

وزارة التعليم العالي والبحث العلمي

MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR ET DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE



جامعة الحاج لخضر باتنة
UNIVERSITE EL-HADJ LAKHDAR DE BATNA
(ALGERIE)



Mémoire de Magister

Présenté au Département de Génie Electrique
Faculté de Technologie

Pour obtenir le diplôme de
MagisterEn Electrotechnique

Option :

Machines Electriques

Par:

Mr. BENDIB Mohamed El Hadi

Ingénieur d'État en Électrotechnique Université de Sétif

Thème

Conception d'une Machine à Aimant Permanent à Flux Axial

Soutenu le ...Novembre 2011... devant la commission d'examen composée de :

Mr. AZOUI Boubaker	Pr. Université de Batna	Président
Mr ABDELHADI Bachir	M.C. (A)Université de Batna	Rapporteur
Mr. BENOUDJIT Azeddine	Pr. Université de Batna	Co-Rapporteur
Mr. RAHEM Djamel	M.C. (A) Université de O. El-Bouaghi	Examineur
Mr. GUETTAFI Amor	Pr. Université de Batna	Examineur

Résumés

Abstract:

This dissertation presents a modest study to design an axial flux permanent magnet machine with collector (AFM). It includes a state of the art on their different configurations and a comparison between radial flux conventional DC machines and their homologues with axial flux, the development of the mathematical model by expressing the emf from the calculation of the magnetic potential and the magnetization field, the description with the application of the design procedure for an AFM with SmCo5 and redesign another reference one with the same type of magnets. This design procedure was implemented by a developed calculation program and its results were compared to those of a reference machine so as to validate this methodology that has been extended to the design of a second machine with NdFeB to show their contribution. In addition, the designed machines were optimized by genetic algorithms to improve their performance and then subjected to structural analysis to verify their magnetic states. Finally, the obtained load characteristics and the simulation results of the SmCo5 and NdFeB machines are found to be in good correlation and the NdFeB magnets provide a space savings. In turn, the optimization has contributed to improve performance and the numerical analysis has led to consistent results being within the ranges of design tolerances. Therefore, this study has been fulfilled with satisfaction according to these acceptable and encouraging results.

Keywords:

Permanent Magnet Machines, Axial Flux Machine, D.C. Machine, Discoid Rotor, Finite Elements, Optimal Design, Optimization, Genetic Algorithm, Modeling.

Résumé :

Ce mémoire présente une étude pour la conception d'une machine à aimants permanents à flux axial à collecteur (MFA). Elle englobe un état de l'art sur leurs différentes configurations et une comparaison entre machines à C.C. conventionnel à flux radial et à C.C. à flux axial, l'élaboration de son modèle mathématique tout en exprimant de la f.e.m. induite par le calcul du potentiel magnétique et de la force d'aimantation, la description avec l'application de la procédure de calcul à deux machines MFA avec SmCo5 et une autre de référence avec le même type d'aimants. Cette procédure de conception a été implantée par un programme développé de calcul et les résultats ont été comparés afin de valider cette méthodologie qui a été étendue au dimensionnement d'une deuxième machine avec NdFeB pour montrer leur apport. En plus, les machines conçues ont été optimisées par les algorithmes génétiques pour l'amélioration de leurs performances et ensuite soumises à une analyse de structure pour la vérification de leurs états magnétiques. Finalement, les caractéristiques en charge et les résultats de simulation obtenus de la machine avec SmCo5 et celles avec NdFeB sont en bonne corrélation et que les aimants NdFeB apportent une réduction de l'encombrement. A leurs tours, l'optimisation a contribué à l'amélioration de performances et l'analyse numérique a donné des résultats conformes aux plages de tolérances admises de conception. Par conséquent, cette étude a été achevée avec satisfaction selon ces résultats encourageants et acceptables.

Mots-clés :

Aimants Permanents, Machines à Flux Axial, Machine à C.C., Rotor Discoïde, Conception Optimale, Optimisation, Algorithme Génétique, Modélisation, Eléments Finis.

Remerciements

Le travail présenté dans ce mémoire a été effectué sous la direction de Monsieur Azeddine Benoutjit Professeur à l'Université Hadj Lakhdar de Batna. Je tiens à le remercier pour la confiance qu'il m'a témoignée en acceptant de Co-encadrer ce travail. Sa disponibilité et ses encouragements m'ont été d'un grand apport pour l'aboutissement de ce travail.

Je remercie infiniment Monsieur Bachir Abdelhadi, Maître de Conférences A à l'Université de Batna pour la confiance qu'il m'a témoignée en acceptant d'encadrer ce travail. Je tiens à exprimer ma haute reconnaissance pour sa contribution scientifique qui a été très fructueuse dans l'avancement de ce travail.

Je tiens à exprimer mes plus vifs remerciements à Monsieur Azoui Boubaker, Professeur à l'Université de Batna pour l'honneur qu'il me fait de présider le jury de soutenance.

Que Messieurs RAHEM Djamel , Maître de Conférences A à l'Université O.El-Bouaghi, et Guettafi Amor, Professeur de l'Université de Batna, trouvent, ici l'expression de ma profonde gratitude, pour avoir accepté d'examiner et critiquer ce mémoire.

Ensuite je tiens à remercier toutes personnes de près ou de loin qui m'ont permis par leur encouragement la réalisation de ce modeste travail.

Dédicace

Je dédie ce modeste travail à :

Mes chers parents ;

Mes frères et sœurs ;

A mes chers Samoudi et Maram

Toute la promotion 2008 ;

Sans oublier tout mes amies de l'université.

Mohamed EL Sadi

Sommaire

Résumé

Remerciements

Dédicaces

Sommaire

Listes des symboles et abréviations

Listes des figures et tableaux

Introduction Générale

Généralités	01
Problématique	01
Objectifs	02
Présentation	03

Chapitre Un

Etat de l'Art sur les Machines à Aimants Permanents à Flux Axial

1.1 Introduction	4
1.2 Présentation de la machine à flux axial	4
1.3 Historique sur les machines à flux axial	5
1.4 Types des machines à flux axial	7
1.5 Topologies et géométries	8
1.6 Comparaison entre machines axiales et machines radiales	11
1.7 Machines homopolaires	13
1.7.1 Roue de Barlow	13
1.7.2 Moteurs à rotor plat	14
1.7.3 Moteur pas à pas en forme de disque	16
1.8 Comparaison entre moteurs à CC conventionnel et à CC axial	17
1.8.1 Principes de fonctionnements	18
1.8.2 Temps d'accélération	18
1.8.3 Couple d'ondulation	19
1.8.4 Durée de vie d'utilisation	19
1.8.5 Couple maximal	20
1.8.6 Caractéristiques de deux types de moteurs.	21
1.9 Conclusion	21

Chapitre Deux

Etude Analytique des Machines à Aimants Permanents à Flux Axial

2.1 Introduction	22
-------------------------	----

2.2 Limites de fonctionnement	23
2.3 Modèle électrique	24
2.4 Analyse électromagnétique	25
2.5 Aimants permanents utilisés dans les machines	26
2.5 Caractéristiques de désaimantation	28
2.6 Expression des équations magnétiques de la machine	31
2.6.1 F.é.m. dans l'entrefer	32
2.6.2 Moment de la densité du flux	33
2.6.3 Répartition du champ magnétique dans l'entrefer	34
2.6.4 Solution directe du potentiel magnétique	35
2.6.5 Calcul numérique de la force d'aimantation	37
2.7 Conclusion	38

Chapitre Trois

Développement et Validation d'une Procédure de Calcul pour une Machine à Aimants Permanents à Flux Axial à Courant Continu

3.1 Introduction	39
3.2 Dimensionnement d'un moteur à flux axial	39
3.2.1 Paramètres du model géométrique	40
3.2.1.1 Rotor	40
3.2.1.2 Stator	42
3.3 Choix des matériaux	42
3.4 Grandeurs nécessaires pour le dimensionnement	43
3.5 Modélisation des différentes pertes	44
3.5.1 Pertes par frottement	44
3.5.2 Pertes dans le cuivre	44
3.6 Principe de dimensionnement	45
3.7 Caractéristiques du moteur	50
3.7.1 Caractéristique électromécanique	50
3.7.2 Caractéristique de puissance	51
3.7.3 Caractéristique de vitesse (charge)	51
3.7.4 Rendement	52
3.7.5 Détermination du point de fonctionnement	53
3.8. Conclusion	54

Chapitre Quatre

Optimisation Structurale et Validation du Prototype Conçu

4.1 Introduction	55
4.2. Processus de conception des actionneurs électriques.	55

4.3 Méthodologie de dimensionnement par optimisation	56
4.4 Cahier de charges	57
4.4.1 Contraintes magnétiques	57
4.4.2 Contraintes électriques	58
4.4.3 Contraintes thermiques	58
4.4.4 Contraintes mécaniques	58
4.4.5 Contraintes géométriques	58
4.5. Choix de la structure de l'actionneur	59
4.6. Dimensionnement de l'actionneur choisi	59
4.7 Principe d'optimisation	60
4.7 Formulation mathématique d'un problème d'optimisation	60
4.8 Grandeurs nécessaires pour l'optimisation	62
4.8.1 Optimisation du rapport K en ce qui concerne la puissance	63
4.8.2 Optimisation du rapport de diamètres en ce qui concerne le moment d'inertie	64
4.8.3 Relation entre le rapport de diamètre et le poids de cuivre	64
4.9 Conception à optimisée	66
4.9.1 Fonctions objectives	66
4.9.2 Comparaison volumique entre les deux conceptions	69
4.10 Conclusion	70

Chapitre Cinq

Analyse Structurale des Machines Conçues

5.1 Introduction	72
5.2 Modélisation par éléments finis	72
5.3 Structure de la machine	74
5.4 Conditions aux limites et sous domaines	74
5.4.1 Conditions aux limites	74
5.4.2 Conditions de sous domaine	75
5.5 Etude des parties actives de la machine	75
5.6 Etude du potentiel magnétique	78
5.7 Conclusion	79

Conclusion Générale

<i>Travail accompli</i>	
<i>Difficultés et problèmes rencontrés</i>	80
<i>Suggestions et perspectives</i>	

Références bibliographiques	82
Annexes	85

Liste des Symboles et Abréviations

A_c	Coefficient d'utilisation
A_m	Surface de la face de l'aimant
A	Nombre des voies [$A=p$ (imbrique), $A=2$ (ondule)]
A_b	Surface de contact de tous les balais
B_g	Induction dans l'entrefer
B_{av}	Chargement aimant spécifiques
$B_{i,j}$	Densité de flux à un point i, j
B_j	Densité de flux à la position angulaire
B_m	Induction magnétique
C_l	Coefficient de la longueur
D_1	Diamètre intérieur
D_2	Diamètre extérieure
D	Diamètre total de moteur
d_c	Diamètre de fil
$e_{i,j}$	f.é.m. dans un élément conducteur
E	f.é.m. induite totale
e_j	f.é.m. dans un élément conducteur à position angulaire
E_c	f.é.m. moyenne du conducteur
F	Facteur de perte pour la force magnétomotrice
H	Force magnétisante
H_x	Force magnétisante dans le sens axial
H_m	Force magnétique
i,j	Indice des positions radiales et angulaires
I	Courant de moteur
I_c	Courant dans seule voie
I_c	Courant du conducteur
I_{nl}	Courant de perte qui correspondant perte au couple
I_s	Courant de blocage à tension nominale
l	Longueur du conducteur actif
L	Coefficient de fuite
L	Largeur de la machine
L_{seg}	Longueur du segment du collecteur
L_{bal}	Longueur du ballais (charbon)
l_m	Longueur d'aimant
l_g	Longueur de l'entrefer
M	Aimantation intrinsèque
M_s	Force magnétique sur la face du pôle
n	Vitesse du moteur
N_t	Vitesse de rotation à vide

P_1	Puissance du moteur
$2p$	Nombre de pôles
P	Moment de la densité de flux
P_j	Moment de la densité de flux à la position angulaire
P_o	Puissance fournie
P_{fb}	Pertes par frottement du ballais
$R_1 R_2$	Rayons intérieure et extérieure de la longueur active des conducteurs
r_i	Rayon correspondant à i
R_a	Résistance d'induit
r	Rayon élémentaire
x	Distance entre les cotes de l'aimant
v_i	Vitesse linéaire du conducteur à son rayon moyen
V	Tension d'alimentation
Z	Nombre total des conducteurs
Φ	Flux total par pôle
$\Phi_{i,j}$	Flux au point ij.
Φ_l	Flux de fuite
Φ_g	Flux dans l'entrefer
Φ_m	Flux utile de l'aimant
Ψ	Potentiel magnétique
ω	Vitesse angulaire du conducteur
a	Rapport arc polaire/pas polaire
δ_p	Permeance
μ_0	Perméabilité
β	Angle entre deux pôles adjacent
$\delta_r \delta_x$	Elément surfacique sur la cote d'aimant
P_b	Pression spécifique des balais
v_k	Vitesse périphérique du collecteur
ρ_{Cu}	Résistivité du Cuivre $\rho_{20}=0.0178.10^{-6} \Omega.m$
α_{Cu}	Coefficient de température (Cu) $\alpha=3,81.10^{-3}^{\circ}C^{-1}$
	Densité de Cuivre 8,9 g/cm ³
ρ_{Al}	Résistivité d'Aluminium $\rho_{20}=0.031.10^{-6} \Omega.m$
α_{Al}	Coefficient de température (Al) $\alpha=3,7.10^{-3}^{\circ}C^{-1}$
	Densité volumique de fer 7,9 g/cm ³
	Densité volumique de SmCo ₅ 8,2 g/cm ³
	Densité volumique de NdFeB 7,4 g/cm ³

Liste des Figures

	Page
Figure 1.1 Moteur électromagnétique avec rotor à disque selon le brevet, N. Tesla	6
Figure 1.2 Disque de Faraday	6
Figure 1.3 Moteur à collecteur à flux axial avec rotor à bobinages imprimés	7
Figure 1.4 Topologies des machines à flux axial	9
a) Un seul côté à stator encoché,	
b) Double face à stator intérieur encoché et double rotor à aimants,	
c) Stator double face à encoches et rotor intérieur à aimants,	
d) Moteur double face sans noyau avec stator intérieur.	
Figure 1.5 Machine double face sans balais avec stator à pôles saillants interne et double rotors externes	10
a) Construction,	
b) Stator,	
c) Rotor.	
Figure 1.6 Machine à flux axial double face sans balais avec trois phases.	10
Figure 1.7 Machine sans noyau à flux axial multidisques avec trois stators et quatre rotors.	11
Figure 1.8 Topologies de (a) machine radiale (b) machine axiale	12
Figure 1.9 Roue de Barlow	13
Figure 1.10 Principe du moteur à rotor plat	15
Figure 1.11 Bobinage du moteur à rotor plat à aimant	15
Figure 1.12 Vue d'une forme d'exécution; vue éclatée	16
Figure 1.13 Encombrement des deux moteurs	17
Figure 1.14 Moteur plat et moteur classique	17
Figure 1.15 Construction physique de deux types de moteurs	18
Figure 1.16 Illustration d'accélération de chaque type de moteur	19
Figure 1.17 Couple d'ondulation de chaque moteur	19
Figure 1.18 Durée de vie des charbons	20
Figure 1.19 Couple maximal généré	20
Figure 2.1 Limites de fonctionnement	23
Figure 2.2 Schéma électrique de la machine	24
Figure 2.3 Exécution du bobinage	26
Figure 2.4 Vue réelle du rotor	26
Figure 2.5 Courbes de désaimantation des principaux types d'aimants.	28
Figure 2.6 Caractéristique $B_a(H_a)$ de l'aimant	29
Figure 2.7 Désaimantation d'un aimant Ticonal 1500	30
Figure 2.8 Coût des aimants et évolution de l'énergie spécifique	31
Figure 2.9 Élément du conducteur d'induit	32
Figure 2.10 Représentation en 2 dimensions d'un aimant et entrefer	35
Figure 2.11 Représentation en 2 dimensions avec aimants simplifiées	36

Figure 2.12	Position du point Q à la face de l'aimant	37
Figure 3.1	Enroulement d'induit à une seule inclinaison	40
Figure 3.2	Enroulement d'induit à deux inclinaisons	40
Figure 3.3	Enroulement d'induit à liaison	41
Figure 3.4	Enroulement d'induit à une forme	41
Figure 3.5	Exécution du bobinage du rotor	41
Figure 3.6	Dimensions du stator	42
Figure 3.7	Assemblage des différents éléments	44
Figure 3.8	Pertes par ventilation et par frottement dans	44
Figure 3.9	Organigramme globale de dimensionnement	45
Figure 3.10	Organigramme de calcul	47
Figure 3.11	Caractéristique du couple	50
Figure 3.12	Caractéristique de puissance	51
Figure 3.13	Caractéristique de vitesse	52
Figure 3.14	Caractéristique de rendement	53
Figure 3.15	Point de fonctionnement de l'aimant SmCo5	54
Figure 3.16	Point de fonctionnement de l'aimant NdFeB	54
Figure 4.1	Déroulement d'un procédé d'optimisation	56
Figure 4.2	Optimum global et optimum local.	60
Figure 4.3	Dimensions extérieurs d'une machine à flux axial	62
Figure 4.4	Variation le nombre des conducteurs en fonction de K	63
Figure 4.5	Variation la longueur des bobines en fonction de K	65
Figure 4.6	Variation du diamètre extérieur en fonction de K	65
Figure 4.7	Relation entre les paramètres de l'induit en fonction de K	65
Figure 4.8	Variation de la fonction objective (minimum de pertes Joule)	65
Figure 4.9	Progression de la fonction objective avec le nombre de générations	69
Figure 4.10	Optimisation du rendement et poids	69
Figure 4.11	Avec l'utilisation de NdFeB	70
Figure 4.12	Avec l'utilisation de SmCo5	70
Figure 5.1	Organisation du logiciel COMSOL.	73
Figure 5.2	Géométrie et découpage en éléments finis	74
Figure 5.3	Conditions aux limites	75
Figure 5.4	Distribution de l'induction dans la machine à aimants SmCo5	76
Figure 5.5	Distribution de l'induction dans la machine à aimants NdFeB	76
Figure 5.6	Distribution de Champ magnétique à aimants SmCo5	77
Figure 5.7	Distribution de Champ magnétique à aimants NdFeB	77
Figure 5.8	Distribution du potentiel magnétique de la machine a aimants SmCo5	78
Figure 5.9	Distribution du potentiel magnétique de la machine a aimants NdFeB	78
Figure 5.10	Distribution de l'induction du champ dans l'entrefer de la machine à aimants SmCo5.	79
Figure 5.11	Distribution de l'induction du champ dans l'entrefer de la machine à aimants NdFeB.	79

Liste des Tableaux

	Page
Tableau 1.1 Caractéristiques de deux types de moteurs.	19
Tableau 2.1 Propriété des principaux aimants à 20°C.	27
Tableau 3.1 Comparaison entre résultats de référence et de simulation	49
Tableau 4.1 Variables de décision	68
Tableau 4.2 Valeurs de a et L qui sont calculés par l'algorithme génétique.	68
Tableau 4.3 Comparaison des résultats d'optimisation.	70
Tableau 5.1 Différents sous domaine.	72

Introduction Générale

La tendance actuelle pousse les citoyens à changer leur mode de vie pour devenir plus écologique : réduction de l'émission de CO₂, développement des énergies renouvelables ou nouvelles initiatives pour des véhicules propres sont de nouveaux enjeux et défis à relever. Les politiques et industriels amorcent les démarches pour ce changement. L'électricité et en particulier le moteur électrique à un rôle important à jouer. Est-il encore possible d'innover dans le domaine du moteur électrique ? Avec plus de 180 ans d'existence et la réalisation du premier moteur électromagnétique en 1821 par Michael Faraday, le moteur électromagnétique a une longue histoire jalonnée par des découvertes clés. Rappelons nous d'André Marie Ampère qui réalisa en 1832 une des premières machines à courant continu, de Nikola Tesla l'inventeur de la machine à induction en 1883 ou encore de Peter Barlow qui avec sa roue amorça en premier l'idée de base de la machine discoïde en 1828. C'est donc petit à petit que l'évolution de la machine électrique se construisit. Et ce n'est pas fini. L'évolution rapide de l'électronique de puissance pour la commande des machines électriques (utilisation de thyristors en 1960, de microprocesseurs en 1970), la découverte de nouveaux matériaux, les progrès techniques dans le calcul par éléments finis ou les nouvelles techniques d'optimisation nous permettent maintenant d'étudier de nouveaux axes de recherches, [1].

