dans l'AG est de 80 individus

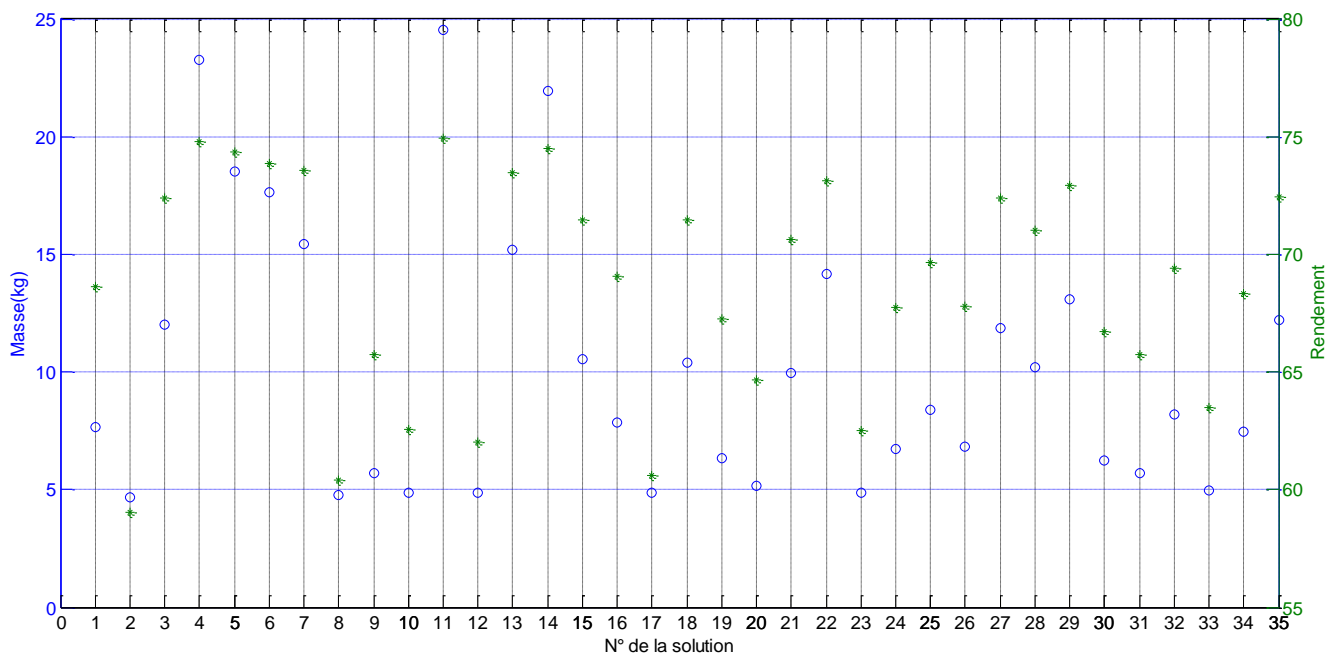


Figure 4.8 Choix des deux solutions (5 et 25) obtenus par l'algorithme d'optimisation

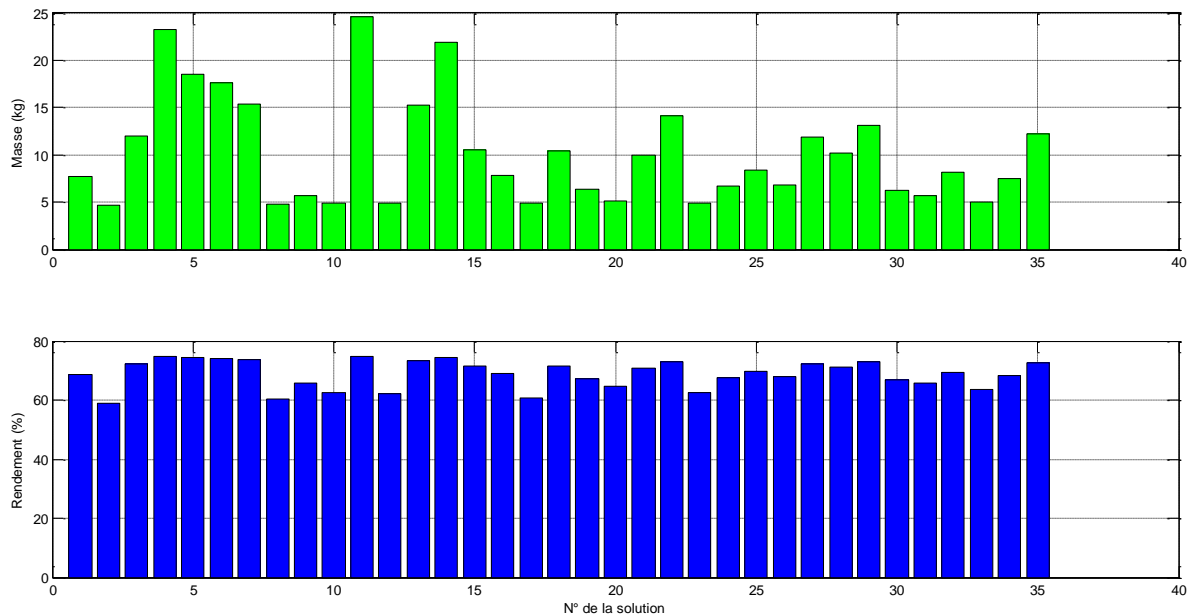


Figure 4.9 Les deux graphes présentent successivement la masse et le rendement de plusieurs solutions

4.8.4 Les paramètres géométriques des deux machines obtenues par l’algorithme d’optimisation

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 vu dans le chapitre 2. 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 des charges qu’on a proposés dans le tableau 4.1 (puissance délivrée, courant nominal au stator, contraintes d’encombrement, configuration du bobinage, etc ...). Ensuite, on définit les variables d’optimisation telle que l’induction soit maximale dans les pôles et la culasse. La valeur de ces variables est sujette à des contraintes.