Un des nouveaux axes de recherche que nous proposons dans ce mémoire est l'étude d'une structure spéciale de machines électriques effectuée à l'aide d'outils puissants de modélisation, et des méthodes d'optimisation et tout en considérant des nouveaux matériaux ferromagnétiques, [2, 3].

Le moteur électrique est actuellement le plus utilisé dans l'industrie il représente, l'élément électrique le plus important et il est employé dans tous les secteurs et a un grand domaine d'application. La plus grande partie de l'énergie électrique fournie est consommée par des moteurs asynchrones ou synchrones classiques mais aussi de nouveaux types de moteurs émergents dans l'industrie comme les moteurs à aimants permanents et les moteurs à réluctance variable.

La simple structure et la robustesse des machines à courant continu à rotor plat ont permis de prendre poussée dans les systèmes d'entraînements à vitesse variable. Leur rotor peut supporter des vitesses très grandes et des couples très importants. Les performances de ces machines sont améliorées par l'augmentation de l'anisotropie de leur rotor. Ainsi, elles possèdent des

performances comparables à celles des machines traditionnelles à courant continu.

Le processus de conception des actionneurs électriques comporte plusieurs préoccupations: la sélection de la structure d'actionneur à retenir pour répondre à un cahier de charges de plus en plus sévère, le choix du modèle d'étude à adopter pour tenir compte des différents phénomènes mis en jeu et aussi la définition de la procédure d'optimisation à adopter pour déterminer les dimensions et les matériaux permettant d'atteindre les spécifications visées.

Le dimensionnement des machines électriques est généralement précédé d'un pré dimensionnement durant lequel on doit répondre aux exigences de rapidité et de souplesse. Dans cette première phase, des modèles analytiques sont souvent utilisés. Des modèles numériques sont ensuite exploités pour affiner et valider les solutions obtenues en simulant de manière fiable le comportement électromagnétique avec un minimum d'hypothèses simplificatrices.

La recherche de nouveaux outils de modélisation et d'optimisation, lors de la conception des machines électriques, est une préoccupation continue des chercheurs en génie électrique. Une des solutions actuellement préconisée consiste à introduire l'intelligence artificielle dans l'optimisation de la conception.

Dans le premier chapitre, à travers une étude bibliographique, nous présenterons la famille des machines électriques à aimants permanents à flux axial. Nous irons faire un bref aperçu sur l'histoire du développement de cette machine.

Le deuxième chapitre traitera, un modèle analytique avec des hypothèses simplificatrices adéquates, pour le calcul électromagnétique de machines à aimants permanents à flux axial à courant continu. Une étude qualitative de l'influence des paramètres dimensionnels sur les performances électromagnétiques sera établie.

Le troisième chapitre, sera consacré au développement d'une procédure de calcul pour une machine à aimants permanents (SmCo5) à flux axial à courant continu. Cette procédure est structurée selon un organigramme de conception traitant les dimensions géométrique, électrique et magnétique. Ensuite, les résultats obtenus à l'aide du programme développé pour cette approche de conception seront validés tout en les comparant avec ceux d'une référence publiée de la même machine. Cette validation est concrétisée par un ensemble de caractéristiques. Cependant, cette machine sera suivie de l'application de cette procédure validée à la conception d'une machine avec aimants permanents de type NdFeB de

même puissance. Les résultats achevés seront comparés avec ceux de la référence et celle avec aimants de type SmCo5.

Le quatrième chapitre sera dédié à la conception des deux prototypes : M_1 avec SmCo5 et M_2 avec NdFeB. Ensuite, les résultats des deux variantes optimisées M_{1opt} et M_{2opt} seront comparées à ceux non optimisés M_1 et M_2 , pour cette approche on propose la mise en œuvre d'un outil de dimensionnement et l'optimisation (Algorithme Génétique) afin d'atteindre le but que l'on s'était fixé. Ensuite, on présentera les notions d'optimisation en signalant le type du problème d'optimisation relative à la conception des machines électriques. On envisagera l'utilisation des algorithmes génétiques, qui nous montrent l'apport de l'optimisation dans la conception des machines électriques.

Dans le cinquième chapitre, nous utiliserons un logiciel d'analyse structurelle des prototypes conçus, le premier avec des aimants permanents SmCo5 et le deuxième avec des aimants permanents NdFeB. Il permet vérifier la saturation du matériau et le risque de démagnétisation des aimants. Ce logiciel est basé sur les éléments finis.

Finalement, une conclusion générale sur cette étude sera représentée et des perspectives seront abordées.

Chapitre Un

Etat de l'Art sur les Machines à Aimants Permanents à Flux Axial

Sommaire

1.1 Introduction	4
1.2 Présentation de la machine à flux axial	4
1.3 Historique sur les machines à flux axial	5
1.4 Types des machines à flux axial	7
1.5 Topologies et géométries	8
1.6 Comparaison entre machines axiales et machines radiales	11
1.7 Machines homopolaires	13
1.7.1 Roue de Barlow	13
1.7.2 Moteurs à rotor plat	14
1.7.3 Moteur pas à pas en forme de disque	16
1.8 Comparaison entre moteurs à CC conventionnel et à CC axial	17
1.8.1 Principes de fonctionnements	18
1.8.2 Temps d'accélération	18
1.8.3 Couple d'ondulation	19
1.8.4 Durée de vie d'utilisation	19
1.8.5 Couple maximal	20
1.8.6 Caractéristiques de deux types de moteurs.	21
1.9 Conclusion	21

Chapitre Un

Etat de l'Art sur les Machines à Aimants Permanents à Flux Axial

1.1 Introduction

La très grande majorité des machines électriques utilisées dans l'industrie fait appel à des technologies connues depuis très longtemps : moteur Asynchrone à cage d'écureuil et moteur Synchrone. Depuis quelques décennies maintenant, les concepteurs des actionneurs électriques étudient des structures spéciales (machines à aimants permanents ou à réluctance variable, avec flux axial, radial ou transversal),[1]. Ces configurations sont possibles grâce aux avancées technologiques dans les matériaux, les calculs numériques et l'électronique de puissance.

La machine à flux axial à balais à aimant, également appelée la machine à disque, est une alternative attrayante en contre partie de la machine cylindrique à flux radial due à la forme, à la construction compacte et à la densité élevée du couple. Les moteurs à flux axial sont particulièrement appropriés aux véhicules, pompes, commandes de valves, ventilateurs, machines-outils, grues, robots. Leurs utilisations sont devenues plus vastes surtout pour les systèmes à basse vitesse et à couple élevé, [4].

Les moteurs à disque peuvent être insérés dans des systèmes ou des mécanismes pour optimiser le volume, la masse, le nombre de pièces, temps d'assemblage. Pour les véhicules électriques avec les moteurs intégrés on peut avoir un système plus simple, un rendement plus élevé et à prix réduit.

Dans ce chapitre nous donnerons un aperçu sur la famille des machines électriques à flux axial à collecteur avec ou sans aimants, leurs principes de fonctionnement ainsi que leurs conceptions. Ensuite, nous présenterons une comparaison entre les machines à flux radial et à flux axial du point de vue de leurs géométries, Enfin nous effectuerons une comparaison de certaines caractéristiques de deux types de moteurs : moteur à CC conventionnel et moteur à CC à flux axial.

1.2 Présentation de la machine à flux axial

Le profil unique en forme de disque du rotor et du stator des machines à flux axial permet de produire des conceptions diverses et interchangeables. Les machines à flux axial peuvent être conçues en tant qu'entrefer simple ou multiple avec armature encochée, pôles saillants ou même totalement sans fer.

Les petites machines à flux axial sont fréquemment conçues comme machines à pôles saillants avec aimants.

Une attention particulière doit être donnée à la conception de la liaison mécanique du rotor-axe car c'est habituellement la cause des échecs des machines de type à disque, [5].

1.3 Historique sur les machines à flux axial

L'histoire des machines électriques indique que les premières machines étaient les machines à flux axial (M. Faraday, 1831, W. Ritchie, 1833, B. Jacobi, 1834). Cependant, peu de temps après T. Davenport (1837) a réclamé le premier brevet pour une machine à flux radiale, Les machines à flux radiales conventionnelles ont été largement acceptées comme configuration traditionnelle pour les machines électriques, [6, 7].

Le premier prototype fonctionnant primitif d'une machine à flux axiale, jamais enregistrée, était le disque de M. Faraday (1831) (**Figure 1.2**). La construction des machines électriques de type de disque apparaît également en brevets de N. Tesla, par exemple les Etats-Unis ont breveté le moteur sous le numéro 405 858 [8] et étudié en 1889 (**Figure 1.1**). Les raisons d'abandonner la machine à flux axial étaient multiples et peuvent être récapitulées comme suit:

- ✓ Grande force magnétique axiale d'attraction entre le stator et le rotor;
- ✓ Difficultés de fabrication, telle que les rainures du stator;
- ✓ Coût élevé impliqué en fabriquant les noyaux stratifiés du stator;
- ✓ Difficultés d'assemblage de la machine en gardant l'entrefer uniforme.

Bien que, le premier système d'excitation à aimant ait été appliqué aux machines électriques dès les années 1830, la mauvaise qualité des matériaux magnétiques durs a bientôt découragé leur utilisation. L'invention de l'Alnico en 1931, la ferrite de baryum dans les années 1950 et particulièrement les matériaux de terres rares du néodyme-fer-bore (NdFeB), (annoncés en 1983), ont rendu un retour du système d'excitation à aimant possible, [5].

On croit généralement que la disponibilité des matériaux à énergie élevée (particulièrement terre rare) est la force d'entraînement principale pour l'exploitation de ce type de machines à aimants et a ainsi rétabli les machines à flux axial. Le prix de terre rare avait suivi une courbe descendante dans la dernière décennie du 21^{ème} siècle avec un déclin pointu en trois dernières années. Une étude de marché récente prouve que le NdFeB peut maintenant être acheté pour moins que 20 U.S.\$ par kilogramme. Avec la disponibilité de divers matériaux plus accessibles, les machines à flux axial peuvent jouer un rôle plus important dans un proche avenir, [5].

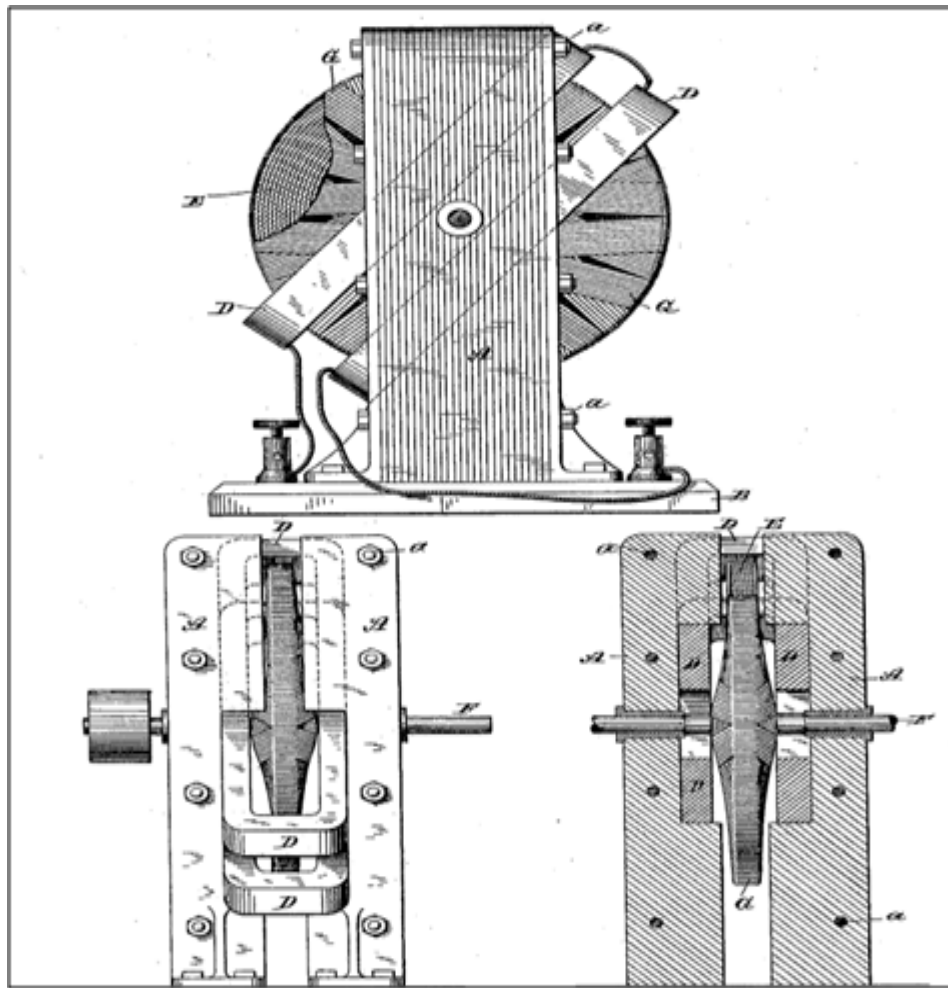


Figure 1.1 Moteur électromagnétique avec rotor à disque selon le brevet de N. Tesla,[8].

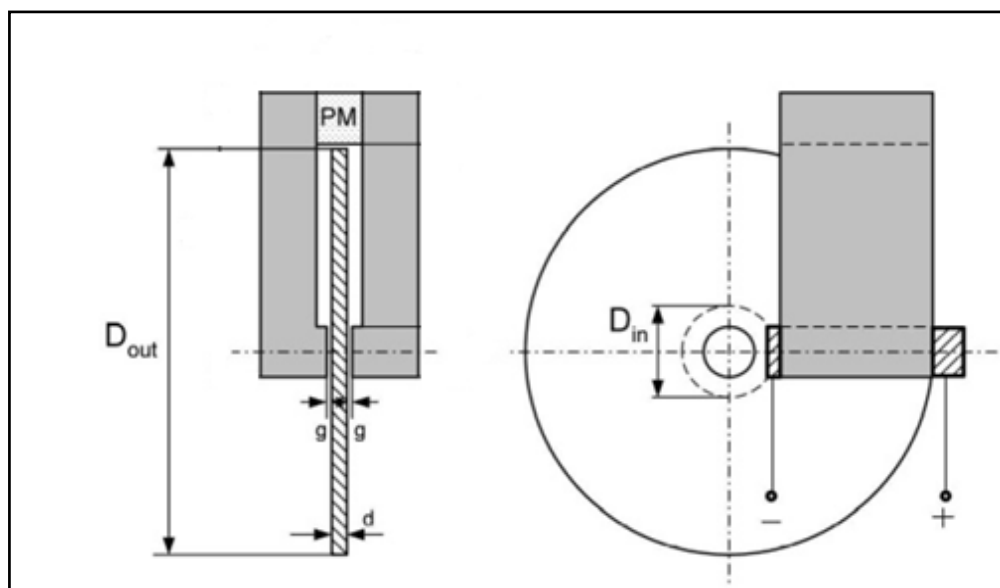


Figure 1.2 Disque de Faraday,[5].

1.4 Types des machines à flux axial

En principe, chaque type de machine à flux radial devrait avoir sa version correspondante.

Dans la pratique, les machines à disque sont limitées aux trois types suivants:

- ✓ Machines à collecteur de courant continu à aimants permanents ;
- ✓ Machines à courant continu sans balais à aimants permanents et machines synchrones;
- ✓ Machines à induction.

Semblable aux machines à flux radial, l'utilisation de l'aimant permanent dans les machines à courant continu à flux axial à collecteur remplace le système d'excitation électrique. Le rotor (armature) peut être conçu en tant qu'un rotor bobiné ou rotor à bobinage imprimé.

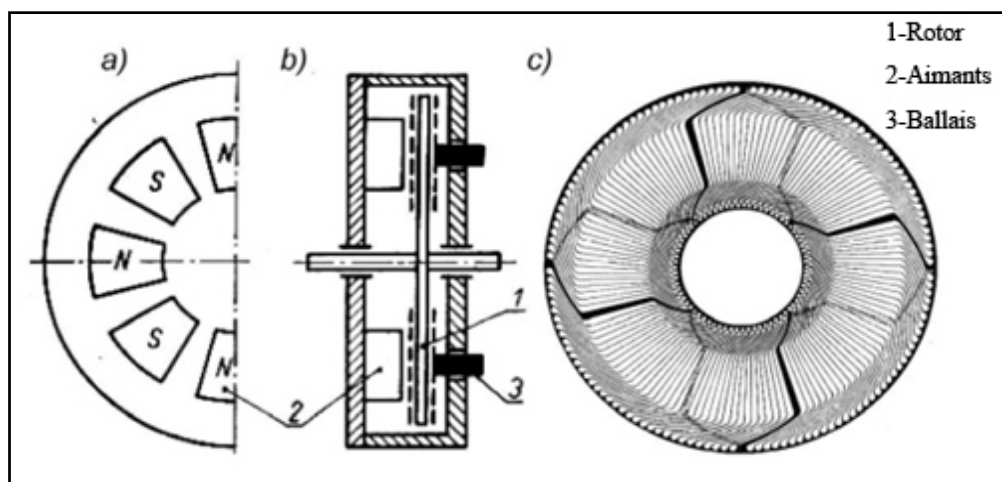


Figure 1.3 Moteur à collecteur à flux axial avec rotor à bobinages imprimés à 8-pôles: (a) stator avec aimants, (b) section, (c) bobinage du rotor, [5].

Dans le rotor, l'enroulement est fait de fils de cuivre et moulé avec la résine. Le collecteur est semblable à celui du type courant continu, c.-à-d. cela peut être un collecteur cylindrique ou radial.

L'enroulement d'un moteur à disque imprimé est illustré sur la (Figure 1.3). Le rotor (armature) n'a pas un noyau ferromagnétique et son enroulement est semblable à l'enroulement ondulé des machines conventionnelles de collecteur à courant continu.

Les enroulements sont emboutis des morceaux de feuilles de cuivre et puis soudés, formant un enroulement ondulé. Quand ce moteur a été inventé par J. Henry Baudot [9], l'armature a été faite en utilisant une méthode semblable à celle pour fabriquer les cartes électroniques (circuit imprimé). Par conséquent, ceci s'appelle le moteur d'enroulement imprimé. Le flux magnétique d'un moteur à courant continu à enroulement imprimé à collecteur avec un grand entrefer peut être produit par les aimants rentables à haute rémanence comme l'Alnico.

Les moteurs à courant continu à collecteur à flux axial sont toujours un choix souple et économique pour certaines applications industrielles, les véhicules électriques et domestiques telles que les ventilateurs, les machines-outils, etc.

Il est difficile de fabriquer un rotor stratifié avec son enroulement pour une machine à disque d'induction [10]. Si le support d'enroulement du rotor est remplacé par un disque homogène non magnétique (Cu ou Al) ou par un disque d'acier enduit d'une couche de cuivre, les performances de la machine se détériorent rigoureusement. Par conséquent, il y a peu d'intérêt pour des machines d'induction de type de disque jusqu'ici [10, 11].

1.5 Topologies et géométries

Du point de vue construction, les machines à flux axial sans balais peuvent être conçues avec simple ou double face, avec ou sans encoches d'armature, avec ou sans noyau d'armature, avec les rotors à aimants internes ou externes, avec un support d'aimants peut être simple ou multiple [5].

Dans le cas des configurations à double face, l'arrangement du stator externe ou du rotor externe peut être adopté. Le premier choix a l'avantage d'employer peu d'aimant aux dépens de l'utilisation faible d'enroulement tandis que le second est considéré comme topologie particulièrement avantageuse de la machine [12]. Les topologies diverses des machines sans balais à flux axial peuvent être classifiées comme suit:

- Machine simple face
 - ✓ avec stator encoché (**Figure 1.4a**)
 - ✓ avec stator sans encoches
 - ✓ avec stator à pôles saillants
- Machine à double face
 - ✓ Avec stator interne (**Figure 1.4b**)
 - avec stator encoché
 - avec stator sans encoches
 - avec stator à noyau de fer
 - avec stator sans noyau (**Figure 1.4d**)
 - avec rotor et stator les deux sans noyaux
 - avec stator à pôles saillants (**Figure 1.5**)
 - ✓ avec rotor interne (**Figure 1.4c**)
 - avec stator encoché
 - avec stator sans encoches
 - avec stator à pôles saillants (**Figure 1.6**)
- avec les machines à plusieurs disques (**Figure 1.7**)

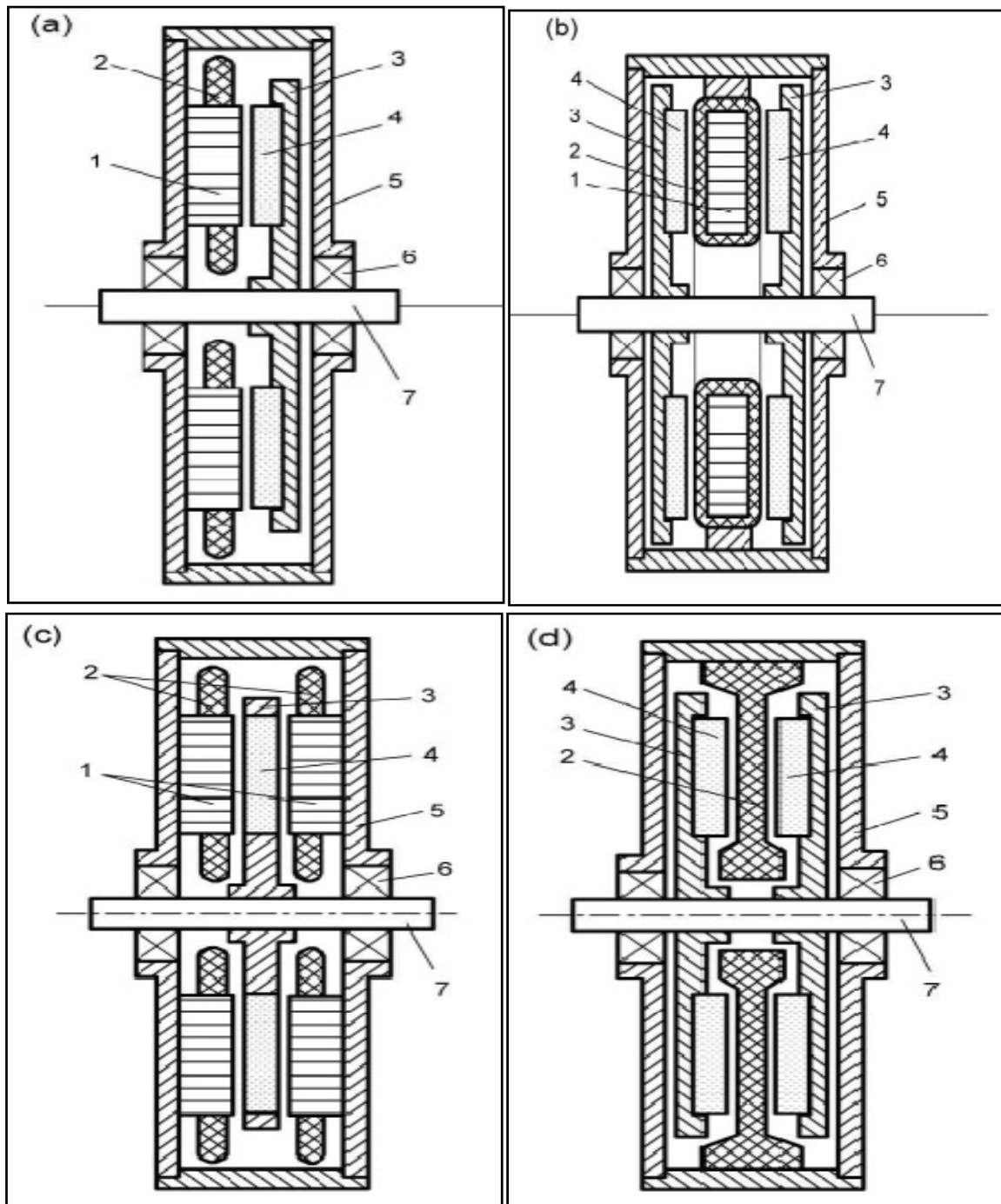


Figure 1.4 Topologies des machines à flux axial: (a) un seul côté à stator encoché, (b) double face à stator intérieur encoché et double rotor à aimants (c) stator double face à encoches et rotor intérieur à aimants (d) moteur double face sans noyau avec stator intérieur. 1-noyau du stator, 2-enroulement du stator, 3-rotor, 4-aimants permanents, 5-cadre, 6-roulements, 7-arbre.

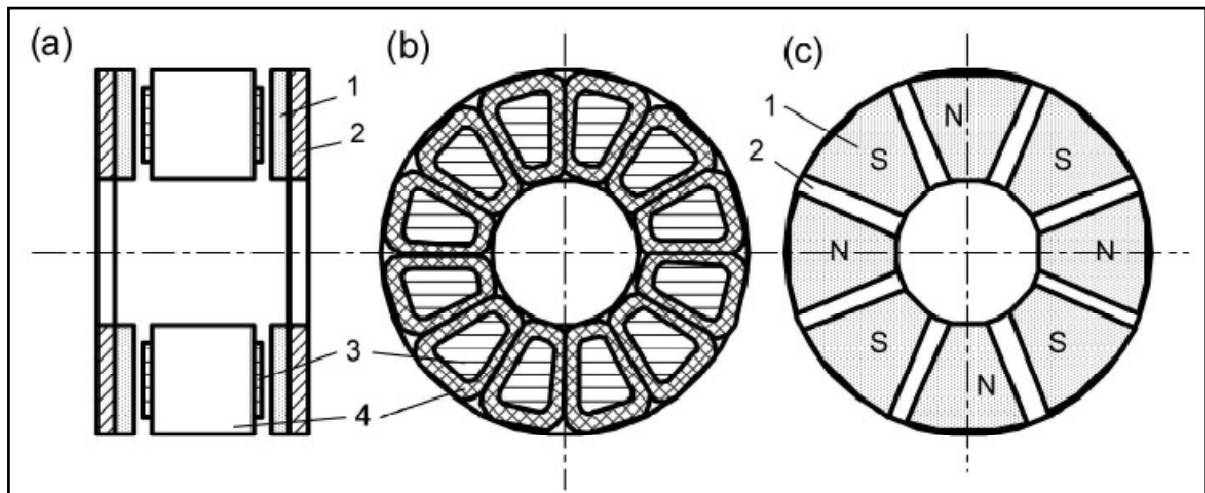


Figure 1.5 Machine double face sans balais avec stator à pôles saillants interne et double rotor externe [13]: (a) construction, (b) stator; (c) rotor. 1-aimants, 2-support en acier du rotor, 3-pôles du stator, 4-bobine du stator.

L'entrefer du rotor bobiné d'une machine à flux axial est relativement petit. La densité magnétique moyenne du flux dans l'entrefer diminue sous chaque ouverture d'encoches dues à l'augmentation de la réluctance. Le changement de la densité magnétique moyenne de flux provoqué par des ouvertures d'encoches correspond à une augmentation fictive de l'entrefer [14].

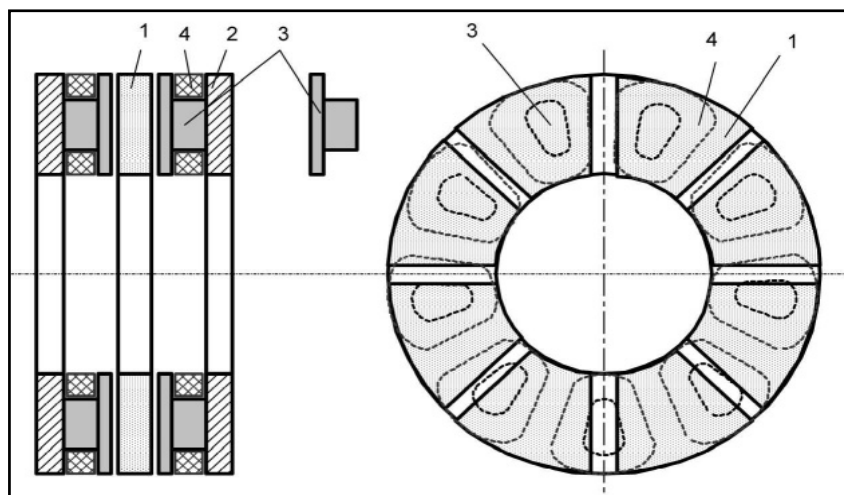


Figure 1.6 Machine à flux axial double face sans balais avec trois phases, 1-aimant, 2-disque du stator (bandes ferromagnétiques), 3-pôles du stator, 4-bobines du stator, [5].

Pour les machines à flux axial avec le rotor sans encoches, l'entrefer est beaucoup plus grand il est égal au dégagement mécanique plus l'épaisseur de tous les matériaux non magnétiques (enroulement, isolation,..) qui est parcouru par le flux magnétique principal [5].

Dans la machine sans balais à pôles saillants à double face à flux axial montrée dans (**Figure 1.5**); les enroulements du stator avec des paramètres concentrés sont enroulés sur des pôles axialement empilés. Pour obtenir une autonomie de démarrage, le nombre des pôles du stator devrait être différent du nombre des pôles du rotor, par exemple 12 pôles du stator et 8 pôles du rotor [15]. La (**Figure 1.6**) montre une machine à double face avec stator externe à pôles saillants et à rotor interne à aimants, et présente neuf enroulements du stator et huit pôles du rotor pour une machine triphasée à flux axial.

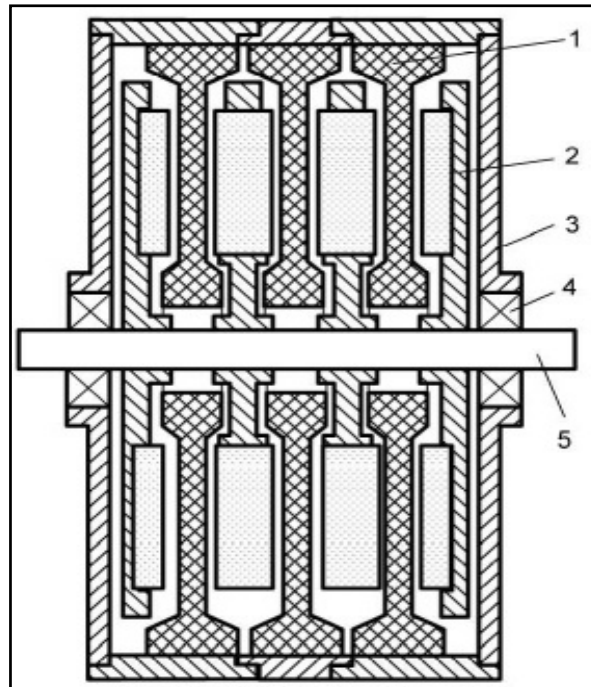


Figure 1.7 Machine sans noyau à flux axial multidisques: 1-enroulement du stator, 2-unité du rotor et aimant, 3-cadre, 4-roulements, 5-arbre.

1.6 Comparaison entre machines axiales et machines radiales

Avec l'application de nouveaux matériaux, innovation dans la fabrication technologique et l'amélioration des techniques de refroidissement, un accroissement plus ultérieur de la densité de puissance (puissance de rendement par masse ou volume) de la machine électrique a été rendu possible. Il y a une limite inhérente à cette augmentation pour les machines radiales conventionnelles à aimant en raison de [16]:

- La grande partie du noyau du rotor autour de l'axe qui sert à peiner le flux magnétique (**Figure 1.8**);
- La chaleur de l'enroulement du stator est transférée à la culasse et puis à la carcasse, le faible transfert de la chaleur par l'entrefer du stator, et du rotor oblige l'utilisation d'un refroidissement forcé.

Ces limitations sont en soi liées avec les structures radiales du flux et ne peuvent pas être enlevées facilement à moins qu'une nouvelle topologie soit adoptée. La machine à flux axial, identifiée en tant qu'ayant une densité

puissance plus élevée que la machine à flux radial, et donc elle est plus compacte [15].

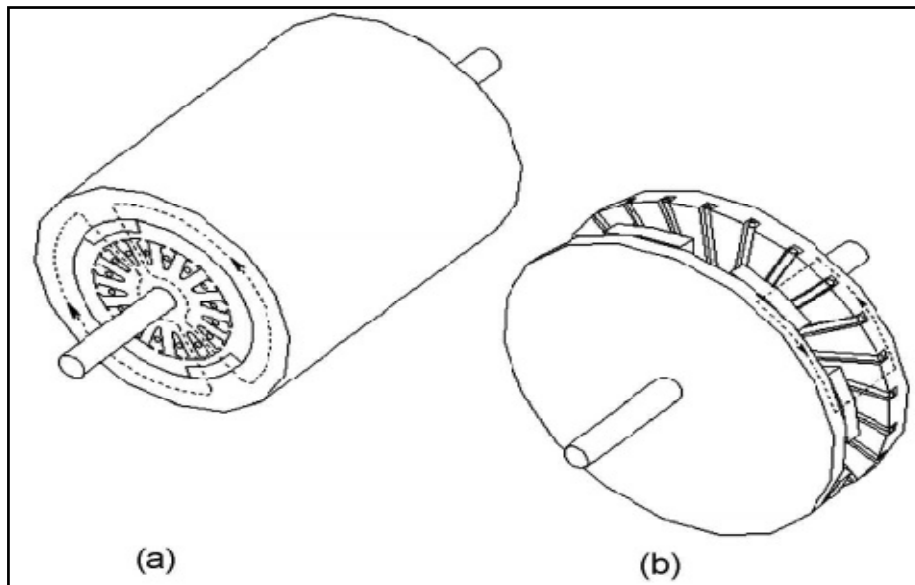


Figure 1.8 Topologies de machines: (a) à flux radial, (b) à flux axial

D'ailleurs, puisque le diamètre intérieur de la carcasse d'une machine axiale est habituellement beaucoup plus grand que le diamètre de l'arbre, une meilleure ventilation peut être envisagée. En général, les propriétés spécifiques des machines axiales sont considérées les plus avantageuses dans certaines applications et on peut récapituler comme suit [16]:

- Le rapport diamètre sur longueur des machines axiales est plus grand par rapport aux machines radiales ;
- Les machines axiales ont un entrefer qu'on peut régler ;
- Possibilités d'être conçue pour posséder une densité de puissance plus élevée avec une certaine économie de matériel ;
- La topologie d'une machine axiale est idéale pour concevoir une machine modulaire, on peut ajuster le nombre des modules pour avoir la puissance ou couple requis ;
- Plus le diamètre extérieur du disque est grand, plus le nombre de pôles est élevé qui peuvent être adaptés, faisant aux machines axiales un choix approprié pour des opérations à haute vitesse ou à vitesse réduite.

En conséquence, les machines de type axiales sont particulièrement appropriées aux servocommandes, tractions, et d'autres applications pour un but particulier où leurs propriétés offrent les avantages distincts par rapport aux machines radiales.

La comparaison quantitative entre la machine radiale et la machine axiale est toujours difficile car elle peut soulever la question de cette comparaison équitable, un certain travail a été traité des investigations

quantitatives sur machines radiales et configurations de machine axiale en termes d'équations de densité de classement par taille et de puissance [7], qui montre que la machine axiale a un plus petit volume et moins de masse matériel actif pour une puissance donnée que la machine radiale, [5].

1.7 Machines homopolaires

D'une façon générale, on désigne sous le nom de machines homopolaires des machines dans lesquelles l'induction ne change pas de sens dans l'entrefer, tout en variant éventuellement entre une valeur maximale et une valeur minimale selon la configuration. Autrement dit, le flux inducteur est toujours dirigé d'un pôle Nord vers un pôle Sud [17], ces machines regroupent principalement la roue de Barlow, moteurs à rotor plat.

1.7.1 Roue de Barlow

La roue de Barlow est un disque en cuivre libre de tourner dans une induction fixe $\mathbf{B}$ créée par un aimant permanent $\mathbf{NS}$, selon la disposition de la Figure 1.9. Un balai fixe $\mathbf{b}_1$, frotte sur la périphérie du disque, et un balai fixe $\mathbf{b}_2$, frotte sur l'axe, qui est également conducteur. Si on fait tourner le disque, chaque rayon élémentaire $\mathbf{Ob}_1$, coupant le flux de $\mathbf{B}$, crée une f.é.m. de vitesse; la roue fonctionne ainsi en générateur.

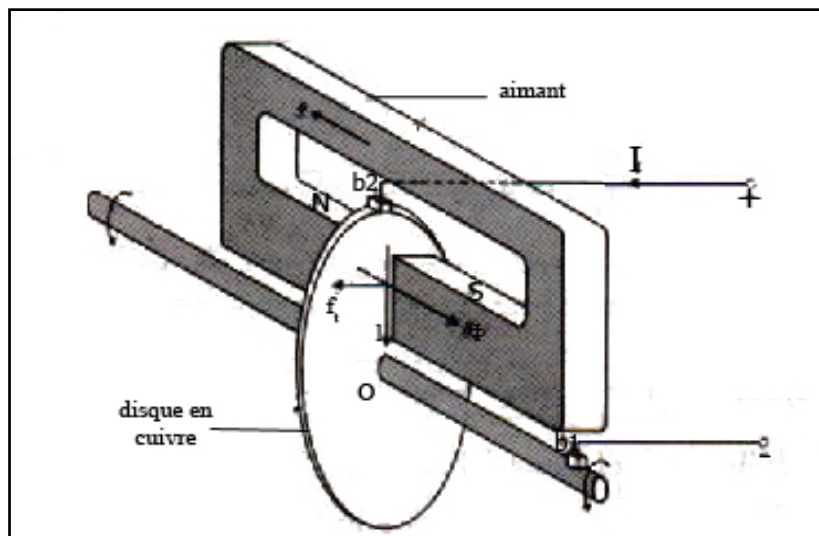


Figure 1.9 Roue de Barlow, [17].