Tableau 4.4 Dimensions des deux machines sélectionnées

Paramètre	Machine 01	Machine 02	Unité
P	5	5	/
N	90	90	/
D_ext	0.2317	0.1776	m

Chapitre 4 : Résultats et Analyse par la Méthode des Éléments Finis de la Génératrice Synchrone

D_es	0.1962	0.1532	m
D	0.1639	0.1215	m
e_bs	0.0005	0.0004	m
d_bec	0.0013	0.0007	rad
θ_{enc}	0.0356	0.0358	rad
θ_{dent}	0.0342	0.0340	rad
D_r	0.1614	0.01196	m
e_becrot	0.0056	0.0044	m
D_int	0.0472	0.0119	m
D_er	0.0839	0.0413	m
θ_p	0.3395	0.3325	rad
β	0.90	0.90	/
T_{bob}^s	20	37	/
T_f	219	162	/
I_s	5.34	5.34	A
I_r	7.37	7.73	A
F	50	50	Hz
N	600	600	tr/min
L_stat	0.0576	0.0427	m
$\theta_{encorot}$	0.2888	0.2958	rad
θ_{becrot}	0.0628	0.0628	rad
D	0.0866	0.0887	rad

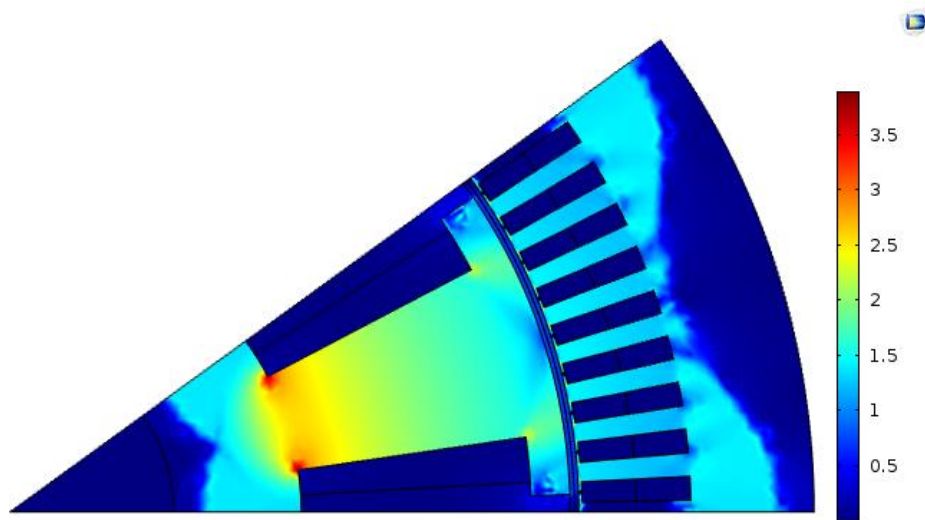
4.8.5 Résultats obtenus par la méthode des éléments finis

4.8.5.1 Résultats statiques

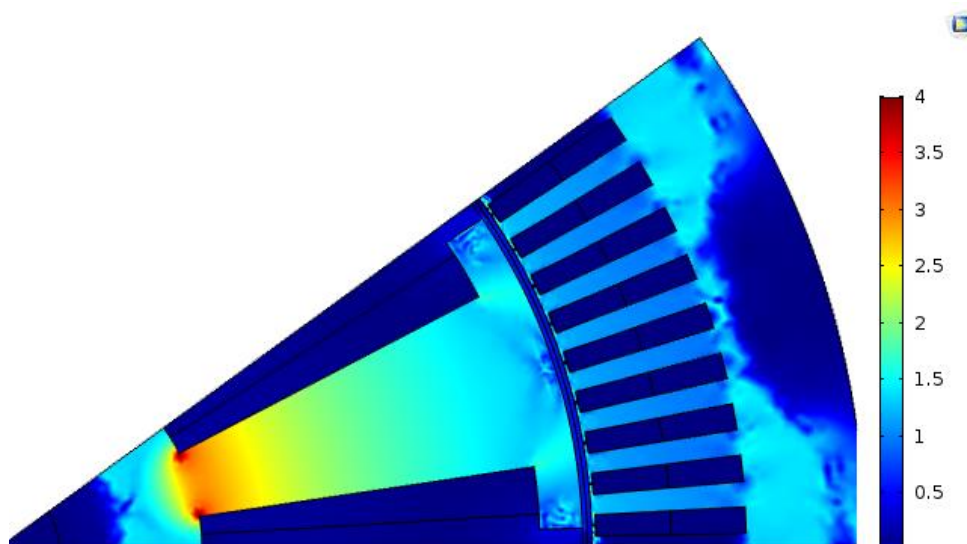
4.8.5.1.1 Résultats d'induction des zones ferromagnétiques

Position zéro

L'induction magnétique produite par la réaction d'induit est présentée aux figures 4.10 et 4.11, respectivement.