Si on envoie un courant $\mathbf{I}$ entre les balais $\mathbf{b}_1$, et $\mathbf{b}_2$, chaque rayon élémentaire $\mathbf{Ob}_1$ est parcouru par ce courant et soumis à une force tangentielle $\mathbf{f}_t$; la roue fonctionne alors en moteur.

Cependant, ce dispositif n'est pratiquement pas utilisé, parce que la circulation de courants d'induits dans la masse même du disque (courants de Foucault)

introduit le freinage électromagnétique et limite considérablement leur utilisation.

1.7.2 Moteurs à rotor plat

Les moteurs à rotor plat (induit discoïdal, à flux axial, à faible inertie) sont des moteurs à courant continu dans lesquels on reprend la disposition de la roue de Barlow, mais en utilisant, à la place du disque conducteur, des circuits imprimés ou des lames en cuivre disposées radialement sur un support isolant: ces circuits imprimés jouent le rôle de conducteurs actifs et sont soumis à l'action d'une induction uniforme parallèle à l'axe de rotation (qui provient soit d'un circuit inducteur bobine, soit d'aimants permanents). L'entrefer est ainsi perpendiculaire à l'axe, et les balais frottent directement sur les conducteurs dénudés [17].

La **Figure 1.10** montre le principe de réalisation d'une bobine inductrice qui crée un flux dans une carcasse ferromagnétique réalisée de telle sorte que l'induction B dans l'entrefer soit uniforme et parallèle à l'axe. Le courant est envoyé dans le rotor par les 2 balais b_1 et b_2 , les balais frottent directement sur le cuivre des conducteurs: il n'y a pas de collecteur au sens habituel du terme. D'autre part, puisque la self du rotor est très faible, la commutation est excellente. La durée de vie des balais est par conséquent sensiblement améliorée par rapport à celle obtenue sur les moteurs classiques. Les forces qui s'exercent sur eux sont toujours dirigées dans le même sens et créent un couple [17].

On peut également utiliser des aimants permanents (en général, 4, 6 ou 8, successivement Nord et Sud) et l'enroulement du rotor est alors ondule-série multipolaire à 2 voies (pour que les conducteurs actifs soient toujours parcourus par un courant dans un sens lorsqu'ils font face aux aimants Nord, et de l'autre sens lorsqu'ils font face aux aimants Sud). La **Figure 1.11** montre un exemple d'un tel enroulement pour 4 pôles et 26 conducteurs actifs (les balais fixes b_1 et b_2 frottent sur les contacts marqués I et XI, puis XIII et X, etc., lorsque le rotor tourne). Le circuit magnétique du flux des aimants est également indiqué (il se referme par 2 culasses ferromagnétiques en fer doux) [17].

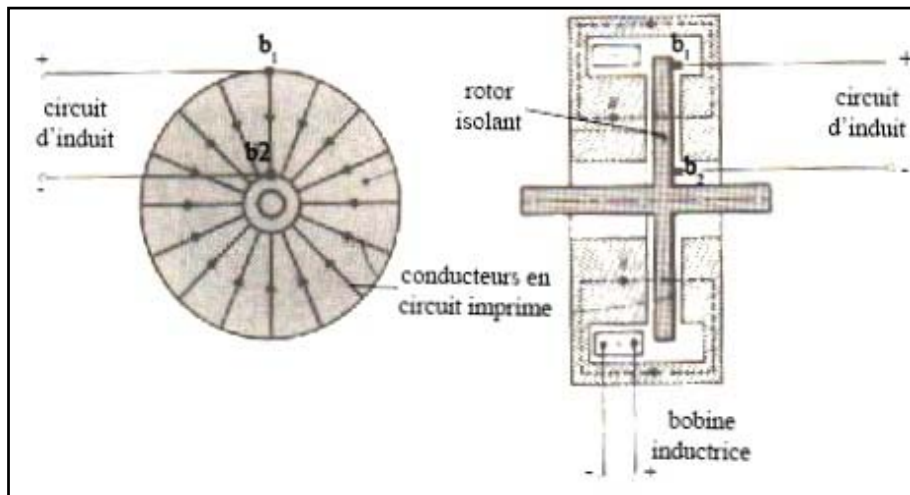


Figure 1.10 Principe du moteur à rotor plat, [17].

Les aimants permanents fixés à la carcasse sont le plus souvent du type Alnico. Ceux-ci sont aimantés après montage complet du moteur. Si ce dernier est ouvert par la suite, on a une perte de flux très importante et le moteur devra être réaimanté.

La suppression de fer au rotor conduit à une valeur de l'inductance d'induit très faible (de l'ordre de 100 μH). Le flux circule uniquement dans l'air et la constante de temps électrique est très petite (quelques dizaines de μs). La constante de temps mécanique du moteur est également réduite (quelques ms) puisque le moment d'inertie de la partie tournante est faible [18].

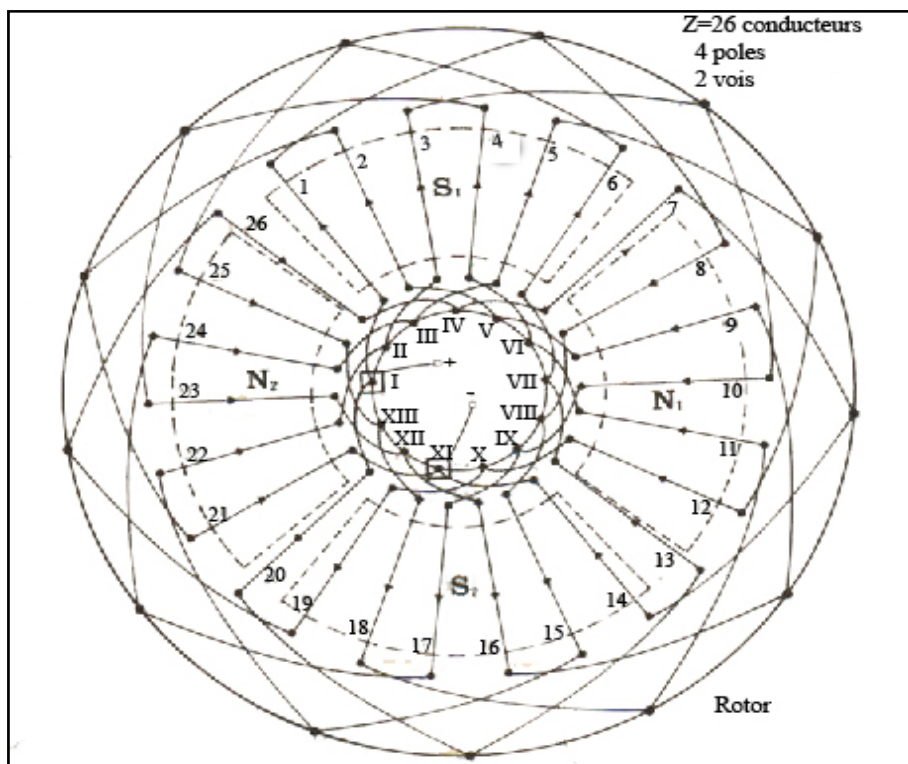


Figure 1.11 Bobinage du moteur à rotor plat à aimant, [17].

Ce type de servomoteurs présente deux constantes de temps thermiques dont l'une, celle de l'induit, est relativement faible (quelques dizaines de secondes). En effet, le disque possède une faible masse pour une surface d'échange importante. C'est sans doute le point délicat de ce type de moteur et il faut soigner l'évacuation des calories en montant le moteur sur un socle métallique ou, ce qui est préférable, en ventilant le moteur avec un dispositif auxiliaire.

1.7.3 Moteur pas à pas en forme de disque

Comme montre la **Figure 1.12**, un moteur pas à pas comporte un stator (3) comprenant au moins deux circuits magnétiques et un rotor (2) monté en rotation sur le stator par un seul roulement à billes à quatre points de contact (4). Le rotor comprend un aimant multipolaire (5) essentiellement sous forme de disque ayant une ouverture centrale (6). Une partie du rotor (7) est fixée à une partie radialement extérieure de l'aimant (5), une partie intérieure de l'aimant étant disposée dans l'entrefer des dits circuits magnétiques [19].

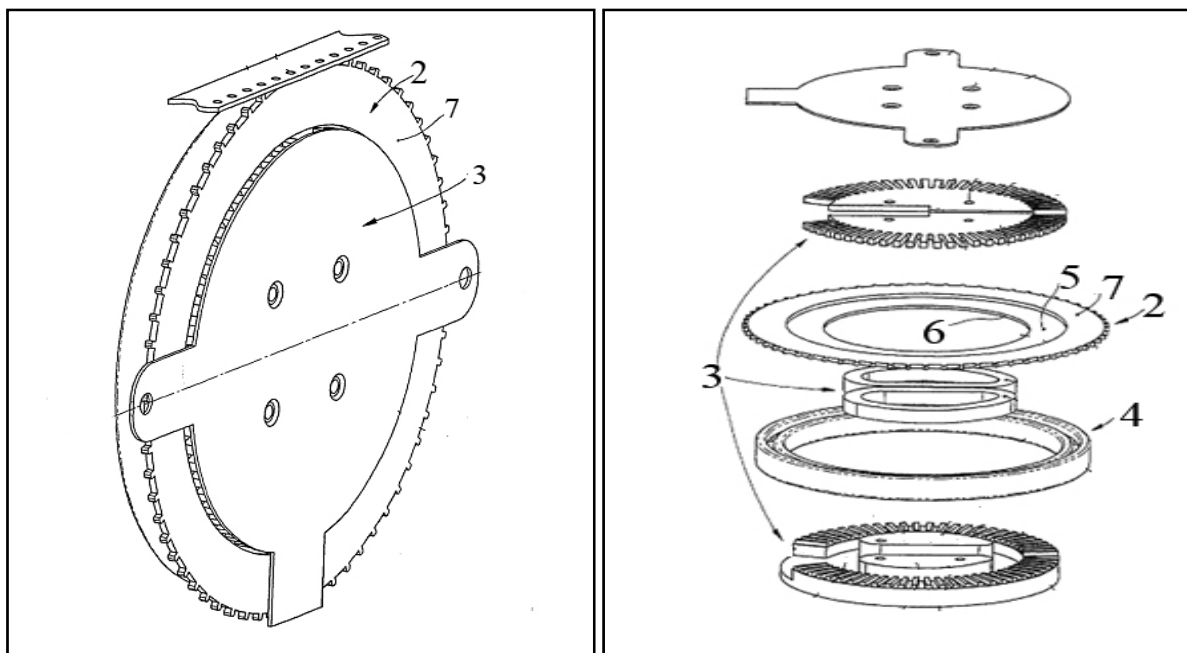


Figure 1.12 Vue d'une forme d'exécution; vue éclatée, [19].

Dans un moteur de ce type, l'organe pour l'entraînement de l'objet à déplacer est fixé sur l'axe du moteur à l'extérieur du boîtier. Pour certaines applications, l'encombrement d'un tel ensemble par rapport au couple fourni et le nombre de pas par tours ne sont pas satisfaisants. D'autre part en recherche constamment à réduire le coût de fabrication, à améliorer la précision et à augmenter les performances, notamment à augmenter la vitesse et le couple.

1.8 Comparaison entre moteurs à CC conventionnel et à CC axial

Les moteurs à induit discoïdal ont des qualités intrinsèques supérieures aux moteurs classiques, sauf en ce qui concerne le couple impulsif maximum. Les moteurs à induit bobiné peuvent supporter des couples élevés (très supérieurs au couple nominal) pendant plusieurs minutes grâce à leur constante de temps thermique élevée. Le choix du type de servomoteur doit également tenir compte de l'encombrement.

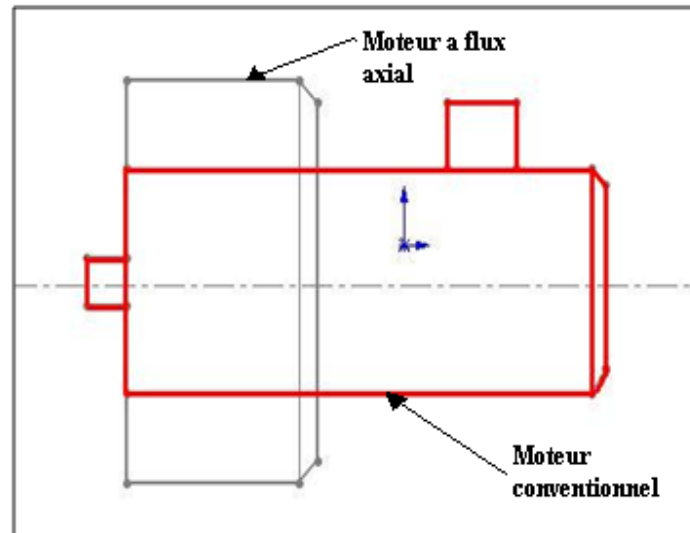


Figure 1.13 Encombrement des deux moteurs

A puissance égale, les moteurs à disque sont 3 à 4 fois plus courts que les moteurs conventionnels. Ils sont également 2 à 3 fois plus légers. Ils peuvent donc être logés directement sur les organes à commander (un bras de robot par exemple). En outre, ces moteurs sont fermés. Ils sont donc insensibles à la pollution extérieure.

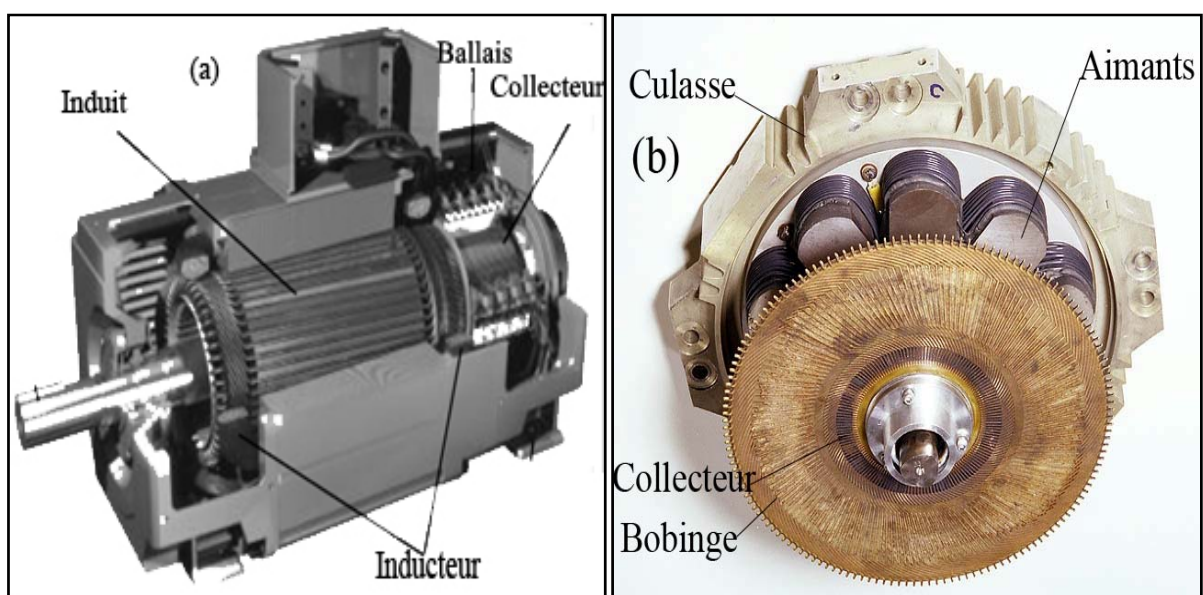


Figure 1.14 Topologie de machine: (a) classique, (b) à induit discoïdal

1.8.1 Principes de fonctionnements

Un moteur conventionnel emploie une conception radiale avec des aimants placés concentrique autour de l'axe de façon à produire un champ magnétique radial, mais dans le moteur à rotor plat les conducteurs dans l'armature parcouru par un courant qui est perpendiculaire au champ magnétique. Ceci produit une perpendiculaire de couple au champ magnétique et au courant (la règle à gauche). Cette approche de construction est beaucoup plus efficace que la conception radiale des moteurs conventionnels [16].

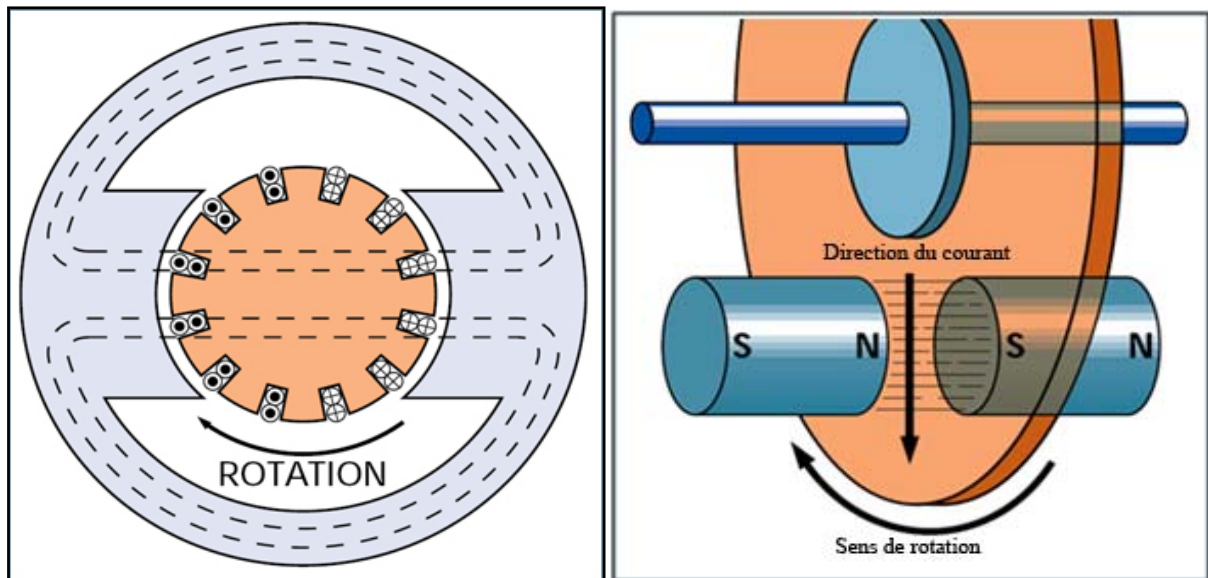


Figure 1.15 Construction physique de deux types de moteurs

1.8.2 Temps d'accélération

Un moteur à rotor plat accélère de 0 à 3000 t/mn seulement en 60 degrés de rotation. Dans quelques applications, le mouvement entier peut être effectué en moins de 10 millisecondes. Ceci signifie des durées de cycle plus courtes et des mouvements par seconde plus rapides. Pour des applications qui nécessitent ces mouvements, ceci se traduit en productivité et rentabilité plus élevées [16].

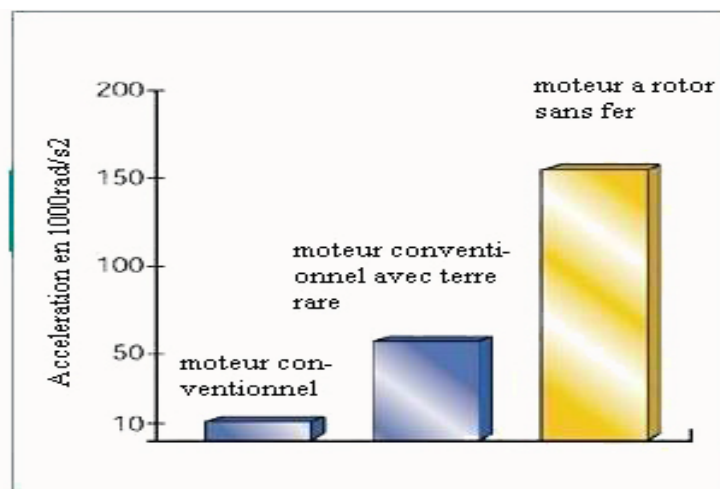


Figure 1.16 Illustration d'accélération de chaque type de moteur

1.8.3 Couple d'ondulation

Si vous tournez un moteur conventionnel quand il est sans alimentation, vous noterez qu'il tire dans certaines positions préférées, ceci se produit quand les stratifications de fer dans l'armature s'alignent avec les aimants permanents sur le stator (couple d'ondulation). il se produit également quand le moteur est actionné et révèle comme perturbations de couple ce qui peut être un problème sérieux dans des applications critiques.

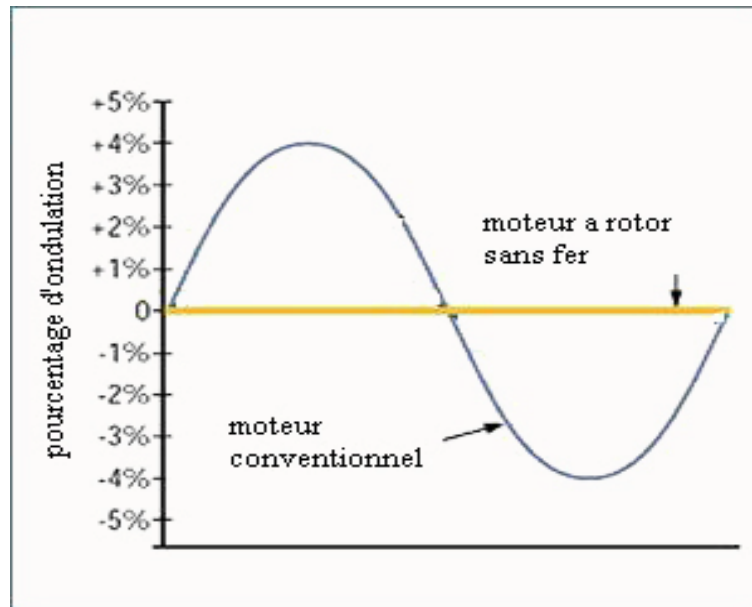


Figure 1.17 Couple d'ondulation de chaque moteur.

L'armature du moteur à rotor plat, étant sans fer, n'est pas attirée par les aimants et par conséquent, a intrinsèquement nul à couple d'ondulation, Le résultat est rotation ultra-lisse à n'importe quelle vitesse [16].

1.8.4 Durée de vie d'utilisation

Absence total du fer, il y a une faible inductance. Ce qui résulte un arc nul, parce qu'il n'y a aucune énergie stockée dans l'armature. Contrairement au moteur conventionnel, beaucoup d'énergie est stocké dans le champ magnétique. En fait, selon l'application, il est possible d'avoir une durée de vie aux balais la même que pour les roulements.

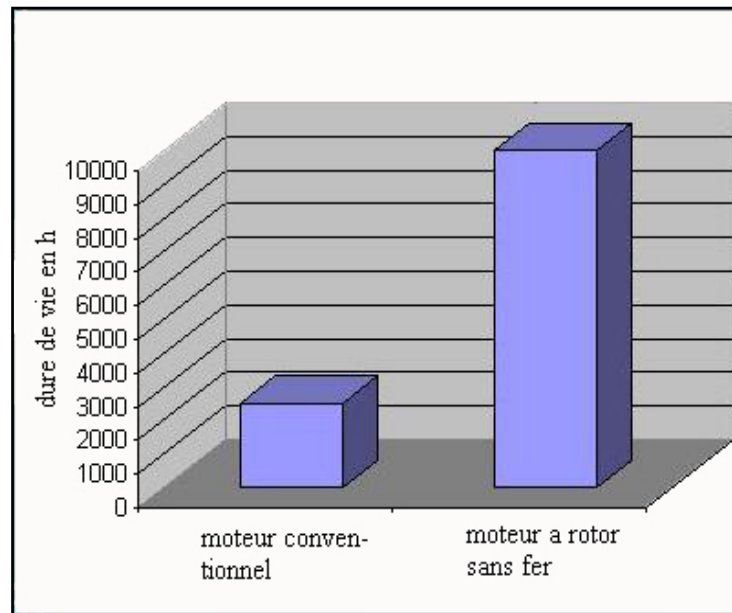


Figure 1.18 Durée de vie des charbons

1.8.5 Couple maximal

Pour l'accélération et la décélération rapides, un couple plus élevé est habituellement exigé. Pour produire ce couple de pic, un courant de pointe est appliqué au moteur. Dans une conception conventionnelle, le champ magnétique de l'armature peut agir l'un sur l'autre et démagnétiser les aimants permanents. En raison de cet effet, le courant de pointe est généralement limité à 2 ou 3 fois du courant nominal. Avec l'induit sans fer à flux axial, on élimine presque entièrement ce problème. La plupart des moteurs à rotor plat sont évalués pour le courant de pointe de 10 fois le courant nominal [16].

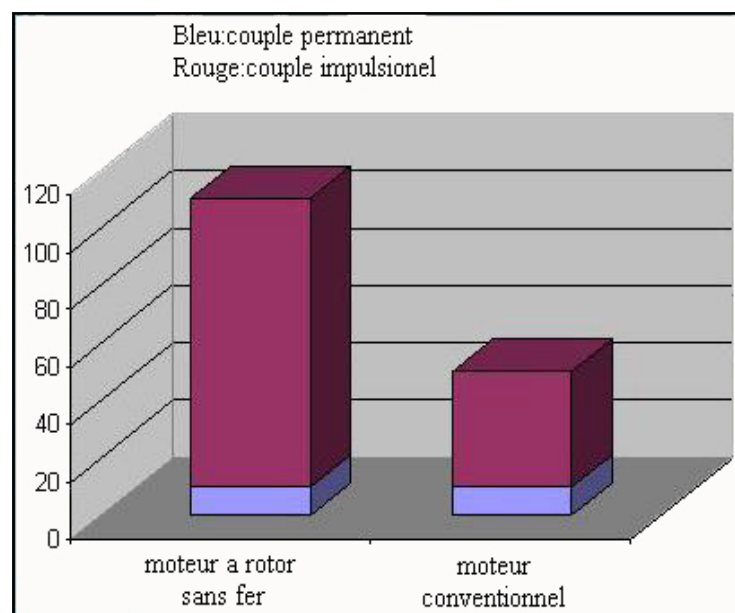


Figure 1.19 Couple maximal généré

1.8.6 Caractéristiques de deux types de moteurs.

Le tableau 1.1 présente les caractéristiques de deux moteurs différents l'un à courant continu à flux radial et l'autre à courant continu à flux axial, lorsque on fait une comparaison on remarque que les temps de réponses de la machine à flux axial sont plus rapides, à cause de son inductance et son moment d'inertie qui sont faibles.

Tableau 1.1 Caractéristiques de deux types de moteurs, [18].

Caractéristiques	Unités	Rotor à disque M23	Rotor bobiné T5C2B
Couple nominal	Ncm	637	650
Vitesse nominale	Tr/min	3000	3050
Puissance nominale	Watt	2000	2000
Tension nominale	V	170	200
Courant nominal	A	13.6	11.8
Couple impulsif	Ncm	5000	6500
Vitesse maximale à vide	Tr/min	5000	5000
FEM par 1000tr/min	V	53	60.5
Couple par ampère	Ncm/A	50.8	58
Couple de frottement sec	Ncm	12	31
Résistance totale (induit+balais)	Ω	0.9	0.52
Inductance	mH	<0.25	1.8
Inertie	kgm ²	0.0023	0.0056
Constante de temps mécanique	mSec	8	8.7

1.9 Conclusion

Dans ce chapitre on a présenté un état de l'art des différents types des machines à flux axial (machines à courant continu, synchrones, à induction) et leurs géométries. Ce qui nous a permis de faire une comparaison entre ces machines du point de vue encombrement, principe de fonctionnement, caractéristiques, durée de vie.

Après cette présentation, nous consacrerons le prochain chapitre à une étude analytique de la machine à flux axial à aimants permanents à collecteur.

Chapitre Deux

Etude Analytique des Machines à Aimants Permanents à Rotor à Flux Axial

Sommaire

2.1 Introduction	22
2.2 Limites de fonctionnement.....	23
2.3 Modèle électrique	24
2.4 Analyse électromagnétique	25
2.5 Aimants permanents utilisés dans les machines	26
2.5 Caractéristiques de désaimantation	28
2.6 Expression des équations magnétiques de la machine	31
2.6.1 F.é.m. dans l'entrefer	32
2.6.2 Moment de la densité du flux.....	33
2.6.3 Répartition du champ magnétique dans l'entrefer.....	34
2.6.4 Solution directe du potentiel magnétique	35
2.6.5 Calcul numérique de la force d'aimantation	37
2.7 Conclusion	38

Chapitre Deux

Etude Analytique des Machines à Aimants Permanents à Flux Axial

2.1 Introduction

L'objectif de l'étude analytique n'est pas de décrire précisément le fonctionnement d'une machine à flux axial mais permet d'élaborer un modèle analytique de base, permettant d'avoir une première approche et des premières estimations sur la faisabilité et les dimensions géométriques à appliquer. Ce modèle analytique est basé sur le calcul de l'induction dans l'entrefer et du couple électromagnétique. Ces deux grandeurs physiques, déterminées en fonction d'un grand nombre de paramètres géométriques et électriques, sont très significatives au fonctionnement de la machine[24].

On constate généralement que les aimants permanents de terres rares remplaceront des Alnicos dans les petites machines électriques dans un long terme en dépit des fluctuations en leur coût à l'heure actuelle. Il y a les aimants de terres rares qui ont créés un nouvel intérêt dans les machines à courant continu à flux axial, particulièrement ceux avec armatures à disque sans fer, leur force magnétisante élevée amène un grand entrefer. Tels moteurs avec un circuit imprimé ou à armature bobinée ont trouvé leurs applications, par exemple, comme les commandes à faible inertie, ou les commandes à vitesse réduite à couple élevé.

Bien que les matériaux à rémanence élevée d'Alnico restent toujours préférés quand les exigences électriques de l'armature sont délicates, la forte densité d'énergie des terres rares qui favorise leur utilisation pour minimiser le volume et le poids de la machine. Une nouvelle gamme des machines à champ axial est actuellement en évolution, incitée par l'éventail de propriétés d'aimants maintenant disponibles, et destinée à répondre à des caractéristiques d'exécution au delà de ceux des moteurs à courant continu conventionnel; la vitesse réduite et le couple élevé sont une bonne illustration de ceci.

Dans ce chapitre on donne un bref rappel sur les matériaux magnétiques, nous nous intéresserons plus concrètement aux propriétés des aimants permanents de terres rares. Ces propriétés vont nous permettre de connaître les possibilités et limites de ces matériaux, afin de choisir la nuance de ces aimants la mieux adaptée à l'application visée. Ensuite nous donnerons quelques rappels sur la modélisation de ces machines, pour calculer le potentiel magnétique et la distribution de la force d'aimantation et aussi tous les paramètres magnétiques.

2.2 Limites de fonctionnement

Les limites de fonctionnement d'un servomoteur peuvent être représentées dans le diagramme suivant:

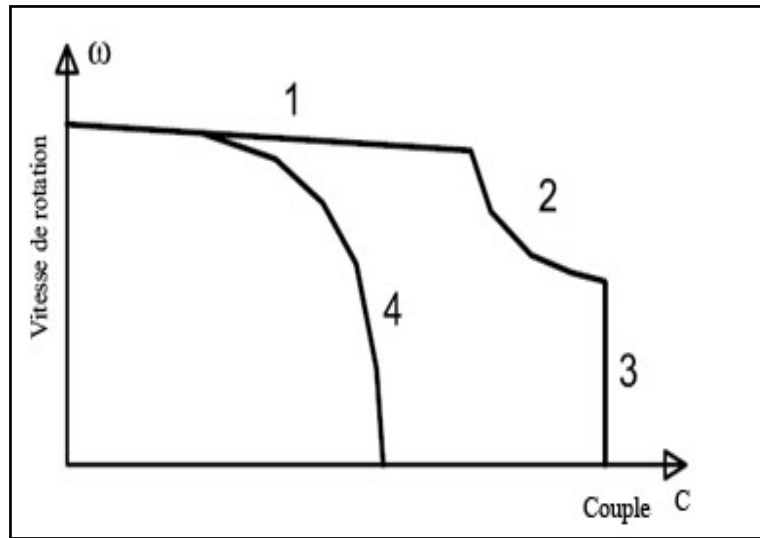


Figure 2.1 Limites de fonctionnement, [10].

Ces limites indiquées sur la **Figure 2.1** sont définies comme suit:

➤ **1: Limite de tension maximum**

Le moteur ne peut être alimenté sous une tension supérieure à sa tension maximale.

➤ **2: Limite de commutation**

La surtension résultante de la commutation provient de la variation du courant au sein des conducteurs. Sa limitation impose donc une valeur maximale au rapport courant - temps de commutation, rapport proportionnel au produit couple - vitesse. Ceci justifie la forme hyperbolique de la courbe.

➤ **3: Limite de couple impulsif**

Le courant correspondant à ce couple provoque la démagnétisation des aimants permanents.

➤ **4: Limite de fonctionnement permanent**

En régime thermique, la différence de température entre le rotor et l'ambiance est :

$$\Delta\theta_{ra} = R_{ra} \cdot P_{tot} \text{ ou } \begin{cases} R_{ra} = \text{Résistance thermique entre rotor et ambiance} \\ P_{tot} = \text{Pertes totales} \end{cases}$$

Avec:

$$P_{\text{tot}} = \underbrace{\text{pertes joules}}_{R \cdot I^2} + \underbrace{\text{pertes en rotation}}_{(T_f + K_d \cdot \omega) \cdot \omega} \quad \text{ou} \quad \begin{cases} R = \text{resistance totale de l'induit} \\ I = \text{courant d'induit} \\ T_f = \text{couple de frottement sec} \\ K_d = \text{couple d'amortissement} \\ \omega = \text{vitesse de rotation} \end{cases}$$

Sachant que le couple utile est $C = K\phi I - T_f - K_d \cdot \omega$, on trouve alors :

$$\Delta\theta_{ra} = R_{ra} \left\{ R \left(\frac{C + T_f + K_d \cdot \omega}{K \cdot \phi} \right)^2 \right\} + T_f \cdot \omega + K_d \cdot \omega^2 \quad (2.1)$$

Pour $\Delta\theta_{ra}$ maximum, on obtient l'équation de la caractéristique limite de fonctionnement $C(\omega)$.

2.3 Modèle dynamique

Le schéma électrique équivalent du servomoteur à courant continu à aimants permanents est le suivant :

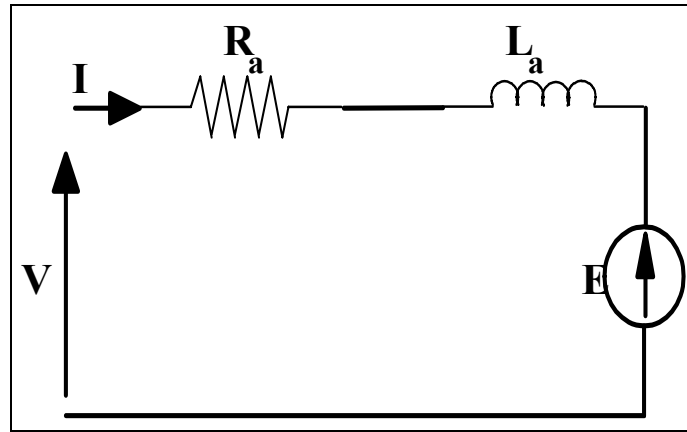


Figure 2.2 Schéma électrique du moteur, [10].

Les équations du modèle sont alors les suivantes.

- Equations de base :

$$E = K \cdot \phi \cdot \omega = V - R_a \cdot I - L_a \frac{dI}{dt} \quad (2.2)$$

$$C_{em} = K \cdot \phi \cdot I \quad (2.3)$$

$$C_p = T_f + K_d \cdot \omega \quad (2.4)$$

$$j \frac{d\omega}{dt} = C_{em} - C_p \quad (2.5)$$

- Constante de temps électrique :

$$T_a = \frac{L_a}{R_a} \quad (2.6)$$

- Constante de temps mécanique:

$$J \cdot p \cdot \omega = C_{em} - T_f - K_d \cdot \omega \quad (2.7)$$

$$\omega = \frac{C_{em} - T_f}{J \cdot p + K_d} = \frac{C_{em} - T_f}{K_d(1 + T_m \cdot p)} \quad (2.8)$$

$$T_m = \frac{J}{K_d} \quad (2.9)$$

• Constantes de temps électromécaniques :

$$\omega = \frac{K \cdot \phi \cdot I - T_f}{K_d(1 + T_m \cdot p)} = \frac{K \cdot \phi \left[\frac{V - K \cdot \phi \cdot \omega}{R_a + L_a \cdot p} \right] - T_f}{K_d(1 + T_m \cdot p)} = \frac{K \cdot \phi \cdot V - T_f \cdot R_a \cdot (1 + T_a \cdot p) - K^2 \cdot \phi^2 \cdot \omega}{K_d \cdot R_a (1 + T_m \cdot p) (1 + T_a \cdot p)} \quad (2.9)$$

$$\Leftrightarrow \omega \left(1 + \frac{K^2 \cdot \phi^2}{R_a \cdot K_d (1 + T_m \cdot p) (1 + T_a \cdot p)} \right) = \frac{K \cdot \phi \cdot V - T_f \cdot R_a (1 + T_a \cdot p)}{R_a \cdot K_d \cdot (1 + T_m \cdot p) (1 + T_a \cdot p)} \quad (2.10)$$

$$\Leftrightarrow \omega = \frac{K \cdot \phi \cdot V - T_f \cdot R_a \cdot (1 + T_a \cdot p)}{K^2 \cdot \phi^2 + R_a \cdot K_d (1 + T_m \cdot p) (1 + T_a \cdot p)} \quad (2.11)$$

Nous pouvons écrire :

$$\omega = \frac{K \cdot \phi \cdot V - T_f \cdot R_a (1 + T_a \cdot p)}{(K^2 \cdot \phi^2 + R_a \cdot K_d) (1 + T_1 \cdot p) (1 + T_2 \cdot p)} \quad (2.12)$$

$$\text{Avec} \begin{cases} T_1 \cdot T_2 = \frac{R_a \cdot K_d}{K^2 \cdot \phi^2 + R_a \cdot K_d} T_a \cdot T_m \\ T_1 + T_2 = \frac{R_a \cdot K_d}{K^2 \cdot \phi^2 + R_a \cdot K_d} (T_a + T_m) \end{cases}$$

Où, $T_a \lll T_m$ et supposons $T_1 \ll T_2$, il en résulte :

$$\begin{cases} T_1 = T_a \\ T_2 = \frac{R_a \cdot K_d}{K^2 \cdot \phi^2 + R_a \cdot K_d} T_m = \frac{R_a \cdot J}{K^2 \cdot \phi^2 + R_a \cdot K_d} \approx \frac{R_a \cdot J}{K^2 \cdot \phi^2} \end{cases}$$

2.4 Analyse électromagnétique

En théorie, la machine à courant continu à aimants permanents qui a un champ axial. Il est tenu compte de l'effet que la distribution du champ magnétique dans l'entrefer qui va générer la f.é.m., les paramètres de la machine dans les directions angulaires et radiales sont liés à cette répartition, de sorte que la forme du pôle peut être choisie afin d'avoir une puissance de sortie maximale, [15].