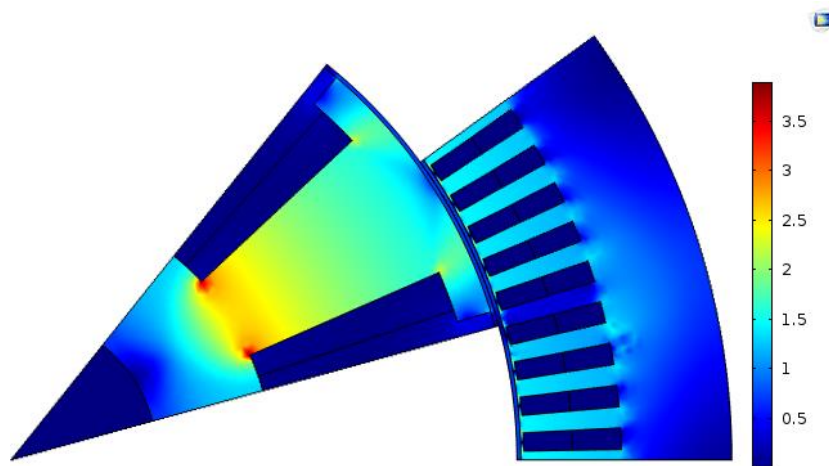
(a) Machine 01



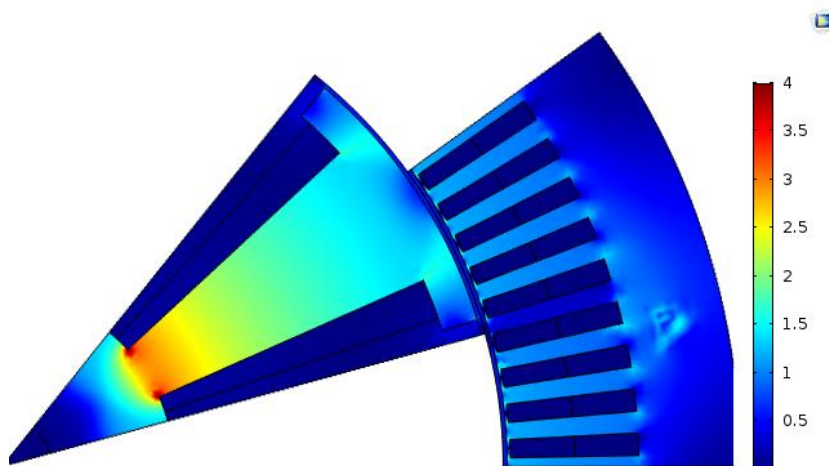
(b) Machine 02

Figure 4.10 Résultats d'inductions dans les parties ferromagnétiques rotor et stator des deux machines

Position différente



(a) Machine 01



(b) Machine 02

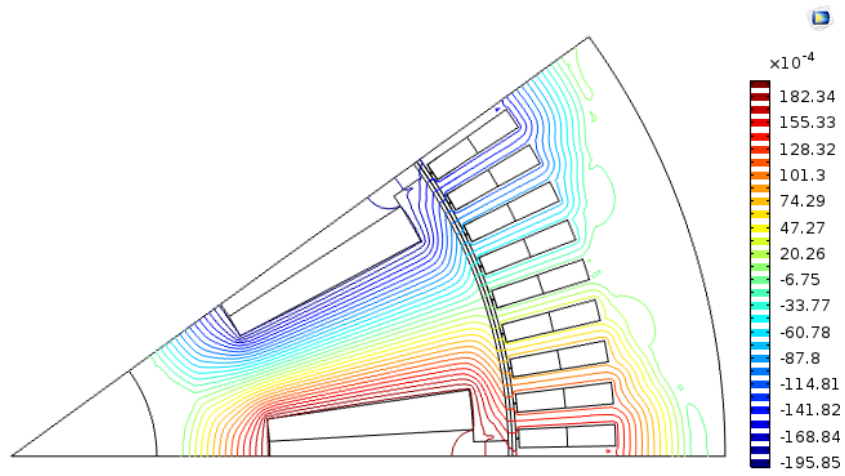
Figure 4.11 Résultats d'inductions à position différente dans les parties ferromagnétiques rotor et stator des deux machines

Les résultats obtenus sont quasi identique pour les deux machines, avec une induction magnétique maximum de 4 T qui se trouve à la base des pôles saillants du rotor.

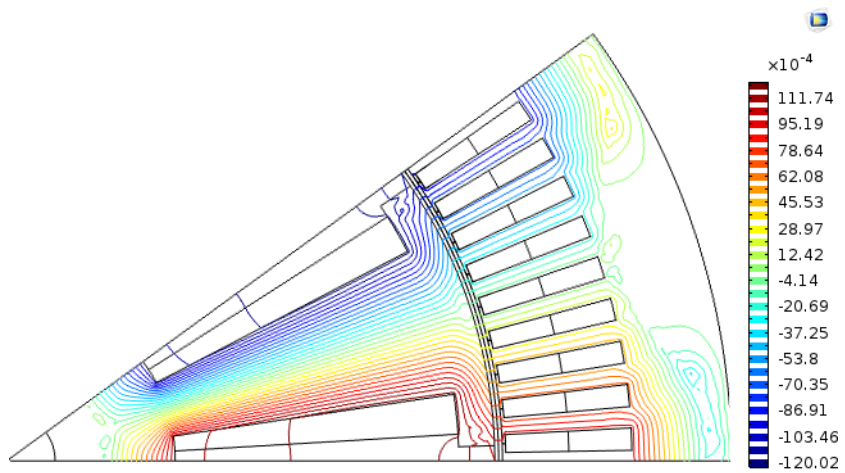
4.8.5.1.2 Résultats des lignes de champ magnétique

Les lignes du champ magnétique produit par la réaction d'induit sont présentées aux figures 4.12 et 4.13, respectivement.

Position Zéro

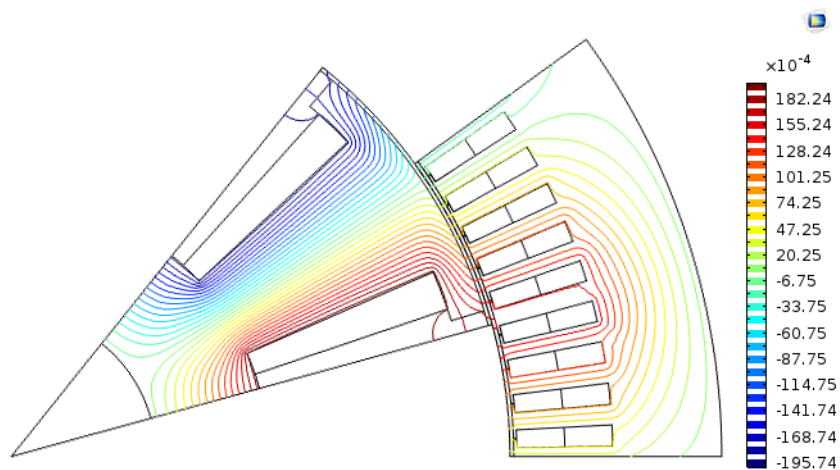


(a) Machine 01

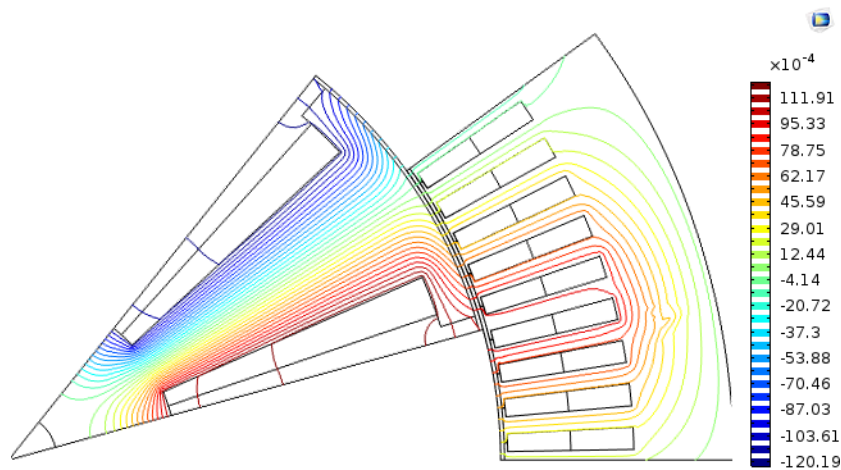


(b) Machine 02

Figure 4.12 Résultats des lignes du champ à la position zéro dans les parties ferromagnétiques rotor et stator des deux machines



(a) Machine 01



(b) Machine 02

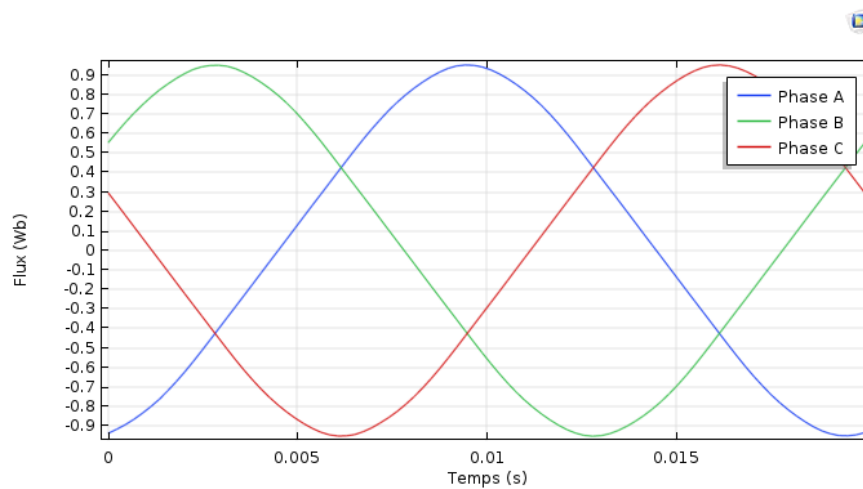
Figure 4.13 Résultats des lignes du champ à position différente dans les parties ferromagnétiques rotor et stator des deux machines

4.8.5.2 Résultats dynamique

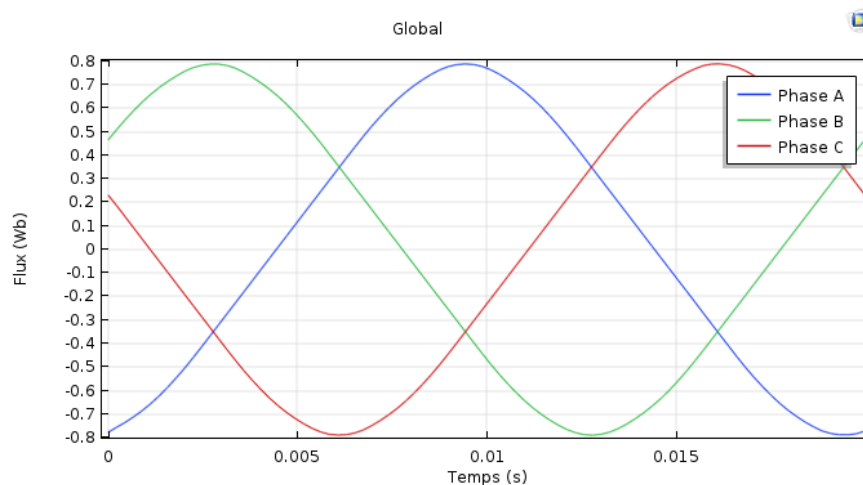
4.8.5.2.1 Résultats du flux magnétique

Une comparaison entre les résultats numériques de flux magnétique des deux machines est proposée à la figure 4.14.

On remarque que le flux magnétique pour la machine 01 (figure 4.14a) a atteint 1 Wb alors que le flux pour la deuxième machine est environ 0.75 Wb. Ces résultats seront utilisés pour le calcul de la f.é.m. des deux machines.



(a) Machine 01



(b) Machine 02

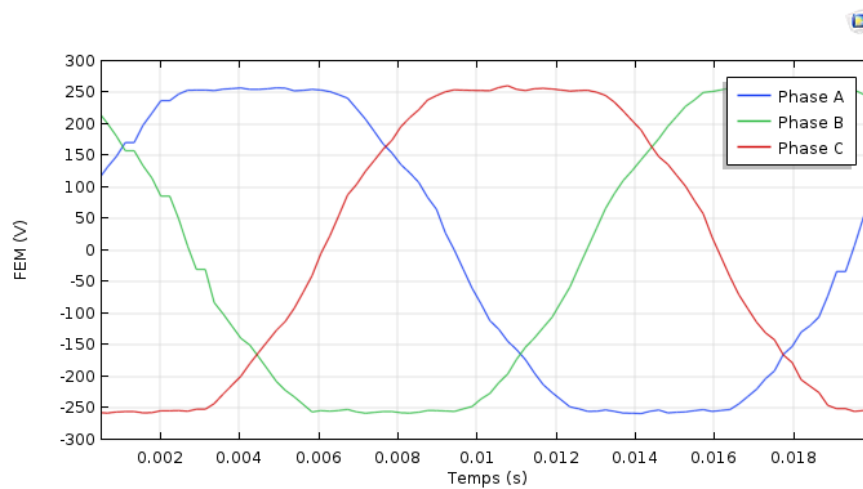
Figure 4.14 Résultats du flux magnétique pour les deux machines