La machine étudiée est connue sous le nom de moteur à courant continu à disque plat. Il a été choisi pour être une machine à aimants permanents parce que ce dernier est devenu plus efficace, à la différence que des électro-aimants, ne nécessitent pas de puissance une fois que les pôles ont été entièrement

aimantés. Cela conduit à une plus grande efficacité de la machine pour une puissance donnée. Cet avantage a encore augmenté par l'élimination du fer de l'armature, ce qui nous donne des courants de Foucault et pertes par hystérésis négligeables,[15].

La machine dispose désormais d'un entrefer très large, comprenant les épaisseurs de l'armature et un espace de dégagement sur chaque côté. Les bobines de l'induit sont donc situées vers le milieu de cet entrefer. Cela signifie que l'effet réaction d'induit est négligeable dans une telle machine,[15].

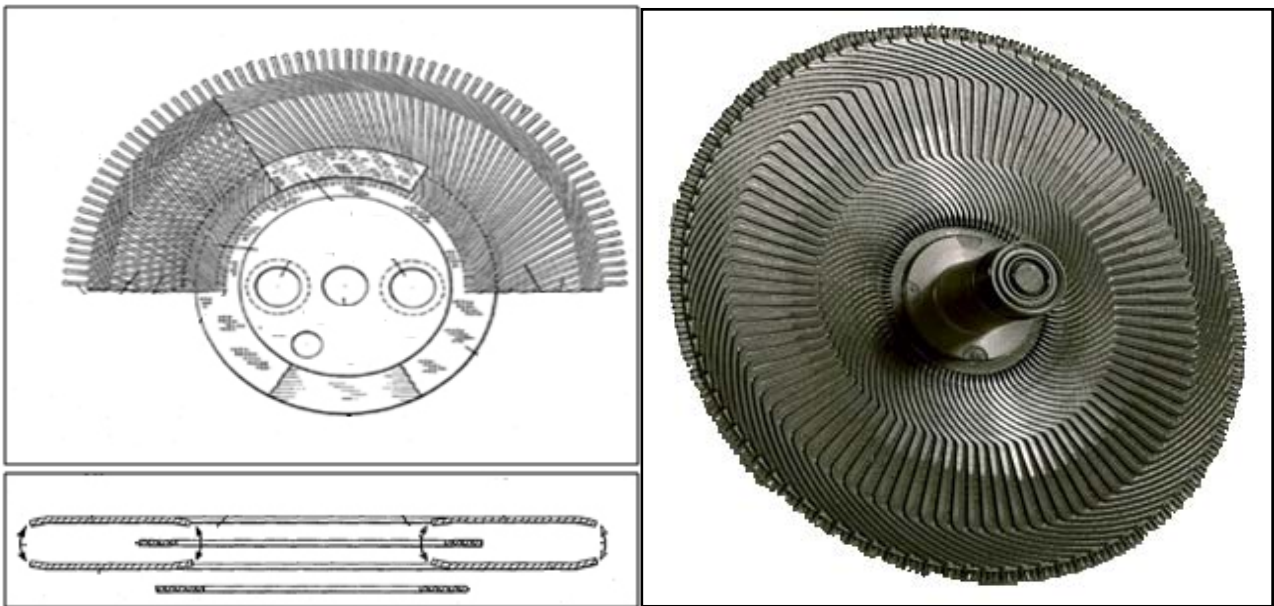


Figure 2.3 Exécution du bobinage,[1] **Figure 2.4** Vue réelle du rotor,[16]

Dans une machine à flux axial, les conducteurs actifs sont exécutés radialement à l'axe de la machine. Les bobines sont connectées en double couche de bobinage (**Figure 2.3**) et complète l'armature en forme de disque. Cet assemblage est rendu possible par pliage des extrémités des bobines. Enfin, l'armature complète est encapsulée dans de la résine époxy, ce qui lui donne une grande résistance mécanique. La longueur de l'entrefer est proportionnelle à la fois à la force magnétique et à la longueur des aimants. Un de ces paramètres qu'il faut donc augmenter considérablement pour accueillir un tel grand entrefer.

2.5 Aimants permanents utilisés dans les machines

Les aimants sont des éléments essentiels pour la construction des machines, leurs performances et leur coût conditionnent ceux du moteur,[7]. C'est pourquoi, nous avons souhaité présenter les aimants les plus utilisés, où le coût a une importance primordiale,[8].

Les aimants ont beaucoup évolués ces cinquante dernières années, de nouveaux matériaux sont apparus, comme par exemple les Terres Rares (NdFeB, SmCo5).

Tableau 2.1 Propriété des principaux aimants à 20°C,[5, 9].

Propriétés	Unités	Alnico	Ferrite	Plastoferrite	SmCo5	NdFeB	PlastoNeodyme
Champ Rémanent B_r	T	0.6 à 1.35	0.35 à 0.43	0.22 à 0.25	0.7 à 1.05	1 à 1.3	0.5 à 0.6
Champ (H_{cl}) Coercitif intrinsèque	KA/m	40 à 130	180 à 400	191 à 222	800 à 1500	800 à 1900	600 à 660
Perméabilité Relative	/	1.9 à 7	1.05 à 1.15	/	1.02 à 1.07	1.04 à 1.1	1.44
(BH) max	KJ/m ³	20 à 100	24 à 36	8.9 à 9.5	140 à 220	180 à 320	32 à 48
Champ coercitif (H_c)	KA/m	200 à 600	600 à 1700	155 à 159	1600 à 4000	2000 à 3000	300 à 350
résistivité	$\mu\Omega\text{cm}$	47	$>10^4$	/	86	150	/
Coefficient de température	$10^{-6}/^\circ\text{C}$	11.3	13	/	9	3.4	/
Coefficient de tempér (B_r)	$\%/^\circ\text{C}$	-0.01 à -0.02	-0.2	-0.2	-0.045 à -0.05	-0.08 à -0.15	-0.1
Coefficient de tempér (H_{cl})	$\%/^\circ\text{C}$	-0.02	0.2 à 0.4	0.8	-0.2 à -0.25	-0.5 à -0.9	-0.4
Tempér max defonctionnement	$^\circ\text{C}$	500 à 550	250	100	250 à 350	80 à 200	120
Point de Curie	$^\circ\text{C}$	850	450	/	700 à 800	310 à 350	/
Densité	Kg/m ³	7300	4900	3700	8200	7400	5700

Ces matériaux ont de très bonnes caractéristiques magnétiques, mais restent relativement couteux. C'est pourquoi, de nombreuses applications industrielles sont encore réalisées avec des ferrites,[20].

Les aimants en «Alnico» ont un champ rémanent très élevé, mais un champ coercitif très faible, ce qui pose de gros problèmes de démagnétisation. Ces aimants ne peuvent être sortis de leur circuit magnétique, sous peine de les désaimanter.

Les aimants en «Ferrite» sont beaucoup plus robustes et relativement peu couteux, ils résistent bien à la température.

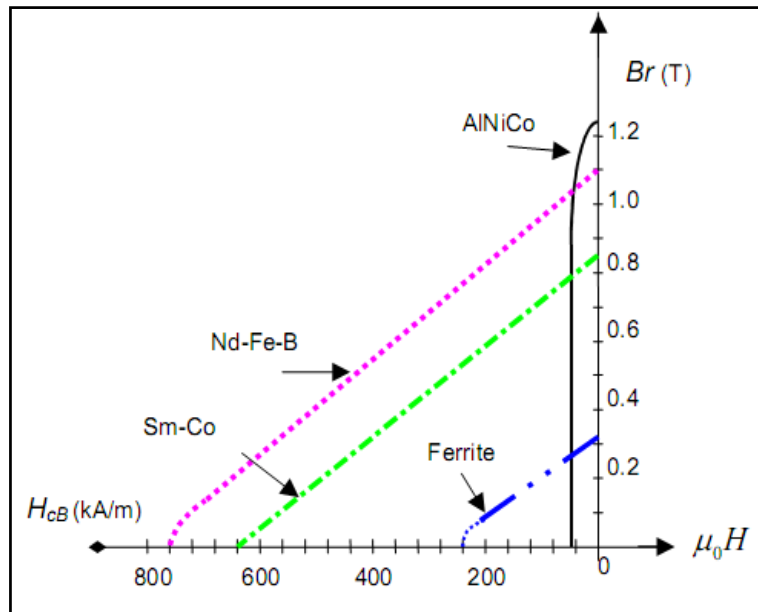


Figure 2.5 Courbes de désaimantation des principaux types d'aimants.

Les aimants permanents Samarium Cobalt ($SmCo_5$), apparus dans les années 60, sont dotés de performances magnétiques très élevées supplantant dans ce domaine les deux familles précédentes. Résistants à la corrosion et stables en température, ils sont en revanche chers (présence de cobalt). Leurs applications sont limitées à des domaines où le coût n'est pas un critère majeur (en particulier les hautes températures).

Enfin les plus récents, les aimants permanents néodyme fer bore ($NdFeB$), découverts dans les années 80, sont les aimants les plus utilisés dans l'industrie. En effet, ils combinent d'excellentes propriétés magnétiques et un faible coût d'exploitation (le néodyme est une terre rare plus répandue que le samarium). Très sensibles à la corrosion, ils ne peuvent être utilisés seulement qu'après avoir été recouverts d'une couche protectrice. Leur température de Curie, comprise entre 310 et 330 °C contre 700 à 850 °C pour les $SmCo_5$, est l'handicap majeur de ces aimants, ce qui limite leurs domaines d'application. Néanmoins des solutions intermédiaires apparaissent avec les «PlastoNeodymes». C'est un mélange de néodyme-fer-bore avec un liant plastique. Cette matière permet de réaliser des pièces moulées, ce qui facilite l'assemblage et diminue le nombre de pièces mécaniques, [20].

2.5 Caractéristiques de désaimantation

➤ Aimants rigides (durs)

Une modélisation linéaire (B_r , H_{dem} , μ_a) est bien adaptée aux aimants modernes dits durs ou rigides.

On considère que de 0 à H_{dem} , l'aimantation J reste constante et égale à B_r . Alors, en convention récepteur (magnétique) :

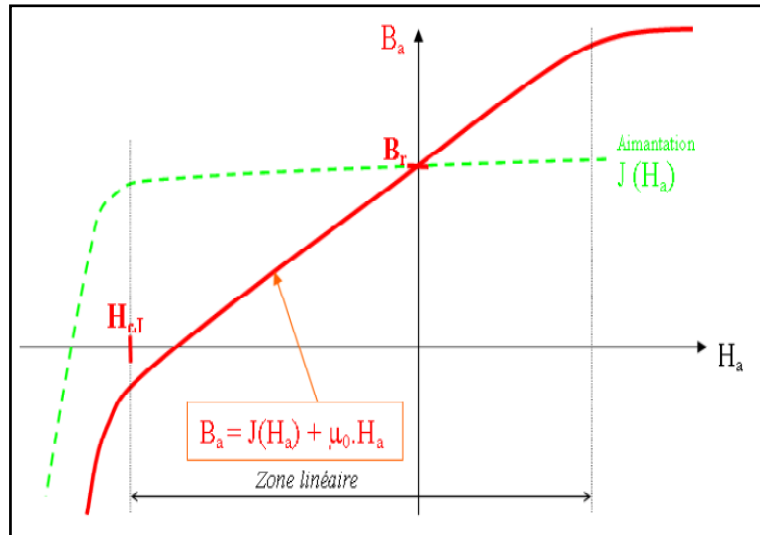


Figure 2.6 Caractéristique $B_a(H_a)$ de l'aimant, [21].

$$B_a = B_r + \mu_a \cdot \mu_0 \cdot H_a \quad (2.13)$$

$$B_m = \mu_0 \cdot H_m + J \quad (2.14)$$

$$J = \mu_0 \cdot M \quad (2.15)$$

$$B_m = \mu_0 (H_m + M) \quad (2.17)$$

Dans le cas des aimants durs de type ferrite et terres rares, H_{cb} correspond sensiblement à $B_a = 0$ (perméabilité relative proche de 1), mais il ne s'agit que de la valeur du champ pour laquelle l'induction s'annule. La valeur limite, conduisant à une désaimantation irréversible significative, est bien plus élevée. Elle est notée H_{cj} et correspond à l'annulation de l'aimantation qu'il ne faut absolument pas atteindre sous peine de désaimantation irréversible. Ce champ est très sensible à la température.

La caractéristique $B_a(H_a)$ des aimants modernes est alors bien modélisée par une droite (la partie linéaire de la courbe précédente) et on peut utiliser aisément un modèle magnétique avec une force magnétomotrice constante et une réluctance interne qui nous permettra de calculer simplement le flux généré, [21].

➤ Aimants peurigides

Il s'agit des aimants d'ancienne génération (Alnico par exemple) très peu utilisés aujourd'hui, sauf dans d'anciennes générations de moteurs (Axem de Parvex, certains moteurs pas à pas hybrides...) ou fonctionnant à haute température (400°C) ou encore dans des appareils de mesure (avantage de la plus faible dérivée en température).

Leurs caractéristiques non linéaires et les représentations associées, plus complexes que celles des aimants rigides, sont celles qui sont les plus décrites dans la littérature, car ces aimants ont longtemps régnés. Cela contribue d'ailleurs à rendre difficilement accessible leur modélisation (non linéarités, effets hystérétiques...), car elle nécessite notamment des approches de résolution graphique (ou numérique) alors que les aimants rigides, dont la caractéristique est modélisée par une simple droite où les deux paramètres (induction rémanente et champ de désaimantation) dépendant de la température, se prêtent bien aux calculs analytiques dans des schémas résultants,[21].

➤ Notions de droite de recul et de perméabilité réversible

Les droites d'entrefer correspondent aux caractéristiques du circuit magnétique externe, L'intersection avec la caractéristique $B_a(H_a)$ de l'aimant donne le point de fonctionnement(**Figure 2.7**).

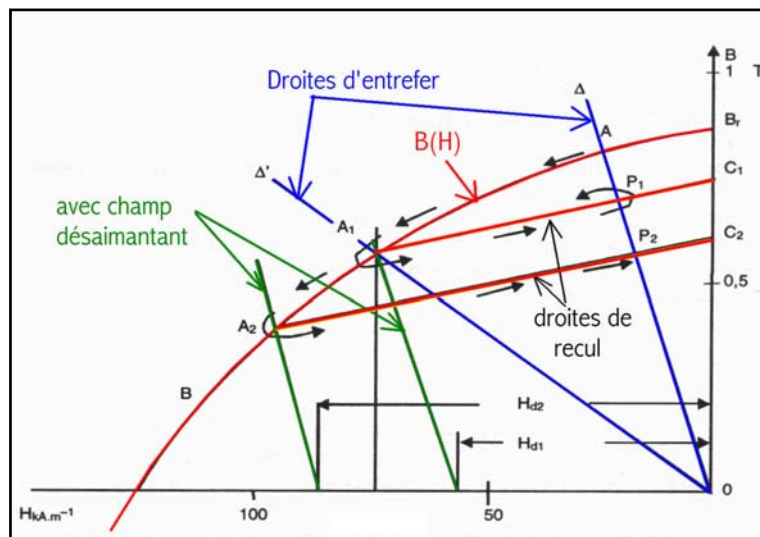


Figure 2.7 Désaimantation d'un aimant Ticonal 1500 (Alnico+Ti) sous l'effet de la réaction d'induit,[21].

Plus que l'entrefer est élevé, plus la droite d'entrefer est inclinée ce qui produit un effet désaimantant.

Lorsque l'on revient en arrière (réductance diminuant), on ne revient pas sur la caractéristique de première aimantation mais sur une droite de recul. La pente de cette droite est la perméabilité réversible.

Une grandeur également importante est le produit $(BH)_{\max}$, ce produit est couramment appelé énergie spécifique de l'aimant. Cette énergie caractérise la qualité du matériau, car l'énergie spécifique est inversement proportionnelle au volume d'aimant. Donc pour un entrefer donné, le volume d'aimant est d'autant plus faible que l'énergie spécifique est élevée. La **Figure 2.8** présente l'évolution de l'énergie spécifique en fonction de la température pour différents matériaux et présente également le prix par kilo de chaque matériau.

Les matériaux magnétiques peuvent être de deux formes, isotropiques ou anisotropiques. Les matériaux isotropiques ont les mêmes caractéristiques dans toutes les directions, contrairement aux matériaux anisotropiques qui ont une direction privilégiée. Les matériaux anisotropiques ont de meilleures performances magnétiques dans leur direction privilégiée.

Lorsqu'on utilise des aimants, il faut prendre garde à ne pas les démagnétiser. Si un champ externe trop intense est appliqué à l'aimant, il y a risque de désaimantation. Il faut toujours rester dans la partie linéaire de la courbe principale, afin de garder les performances optimales de l'aimant.

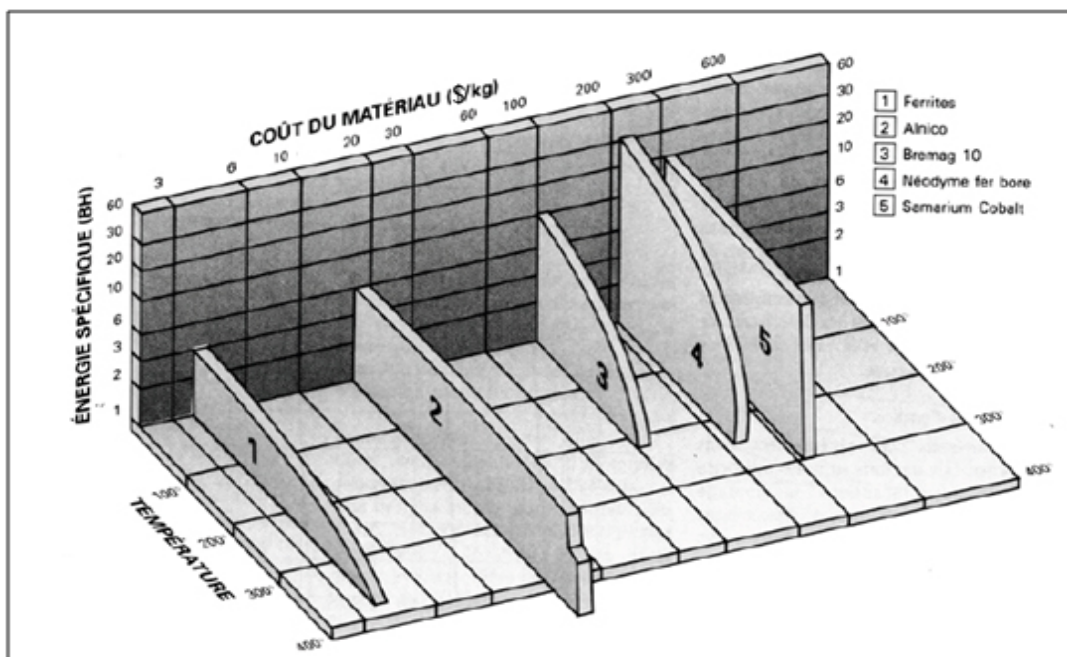


Figure 2.8 Cout des aimants et évolution de l'énergie spécifique en fonction de la température, [20].

Le type d'aimant choisi est déterminé en grande partie par l'application du moteur. Toutefois, les aimants en céramique, qui sont frittés à partir de poudre de ferrite de baryum, sont le plus populaire pour les petites machines. Ils ont une force d'aimantation élevée, mais une plus faible densité de flux, par rapport aux autres matériaux. La puissance de la machine est déterminée à la fois par les matériaux utilisés (magnétiques) et les circuits électriques, et avec une faible valeur de la densité du flux qui impose une plus grande exigence sur la conception du bobinage d'induit. La forte coercivité signifie qu'en circuit ouvert, ils continuent à travailler sur la partie droite de la caractéristique $B(H)$.

2.6 Expression des équations magnétiques de la machine

Pour chaque type de machine électrique il y a des équations qui expriment leurs paramètres magnétiques telle que l'induction magnétique, la f.é.m.,...

2.6.1 F.é.m. dans l'entrefer

Comme pour la conception d'un moteur à courant continu conventionnel, il y a seulement un arrangement d'un nombre des bobines. Il faut disposer la longueur active des conducteurs à partir du rayon intérieur R_1 (Figure 2.9). Cela démontre un inconvénient de la machine à flux axial, car il y aura toujours un certain volume perdu. Ceci est gaspillé en ce sens car il est chargé de conducteurs qui sont parcouru par un courant mais ne produisent pas un couple à cause de l'absence du champ magnétique. Finalement on ne tient pas compte des fins d'enroulements, qui sont au dessous du rayon R_1 , [15].

Dans les calculs ultérieurs, il est supposé que seuls les conducteurs situés entre les rayons R_1 et R_2 (Figure 2.9) produisent le couple utile. Ces dimensions sont les rayons intérieurs et extérieurs des aimants. Tout couple supplémentaire produit par le flux de fuite dans les fins d'enroulements est supposé être négligeable. Dans les machines classiques, pour déterminer la f.é.m. dans les conducteurs, on utilise la valeur moyenne du flux, calculée pour un seul pôle, [15].

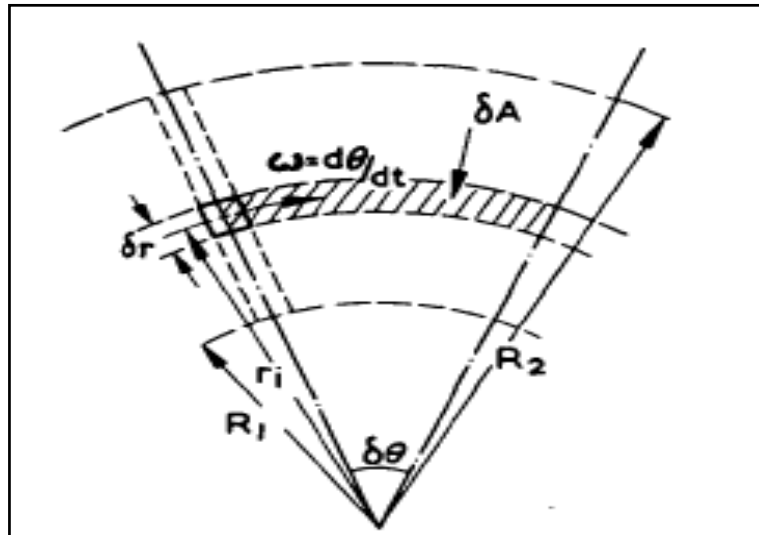


Figure 2.9 Élément du conducteur d'induit

Considérons l'élément de conducteur induit indiqué dans la Figure 2.9. Ses positions radiales et angulaires sont décrites respectivement par les indices i et j , sa vitesse angulaire est ω , et les dimensions restantes sont les mêmes comme indiquées sur la Figure 2.9. Au départ, aucune des hypothèses ne sera faite sur la distribution du flux, qui sera décrite par les indices mêmes. Ainsi, le flux coupé par l'élément aire balayant dA sera:

$$d\phi_{i,j} = B_{i,j} \cdot r_i \cdot dr \cdot d\theta \quad (2.18)$$

La f.é.m. dans l'élément sera alors donnée par la loi de Faraday :

$$e_{i,j} = B_{i,j} \cdot r_i \cdot dr \frac{d\theta}{dt} \quad (2.19)$$

Donc

$$e_j = \omega \int_{r_1=R_1}^{R_2} B_{i,j} \cdot r_i \cdot dr \quad (2.20)$$

e_j est la **f.é.m.** dans le conducteur actif de toute position angulaire j . Il serait opportun de supprimer la dépendance de densité du flux sur le rayon, de sorte que l'intégration peut être réalisée. L'utilisation d'une telle densité du flux, B_j , ne serait valable que si B_j elle-même a été définie comme une intégration de $B_{i,j}$ comprise entre rayons. L'expression de la f.é.m. devient:

$$e_j = \left(\frac{\omega \cdot B_j}{2} \right) (R_2^2 - R_1^2) \quad (2.21)$$

Où

$$B_j = \frac{2}{(R_2^2 - R_1^2)} \int_{r_1=R_1}^{R_2} B_{i,j} \cdot r_i \cdot dr \quad (2.22)$$

L'équation (2.22) ne donne pas la densité du flux moyen à toute position angulaire donnée. Un calcul similaire appliqué à la machine classique, cependant, identique à la détermination de la moyenne.

L'équation (2.22) indique que la contribution d'une densité du flux donnée à la **f.é.m.** du conducteur est proportionnelle au rayon pour lequel il est situé, parce que la vitesse linéaire du conducteur est proportionnelle au rayon. Il n'est donc pas surprenant de constater que l'inverse de la multiplication constante est le produit de la longueur du conducteur actif l et le rayon moyen. Si la vitesse linéaire v est calculée à ce rayon, l'équation (2.21) devient alors comme suit :

$$e_j = B_j \cdot l \cdot v \text{ (Loi de LENZ)} \quad (2.23)$$

2.6.2 Moment de la densité du flux

L'écart des calculs de la machine conventionnelle est causé par l'inséparabilité de $B_{i,j}$ de r_i . Ceci peut être résolu par la définition d'un « moment de la densité du flux » P_j tel que:

$$P_j = \left(\frac{1}{R_2 - R_1} \right) \int_{r_1=R_1}^{R_2} B_{i,j} \cdot r_i \cdot dr \quad (2.24)$$

Ce calcul est maintenant celui de la moyenne de $B_{i,j} r_i$ du rayon actif. La **f.é.m.** qui a été donnée à l'équation (2.20), devient maintenant:

$$e_j = P_j \cdot l \cdot \omega \quad (2.25)$$

Cela montre que le calcul de la **f.é.m.** du conducteur dans une machine à flux axial peut être simplifié en prenant une moyenne appropriée. Toutefois, ce

n'est pas la moyenne de densité du flux, mais la moyenne du moment surfacique.

Il est maintenant possible de trouver la **f.é.m.** du conducteur **E_c** pour un pas polaire:

$$E_c = \left(\frac{p \cdot l \cdot \omega}{2\pi} \right) \int_0^{2\pi/p} P_j \cdot d\theta \quad (2.26)$$

Où p est le nombre de pôles. Comme le résultat de cela est la moyenne de **P_j**, un autre moment de la densité de flux **P** peut être définie qui n'est pas en fonction de la position angulaire.

$$P = \left\{ \frac{p}{2\pi(R_2 - R_1)} \right\} \int_0^{2\pi/p} \int_{R_1}^{R_2} B_{i,j} \cdot r_i \cdot dr \cdot d\theta \quad (2.27)$$

D'où

$$E_c = P \cdot l \cdot \omega \quad (2.28)$$

P est la moyenne de **B_{i,j}r_i** sur la zone active d'un pas polaire. Il est possible de calculer le flux total par pôle **Φ** pour une machine à rotor plat:

$$\Phi = \frac{2\pi \cdot l \cdot P}{p} \quad (2.29)$$

La combinaison des équations (2.28) et (2.29) permettra d'éliminer la géométrie du système, qui ne doit pas mentionner dans les prochains calculs les performances de la machine. L'association de la géométrie du bobinage d'induit, cependant, va se produire dans le calcul de la résistance d'induit. Aussi, dans une machine de ce type, de précieuses informations sur son fonctionnement peut être obtenue à partir d'une étude de la f.é.m. dans un conducteur que sa position angulaire est variée. L'équation (2.25) est la plus utile ici, car elle concerne des informations sur la géométrie du champ.

2.6.3 Répartition du champ magnétique dans l'entrefer

Une méthode qui utilise la transformation de Schwarz-Christoffel a été développée par F. w. Carter [6] en 1900. Carter dérivation est extrêmement compliquée, et ne convient pas pour un tel groupement des pôles magnétiques. Il prévoit seulement une solution en deux dimensions, alors il sera jugé important d'avoir une idée de la distribution du champ dans la troisième direction (Radial). Carter fait aussi l'hypothèse que les pôles sont infiniment long, et un unique potentiel sur toute la surface du pôle, qui ne sont pas suffisamment précises lorsque ces aimants des pôles à haute coercivité.

2.6.4 Solution directe du potentiel magnétique

Si le système n'est pas transformé en un autre nouveau système de coordonnées, il ne sera pas nécessaire de faire de Carter hypothèses sur la longueur des pôles et la surface de distribution du potentiel.

Cependant, il sera plus simple de considérer le problème à deux dimensions. Ceci est illustré dans la **Figure 2.10**, où **OC** et **AB** sont les surfaces de la carcasse, **OA** et **CB** sont les lignes neutres entre les aimants adjacents, et les limites des aimants qui sont **DEFG** et **HIJK**. Les faces nord et sud des pôles sont **FG**, **KJ** et **DE**, **HI** respectivement.

Si la distribution du potentiel sur la surface du pôle est connue, il est possible de trouver la distribution du flux dans l'entrefer, comme l'exige. Toutefois, certaines simplifications importantes peuvent être faites de ces pôles à aimants permanents.

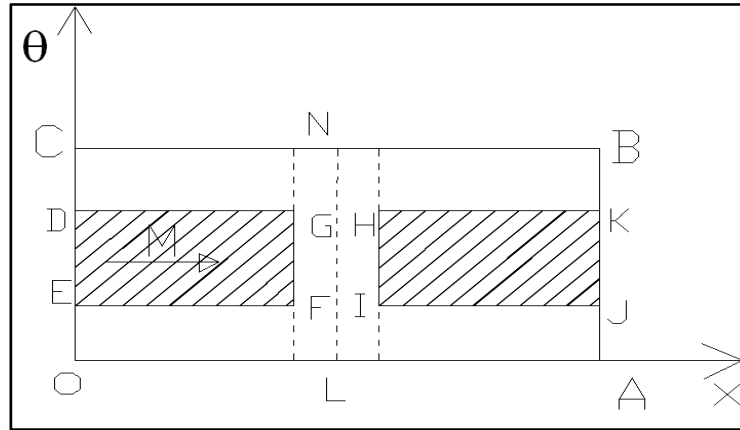


Figure 2.10 Représentation en 2 dimensions d'un aimant et entrefer

Les matériaux de haute coercivité utilisés dans les machines à induit plat sont homogènes. Il faut donc supposer que la direction de la valeur intrinsèque **M** d'aimantation est constante et dans la direction axial X.

Dans l'aimants, **divM=0**, et il sera possible de traiter cette région comme entrefer et de résoudre soit la force soit le potentiel magnétisant par l'équation de Laplace.

Les exceptions à cette règle sont les faces des aimants, bien que dans la **Figure 2.11**, les deux cotés sont attachés à une plaque en acier doux **OC**, **AB** et ils sont donc censé être au potentiel zéro.

Tout ce qui reste sont les **FG**, **NL** et **HI**, sur laquelle il y aura une distribution de potentiel **ψ (θ)**.

La solution de $\nabla^2 \Psi = 0$ est facilitée si la région est divisée en trois zones par les deux lignes **NL** et **N₁L₁**, et si la définition de **ψ (θ)** est étendu à l'ensemble de ces lignes. Toute la frontière OABC est au potentiel zéro, et les distributions possibles dans les zones 1, 2 et 3, qui sont dérivés à l'annexe 1, sont:

$$\Psi_1(x, \theta) = \frac{2}{c} \sum_{n=1}^{\infty} \left\{ \frac{1}{\sinh\left(\frac{n\pi L}{c}\right)} \int_0^c \Psi(\theta) \sin \frac{n\pi\theta}{c} d\theta \right\} \times \sin \frac{n\pi\theta}{c} \sinh \frac{n\pi x}{c} \quad (2.30)$$

$$\Psi_2(x, \theta) = \frac{2}{C} \sum_{n=1}^{\infty} \left\{ \frac{1}{\sinh\left(\frac{n\pi(L_1-L)}{C}\right)} \int_0^C \Psi(\theta) \sin \frac{n\pi\theta}{C} d\theta \right\} \times \sin \frac{n\pi\theta}{C} \sinh \frac{n\pi(L_1-x)}{C} \quad (2.31)$$

$$\Psi_3(x, \theta) = \frac{2}{C} \sum_{n=1}^{\infty} \left\{ \frac{1}{\sinh\left(\frac{n\pi(A-L_1)}{C}\right)} \int_0^C \Psi(\theta) \sin \frac{n\pi\theta}{C} d\theta \right\} \times \sin \frac{n\pi\theta}{C} \sinh \frac{n\pi(A-x)}{C} \quad (2.32)$$

La composante axiale de la force magnétisante doit être continue sur les lignes **LF** et **GN**, à savoir.

$$\left(\frac{\partial \Psi_1}{\partial x} \right)_{x=L} = \left(\frac{\partial \Psi_2}{\partial x} \right)_{x=L} \quad (2.33)$$

Pour différencier, cette condition devient

$$\coth \frac{n\pi L}{C} = -\coth \frac{n\pi(L_1-L)}{C} \quad (2.34)$$

Et aussi la composante axiale de la force magnétisante doit être continue sur les lignes **L₁I** et **HN₁**, à savoir.

$$\left(\frac{\partial \Psi_2}{\partial x} \right)_{x=L_1} = \left(\frac{\partial \Psi_3}{\partial x} \right)_{x=L_1} \quad (2.35)$$

Pour différencier, cette condition devient

$$\coth \frac{n\pi(L_1-L)}{C} = -\coth \frac{n\pi(A-L_1)}{C} \quad (2.36)$$

Cependant Il n'y a aucun moyen par lequel ceux-ci peuvent être assimilés. La continuité doit donc être atteinte par la fonction **$\Psi(\theta)$** étant nulle sur toutes les longueurs de **LF**, **GN**, **L₁I** et **HN₁**. Il existe maintenant un ensemble complet de conditions aux limites pour le rectangle **LNN₁L₁**, et il est possible de trouver le champ dans l'entrefer de la zone 2, sans référence à la zone 1.

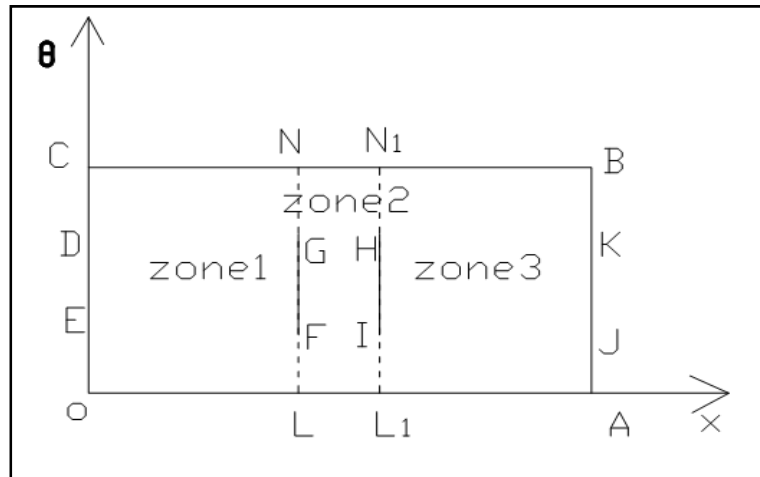


Figure 2.11 Représentation en deux dimensions avec aimants

Cette solution directe a conduit à un résultat erroné, parce que, que le rapport arc polaire pas polaire diminue, il existe des lignes de champ traversant **LF**, **GN**, **L₁I** et **HN₁**. Cela ne peut pas se traduire avec cette théorie, parce que $\psi(\theta)$ est nulle sur ces lignes, et ainsi les équations (2.30), (2.31) et (2.32), et leurs dérivés, seront également zéro. L'hypothèse de départ n'est pas valable, parce que le seul moyen de parvenir à la redistribution nécessaire de champ est qu'il n'y ait pas d'autres sources sur les côtés d'aimants **DG**, **EF**, **HK**, et **IJ**.

Cette méthode a tenté d'améliorer la méthode de Carter afin d'atteindre une solution exacte du potentiel magnétique dans l'entrefer. Bien qu'il n'ait pas atteint complètement cet objectif, il existe une distribution plus réaliste du potentiel sur la face polaire. Ces calculs sont basés sur la négligence de toutes sources existantes sur les côtés d'aimants.

2.6.5 Calcul numérique de la force d'aimantation

Considérons la zone **LNN₁L₁** seulement on tenant pas compte de la longueur d'aimants, pour lesquels il est nécessaire d'examiner l'ensemble de la surface **OABC**. En outre, le système **Figure 2.11** devrait être étendu à trois dimensions, alors que la source potentielle $\psi(\mathbf{r}, \theta)$ est sur la face du pôle.