4.8.5.2.2 Résultats de la force électromotrice f.é.m.

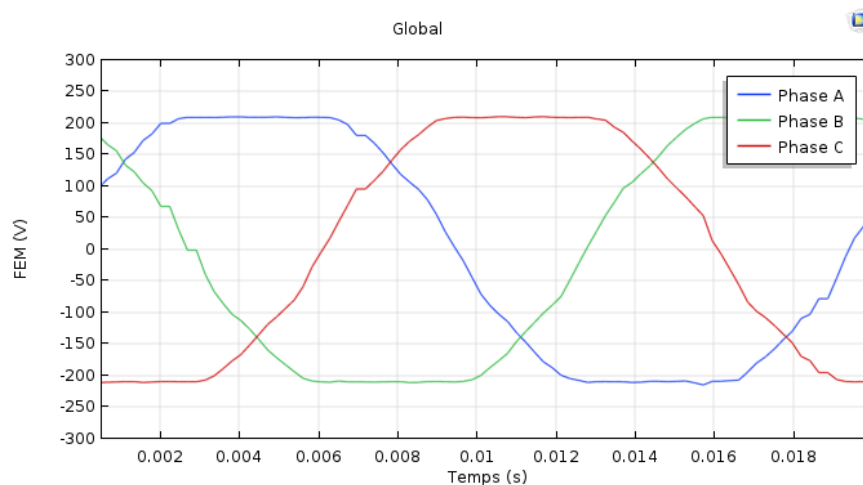
La force électromotrice induite obtenue est la tension de ligne à vide. La distribution du champ magnétique produit par les courants magnétisants est montrée à la figure 4.10 et la figure 4.11. Une comparaison entre les résultats numériques des deux machines est proposée à la figure 4.15.

La figure ci-dessous est obtenue en alimentant le rotor des deux machines par un courant continu $I_{r1} = 7.73$ A et $I_{r2} = 7.37$ A. Le courant dans le stator est nul pour les deux machines.

On remarque que la tension par phase pour la machine 01 atteint les 250V (figure 4.15a), par contre la tension induite obtenue par la machine 02 est environ 200V (figure 4.15b).



(a) Machine 01



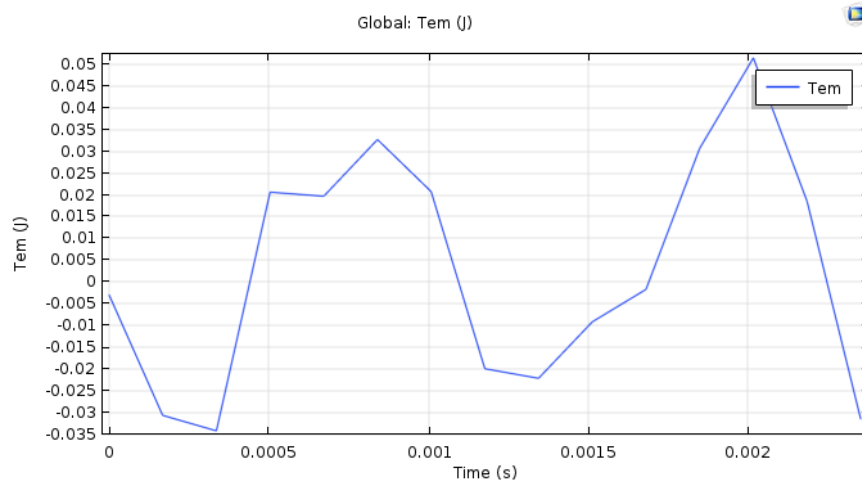
(b) Machine 02

Figure 4.15 Résultats des tensions de phases induites à vide pour les deux machines

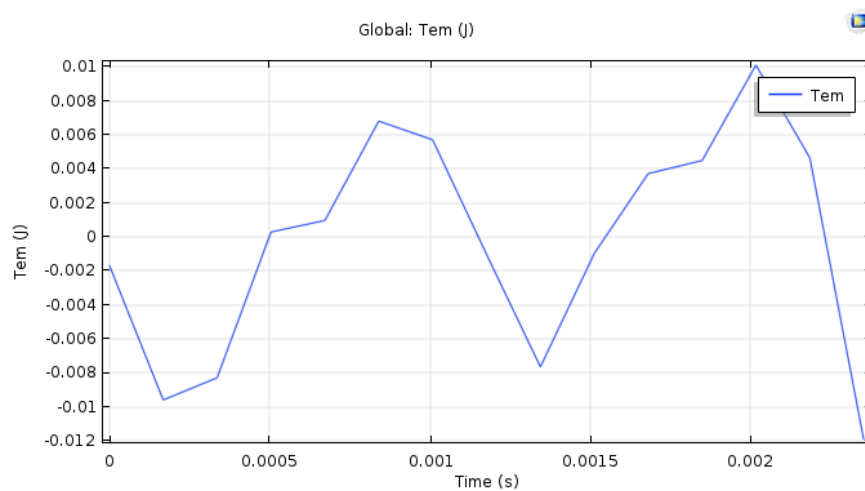
4.8.5.2.3 Résultats du couple de détente

Le couple de détente est défini comme le couple à la charge maximale qui est appliqué à l'arbre du moteur et qui est non excité sans provoquer de rotation continue. Il est également connu comme couple de retenue et est produit dans le rotor du moteur à aimant permanent.

On remarque que la valeur Max du couple de détente 0.05N.m pour la première machine et 0.01N.m pour la deuxième. Il est très faible car l'ouverture des becs des deux machines est très petite.



(a) Machine 01



(b) Machine 02

Figure 4.16 Résultats du couple de détente pour les deux machines

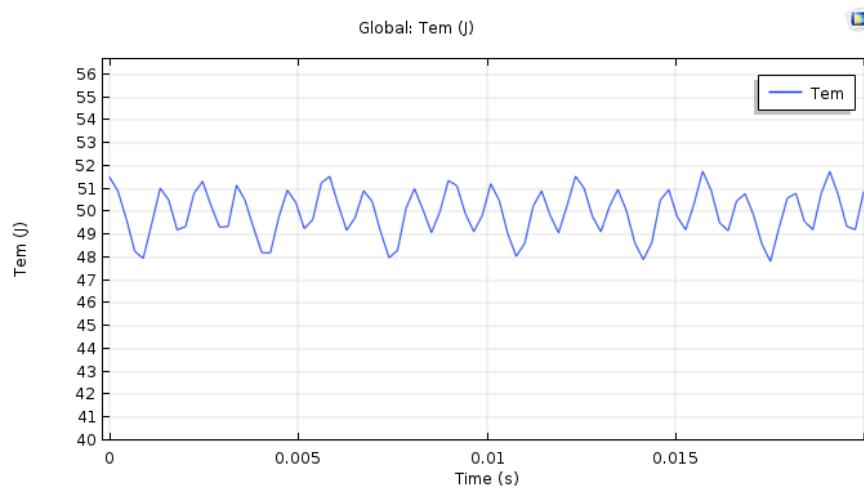
4.8.5.2.4 Résultats du couple électromagnétique

L'ondulation du couple électromagnétique est donnée par :

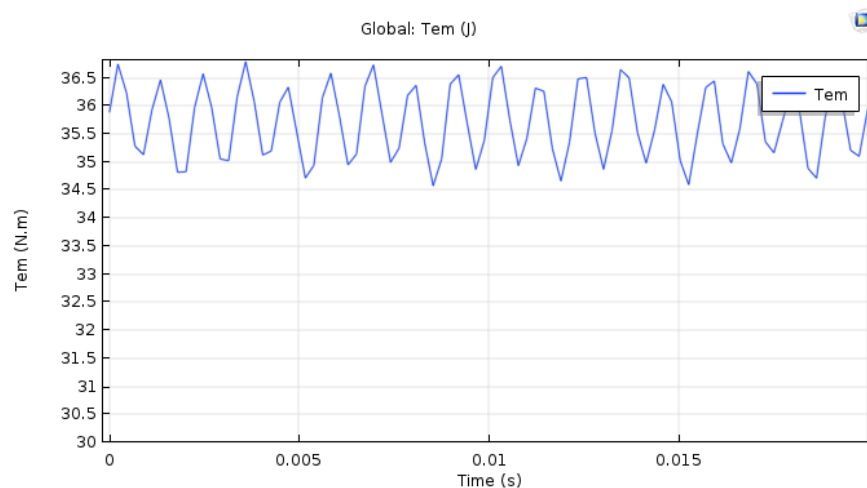
$$T_{ond} = 100 \frac{T_{max} - T_{min}}{T_{moy}} \quad (4.14)$$

Où T_{max} , T_{min} et T_{moy} sont respectivement le couple électromagnétique maximum, minimum et moyen.

Donc à partir de la figure 4.17 ci-dessous on peut calculer le T_{moy}



(a) Machine 01



(b) Machine 02

Figure 4.17 Résultats du couple électromagnétique pour les deux machines

On obtient :

Machine 01 :

$$T_{max} = 52 \text{ N.m}, T_{min} = 48 \text{ N.m} \text{ et } T_{moy} = 50 \text{ N.m} \text{ donc } T_{ond} = 8\%$$

Machine 02 :

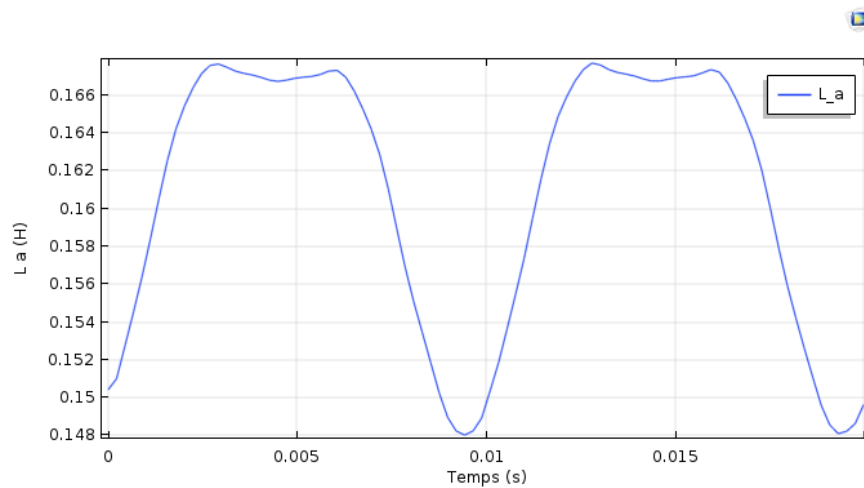
$$T_{max} = 37 \text{ N.m}, T_{min} = 34.5 \text{ N.m} \text{ et } T_{moy} = 35.75 \text{ N.m} \text{ donc } T_{ond} = 7\%$$

4.8.5.2.5 Calcul des Inductances Self/Mutuelles

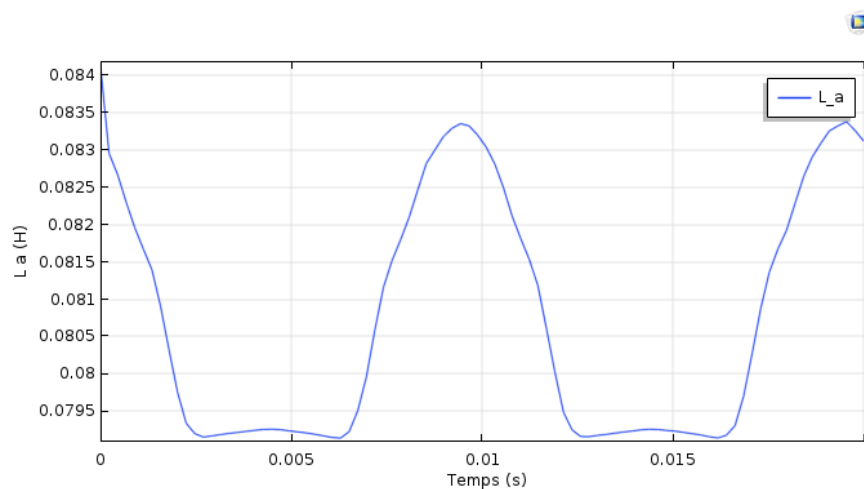
La self inductance L_a et la mutuelle M_{ab} peuvent être calculées à partir du flux magnétique des trois phases, ces inductances sont obtenues par l'équation (4.15) en fournissant une densité de courant fixe (c.-à-d., par un courant continu) seulement dans la phase-A.

$$\begin{bmatrix} L_a \\ M_{ab} \\ M_{ac} \end{bmatrix} = [\Psi_a \Psi_b \Psi_c]^T / i_a \quad (4.15)$$

a) Résultats des inductances self



(a) Machine 01

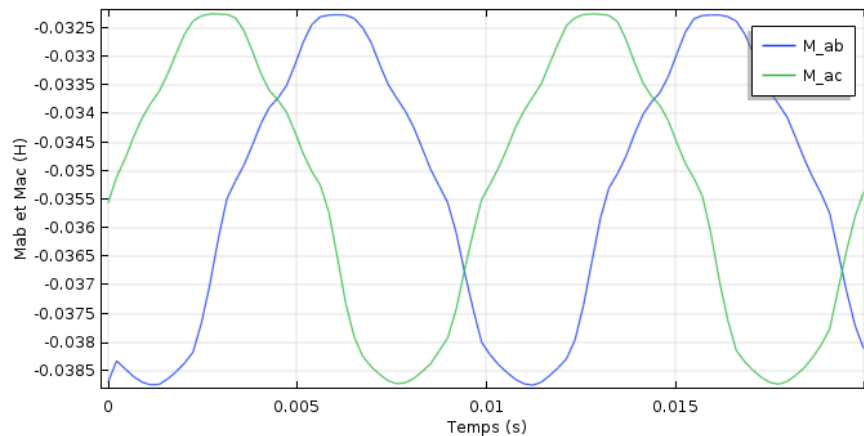


(b) Machine 02

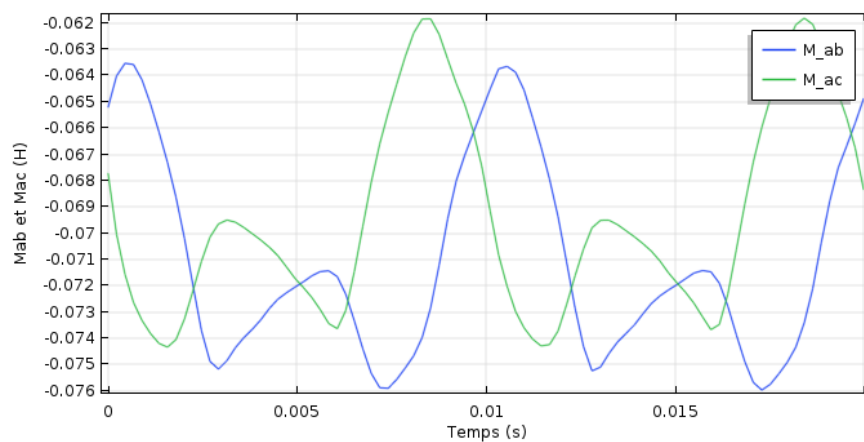
Figure 4.18 Résultats des inductances selfs pour les deux machines

On remarque que pour la machine 01 la valeur max pour l'inductance Self $L_{a_max} = 168$ mH et la valeur min est égale à 148 mH. Pour la deuxième machine, la valeur $L_{a_max} = 83.5$ mH et la valeur min est égale à 79 mH.

b) Résultats des inductances mutuelles



(a) Machine 01



(b) Machine 02

Figure 4.19 Résultats des inductances mutuelles pour les deux machines

On remarque que pour la machine 01 la valeur max pour l'inductance mutuelle $M_{ab_max} = M_{ac_max} = -32$ mH et la valeur $M_{ab_min} = M_{ac_min} = -38.5$ mH. Les deux mutuelles sont identiques.

Par contre pour la deuxième machine, $M_{ab_max} = -64$ mH et $M_{ac_max} = -62$ mH et la valeur $M_{ab_min} = -76$ mH et $M_{ac_min} = -74$ mH donc les mutuelles ne sont pas identiques.

4.9 Conclusion

Dans ce chapitre, il a été question d'utiliser tous les préceptes vus dans les chapitres précédents afin d'obtenir les paramètres de notre alternateur.

À l'aide du logiciel COMSOL et de la méthode des éléments finis, nous avons pu modéliser notre machine tout en respectant les conditions imposées par le cahier des charges. Un algorithme génétique d'optimisation est utilisé afin d'obtenir les paramètres de la machine qui permettent de minimiser son poids (donc son coût de fabrication) et de maximiser son rendement. Plusieurs solutions (Machines) sont proposées par l'algorithme et deux d'entre elles ont été choisies car elles répondaient aux différents critères imposés au préalable.

Conclusion générale

Conclusion générale

Ce travail a présenté les méthodes à utiliser et la procédure à suivre afin de concevoir un alternateur optimal de faible puissance utilisé dans un simulateur du groupe turbine/alternateur de la centrale hydroélectrique.

D'abord nous avons présenté des généralités qui englobent l'ensemble des éléments nécessaires à connaître avant de commencer le travail de conception. Ainsi nous avons pu voir une description de la centrale hydroélectrique, ensuite on a abordé certaines notions théoriques fondamentales qui ont servi comme base de notre travail. Enfin une description globale de la machine synchrone est faite afin de bien comprendre son fonctionnement et connaître les différents éléments qui la composent et leurs rôles dans la machine, cela nous a permis de bien cerner la machine synchrone sous tous ces angles avant sa conception.

Ensuite, la méthodologie de conception de l'alternateur à rotor bobiné à pôles saillants a été introduite. Nous avons parlé en détail 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 du modèle à réluctances de la machine par la seule connaissance de la configuration de ses bobinages et des dimensions de son circuit magnétique.

Une fois la procédure de dimensionnement de la machine faite, nous avons introduit la technique d'optimisation multi-objectif par algorithme génétique qui fait appel à l'algorithme NSGA-II et au modèle analytique développé au chapitre 2. Cette technique nous a permis d'optimiser la conception de la machine en augmentant son rendement et en diminuant sa masse. L'évaluation des performances de la solution optimale est à nécessaire pour confirmer la validité du modèle analytique.

Enfin à l'aide de l'algorithme d'optimisation (sous logiciel MATLAB), on a choisi deux machines, ces machines ont été ensuite modélisé sur le logiciel COMSOL afin d'extraire les différentes grandeurs magnétiques, électriques et mécaniques qui la caractérisent telles que l'induction magnétique, le flux magnétique, les inductances, la force électromotrice et le couple. L'alternateur a été réalisé en respectant toutes les conditions imposait par le cahier des charges.

Références bibliographiques :

- [1] Lafinancementpour.com d'après Agence Internationale de l'Énergie – Key World Energy Statistics 2018.
- [2] <https://www.connaissancedesenergies.org/fiche-pedagogique/hydroelectricite#notes> , extrait le 12/05/2022.
- [3] Pierre FORESTIER, « Comment fonctionne une centrale hydroélectrique : un peu d'histoire et les mécanismes de base » ; Article sur blog WIKA; Le 16/09/2019.
- [4] Les énergies hydrauliques, <https://www.missionenergie.goodplanet.org/fiche/les-energies-hydrauliques-2/> , extrait le 12/05/2022.
- [5] James Clerk MAXWELL, « Traité d'Électricité et de Magnétisme », Gauthier-Villars, tome I (1885) et tome II (1887). Réédité par Jacques Gabay (1989).
- [6] John David JACKSON (trad. Christian Jeanmougin), « Électrodynamique classique : cours et exercices d'électromagnétisme » [« Classical electrodynamics 3rd edition »], DUNOD, Paris, coll. « Sciences sup », 2001.
- [7] Pierre MAYÉ, « Aide-mémoire Électrotechnique », DUNOD, Paris, 2006.
- [8] Ilarion PAVEL, « L'invention du moteur synchrone par Nikola Tesla », sur bibnum.education.fr, janvier 2013.
- [9] S. K. SAHDEV, « Electrical Machines », Cambridge University Press, 2017.
- [10] D. PRIETO, « Modélisation et optimisation des machines synchro-réductances à aimants permanents et de leur électronique », Thèse de Doctorat, Ecole doctorale STITS, 2015.
- [11] Jacques SAINT-MICHEL, « Bobinage des machines tournantes à courant alternatif », Techniques de l'ingénieur Conversion de l'énergie électrique, 2001.
- [12] Théodore WILDI, « Électrotechnique », 3^{ème} édition, De Boeck Université, Canada, 2000.
- [13] Pedro MARTINEZ-OSORIO, « Conception d'un Moteur Asynchrone à Cage d'Écureuil », Projet de Fin d'Étude, Université pontificale de Comillas, juillet 2014.
- [14] K.W. Yung, P.B. Landeckeret D.D. Villani, « An Analytic Solution for the Force between Two Magnetic Dipoles », Magnetic and Electrical Separation, 1998.
- [15] Liva Eric RADAOROZANDRY, « Conception et Optimisation des Machines Synchrones avec des Modèles Analytiques en tenant compte de la Saturation Magnétique », Mémoire de Maîtrise es. Sciences, Université Laval, Québec, 2007.
- [16] J. PYRHONEN, T. JOKINEN et V.HRABOVCOVA, « Design of Rotating Electrical Machines », John Wiley & Sons, Ltd, UK, 2008.
- [17] E.S. HAMDI, « Design of Small Electrical Machines », John Wiley & Sons, Ltd, UK, 1994.
- [18] Mohamed Amine KHALF, « Conception Optimale d'un Alternateur de Faible Puissance pour le Simulateur de Groupe Turbine-Alternateur d'Hydro-Québec », Mémoire de Maîtrise en Ingénierie, Université du Québec en Abitibi-Témiscamingue, Avril 2013.
- [19] Jean-Yves VOYANT, « Calcul des Performances d'une Machine Synchrone a Pôles Saillants », Sciences de l'ingénieur, Institut National Polytechnique de Grenoble, 1997.
- [20] S. WIAK et E. NAPIERALSKA-JUSZCZAK, « Computational Methods for the Innovative Design of Electrical Devices », Springer-Verlag, Berlin, Heidelberg, 2010.

- [21] John H. HOLLAND, « Adaptation in Natural and Artificial Systems ». University of Michigan Press : Ann Arbor, 1975.
- [22] Gabriel CORMIER, « Chapitre 1 : Algorithme Génétique », Université de Moncton, Canada.
- [23] Nicolas BARNIER et Pascal BRISSET, « Optimisation par Algorithme Génétique Sous Contraintes », Revue des Sciences et Technologies de l'Information - Série TSI : Technique et Science Informatiques, Lavoisier, 1999.
- [24] Nicolas JOZEFOWIEZ, « Optimisation combinatoire multi-objectif : des méthodes aux problèmes, de la Terre à (presque) la Lune », Automatique / Robotique, Institut National Polytechnique de Toulouse (INP Toulouse), 2013.
- [25] Samir MAHDI, « Optimisation Multiobjectif Par Un Nouveau Schéma De Coopération Méta/Exacte », Mémoire de Magister, Université des Frères Mentouri Constantine 1.
- [26] A. OSYCZKA, « Multicriteria Optimization for Engineering Design », Design Optimization, J. S. Gero, Ed. New York: Academic, 1985.
- [27] K. DEB, S. AGRAWAL, A. PRATAP & T. MEYARIVAN, « A Fast and Elitist Multiobjective Genetic Algorithm : NSGA-II », IEEE Trans. On Evolutionary Computation, vol. 6, no 2, pp. 182- 197, 2002.
- [28] M. RANLOF, « Electromagnetic Analysis of Hydroelectric Generators », Thèse de Doctorat, Faculty of Science and Technology, Uppsala University, Uppsala, 2011.
- [29] Data sheet isovac 270-35 A, 01/2018, <https://www.voestalpine.com/isovac/> , extrait le : 26/03/2022
- [30] J. Lowitzsch, « Energy Transition: Financing Consumer Co-Ownership in Renewables ». Springer International Publishing, Cham, 2019.