On peut observer que le potentiel ψ en tout point **Q** (**Figure 2.12**) qui peut être calculé à partir de l'intégrale du volume intrinsèque d'aimantation, et la force du pôle sur sa surface:

$$4\pi\psi = \int \left(\frac{\text{div} \mathbf{M}}{q} dv \right) + \int \left(\frac{M_s}{q} \right) dA \quad (2.37)$$

Il a été déjà montré que, pour ces aimants permanents, $\text{div} \mathbf{M} = 0$, et $\mathbf{M}_s$ sera constante sur la face polaire. D'où

$$\psi = \int \left(\frac{M_s}{4\pi q} \right) dA \quad (2.38)$$

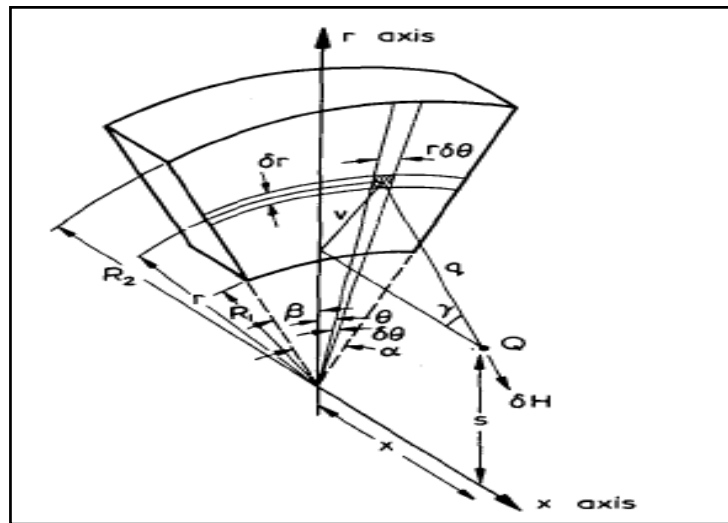


Figure 2.12 Position du point Q à la face de l'aimant

Cela ne peut pas être utilisé pour trouver la source potentielle, $\Psi(\mathbf{r}, \theta)$, parce que Ψ tend vers l'infinie quand la distance q tend vers zéro. Ceci conduit à un calcul direct de la force d'aimantation dans l'entrefer. Ceci est satisfaisant, puisque seul le champ dans le plan des conducteurs est tenu. En prenant le gradient de l'équation (2.38), la force magnétisante devient:

$$H = \int \left(\frac{M_s \cdot q}{4\pi \cdot q^3} \right) dA \quad (2.39)$$

Si le sens axial est seulement tenu en considération, l'intégrale sur toute la face du pôle sera.

$$H_x = \int \left(\frac{M_s \cdot \cos\gamma}{4\pi q^2} \right) dA \quad (2.40)$$

Il est indiqué dans l'Annexe 2 selon laquelle, pour la forme du pôle de la machine à induit plat, cela devient:

$$H_x = \frac{M_s \cdot x}{4\pi} \times \int_{-\beta}^{\alpha-\beta} \left\{ \frac{r \cdot s \cdot \cos\theta - x^2 - s^2}{(x^2 + s^2 \sin^2\theta)(r^2 + x^2 + s^2 - 2 \cdot r \cdot s \cdot \cos\theta)^{1/2}} \right\}_{r=R_1}^{R_2} d\theta \quad (2.41)$$

L'importance de l'équation (2.41) est que le champ dans l'entrefer peut être calculé sans renvoi à une distribution du potentiel sur la face du pôle. L'aimantation $\mathbf{M}$ intrinsèque n'existe que sur la face polaire, et ne dépend pas du rayon ou de la position angulaire. L'inconvénient de l'équation (2.41) est qu'elle ne peut être résolue que par moyen numérique.

2.7 Conclusion

Dans ce chapitre nous avons exposé l'étude théorique d'une machine à courant continu à aimants permanents à flux axial à courant continu à collecteur. Premièrement on a présenté le modèle électrique régi par les équations électriques. Ces équations permettent de calculer les différentes constantes. On remarque que le choix de l'aimant à utiliser est très important et il se fait d'après leur induction rémanente ainsi que son champ coercitif (problème de démagnétisation) et l'influence de la variation de température sur le fonctionnement de cet aimant. Puis on inclut une étude de la variation de la f.é.m. du conducteur.

Cette étude va nous permettre d'aborder le dimensionnement de cette machine à travers le chapitre suivant.

Chapitre Trois

Développement et Validation d'une Procédure de Calcul pour une Machine à Aimants Permanents à Flux Axial à CC

Sommaire

3.1 Introduction	39
3.2 Dimensionnement d'un moteur à flux axial.....	39
3.2.1 Paramètres du model géométrique	39
3.2.1.1 Rotor	40
3.2.1.2 Stator	42
3.3 Choix des matériaux	42
3.4 Grandeurs nécessaires pour le dimensionnement.....	43
3.5 Modélisation des différentes pertes.....	44
3.5.1 Pertes par frottement	44
3.5.2 Pertes dans le cuivre	44
3.6 Principe de dimensionnement	45
3.7 Caractéristiques du moteur.....	50
3.7.1 Caractéristique électromécanique	50
3.7.2 Caractéristique de puissance	51
3.7.3 Caractéristique de vitesse (charge)	51
3.7.4 Rendement	52
3.7.5 Détermination du point de fonctionnement	53
3.8. Conclusion	54

Chapitre Trois

Développement et Validation de la Procédure de Calcul pour une Machine à Aimants Permanents à Flux Axial à CC

3.1 Introduction

Le dimensionnement des machines électriques est généralement précédé d'un pré dimensionnement durant lequel on doit répondre aux exigences de rapidité et de souplesse. Dans cette première phase, des modèles analytiques sont souvent utilisés [9, 13-17]. Des modèles numériques sont ensuite exploités pour affiner les solutions obtenues en simulant de manière fiable les comportements électromagnétique, mécanique et thermique avec un minimum d'hypothèses simplificatrices,[18].

Dans ce qui suit, on développera la procédure de conception sous forme de programme.Ce dernierpermettra au concepteur d'évaluer rapidement et donner plusieurs alternatives. L'exemple sera donne sur unemachine qui a été étudiée et utilisée dans des machines-outils ou des instruments médicaux. Ensuite, nous calculons ses différents paramètres et grandeurs géométriques, électriques et magnétiques tout en déterminant les dimensions et la forme des aimants permanents.Les résultats ainsi obtenus seront comparéà ceux de la référence [25] afin de valider la procédure de conception développée.

3.2 Dimensionnement d'unmoteur à flux axial

Les différentes contraintes et études précédentes nous ont permis d'orienter le choix sur unemachineà courant continu caractérisé par une faible inertie à aimants permanents. Plusieurs opérations sontnécessaires pour déterminertoutes les caractéristiques du moteur:

- Dimensionnementgéométrique (paramétrage du stator et du rotor),
- Dimensionnement magnétique des aimants,
- Dimensionnementélectrique (tension de force électromotrice, résistance),
- Calcul des différentes pertes (pertes mécaniques et pertes joules),
- Calcul de la masse des différents matériaux.

3.2.1 Paramètres du model géométrique

Principalement tous les moteurs sont constitués d'un rotor et d'un stator donc nous allons montrer leurs différents constituants.

3.2.1.1 Rotor

Il est avantageux d'améliorer la forme des conducteurs afin d'augmenter la longueur radiale utile du conducteur. Ceci peut se faire principalement en réduisant la partie inclinée des conducteurs et bien sûr l'élimination totale de celle-ci qui est représentée sur la **Figure 3.1**, où les conducteurs inclinés rejoignent directement les fins d'enroulements 2 et 3. Mais ce souhait de structure est assez simple à obtenir, mais ceci présente deux limites: premièrement, elle ne peut pas être appliquée si le bobinage est imbriqué d'autre part, elle ne peut pas être exploitée de manière efficace que si le nombre des pôles est assez élevé, car ces pôles doivent être très rapprochés, [22].

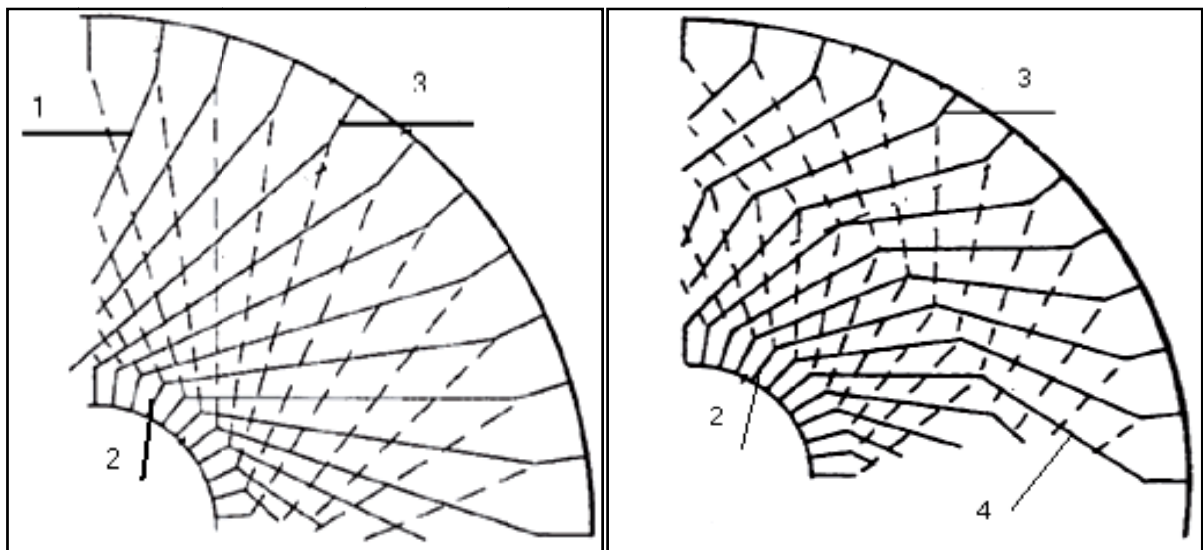


Figure 3.1 Enroulement d'induit à **Figure 3.2** Enroulement d'induit une seule inclinaison à deux inclinaisons

Afin d'éviter ces limitations, on peut avoir recours à ces modèles comme le montre la **Figure 3.2**, où dans la surface ou zone fermée par chaque tour qui est plus grande. Dans le schéma de la **Figure 3.2** la partie interne inclinée de sorte que les conducteurs 4 sont connectés directement aux parties intérieures des rayons inclinés intermédiaires. La **Figure 3.3** montre une modification de la **Figure 3.2**, dans laquelle une courte portion moyenne 5 relie les deux parties inclinées 6 et 7.

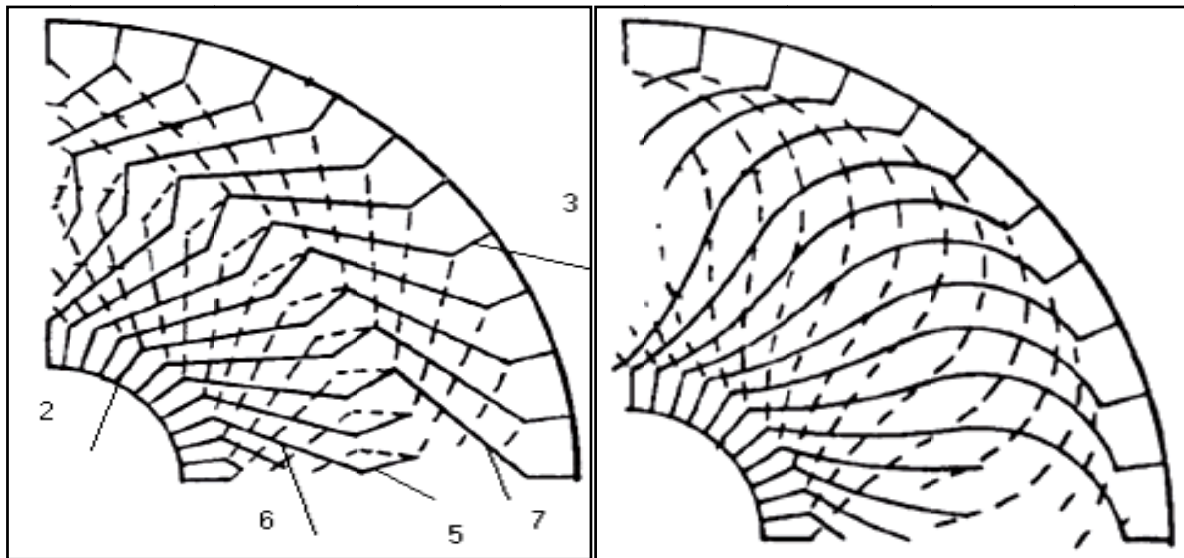


Figure 3.3 Enroulement d'induit à liaison intermédiaire **Figure 3.4** Enroulement d'induit à une forme ronde des conducteurs

La **Figure 3.4** montre un exemple de modèle dans lequel les conducteurs sont entièrement courbés afin de constituer des demi-tours des enroulements. Ces formes de conducteurs sont faciles à obtenir du point de vue électrique en fournissant des surfaces tout à fait appropriées de la machine.

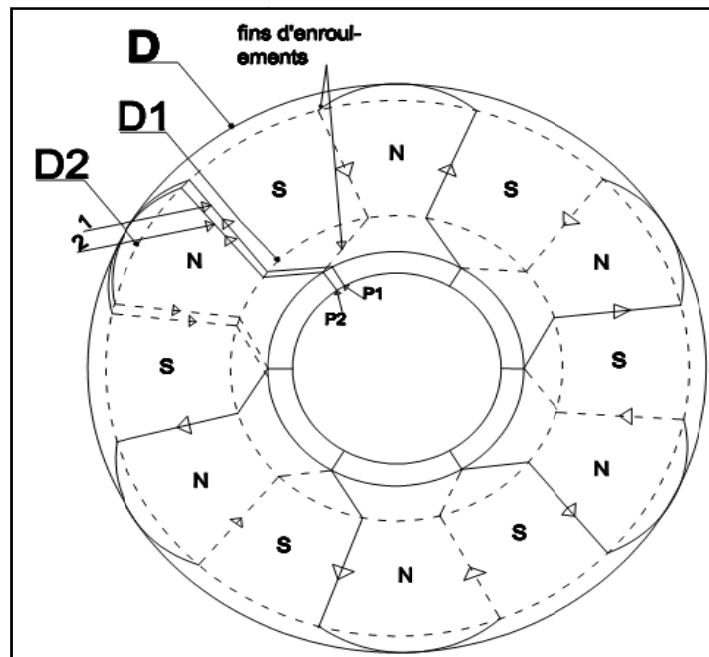


Figure 3.5 Exécution du bobinage du rotor

Le contour du courant autour du rotor est représenté par des flèches sur la **Figure 3.5**, qui montre le départ à partir d'un point arbitraire fixe, tels que le point P_1 à l'extrémité interne d'une portion d'enroulement 1, le chemin de courant dans un cycle autour du rotor ne retourne pas au point de départ, mais

aupoint adjacent P_2 . Ainsi, les enroulements 1, 2 sont reliés entre eux dans une boucle en continu.

3.2.1.2 Stator

Il est constitué de $2.p$ pôles d'aimants permanents de surface (A_m). Son épaisseur est l_m .

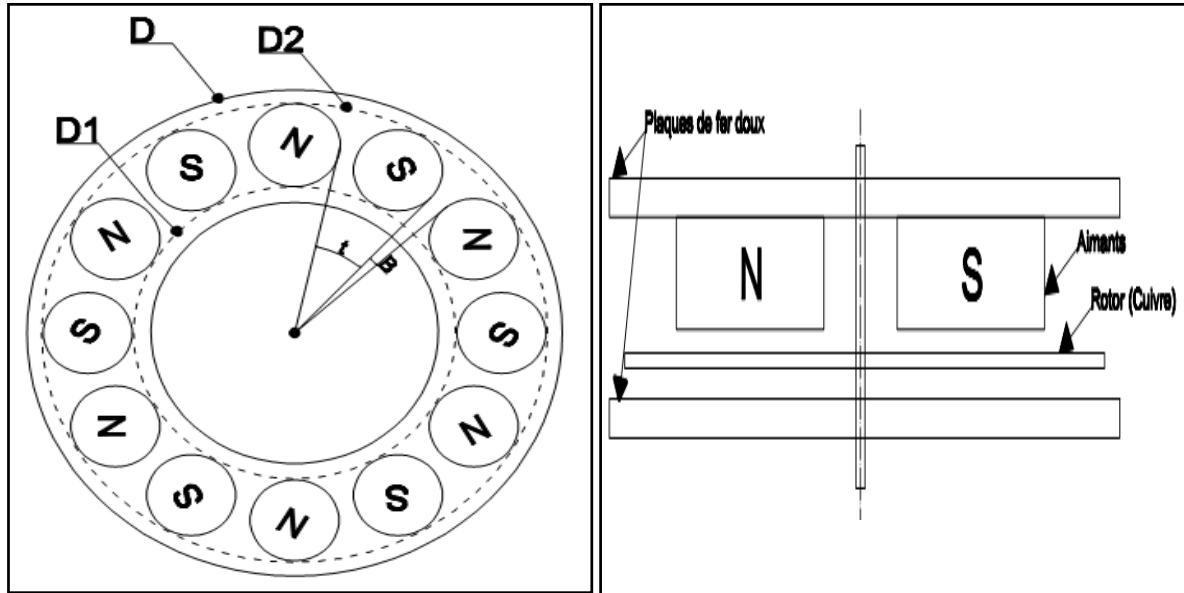


Figure 3.6 Dimensions du stator **Figure 3.7** Assemblage des différents éléments

3.3 Choix des matériaux

Le choix du matériau magnétique n'est que le début de la conception, car c'est la distribution du flux coupant les conducteurs d'induit perpendiculaire à leur chemin qui détermine la performance du moteur. Pour un flux d'excitation donné, ce flux utile deviendra plus grand que le flux de fuite entre les pôles adjacents. Toutefois, ce n'est pas conforme avec la volonté d'accroître le flux total par pôle, et donc, il y a clairement un besoin pour optimiser le rapport arc polaire/pas polaire.

Deux types de matériaux ont été choisis pour le circuit magnétique (excitation) : les NdFeB et les SmCo5. Le premier possède une polarisation plus grande (1,2 T contre 1,0 T) et une densité plus faible (750 contre 850 kg/m³) que le second. Cependant, les aimants NdFeB classiques présentent l'inconvénient d'être oxydables. La surface oxydée n'étant plus aimantée et son épaisseur (quelques dizaines de μm) n'étant pas négligeable par rapport à la faible épaisseur dont nous avons besoin, ces matériaux voient leurs performances se dégrader et perdent leur intérêt. Les aimants au samarium-cobalt en revanche sont très résistants à l'oxydation et à la désaimantation, mais beaucoup plus fragiles mécaniquement; de plus leur polarisation est limitée à environ 1 T.

Pour la construction des machines électriques, le matériau le plus intéressant est celui qui est capable de transporter le flux d'induction magnétique maximal au moindre cout. C'est pourquoi, il évalue l'efficacité intrinsèque d'un matériau magnétique selon deux paramètres principaux,[23]:

- d'une part, le niveau d'induction accessible, qui est limité par la polarisationsaturation, c'est-a-dire la puissance volumique de la machine.
- d'autre part, les pertes totales massiques, qui accompagnent inévitablement le passage du flux, entraînent un échauffementde la machines, et par conséquent une diminution du rendement

Pour réduire les pertes par courants induitsgénérés par les variations du flux d'induction, l'emploi descircuitsmagnétiquesmassifs est àprescrire. Les circuits réalisés par empilementde feuilles de faible épaisseur ne sont efficaces que si les tôles superposées sont isolées électriquement l'une de l'autre,[23].

3.4Grandeurs nécessaires pour le dimensionnement

La seule dimension de la machine exigée comme paramètre principalest le diamètre extérieur désiré **D**; la longueur totale sera calculée en conséquence. L'espace entre **D** et **D₂**, occupé par la carcasse, et les extrémités des enroulements, est initialement estiméau début à 20% de **D**, mais il est calculé finalement pour avoir **D₂**.

L'expression de la puissance d'armature donnée par la référence,[7]est:

$$E \cdot I = \frac{\pi^2}{4} N \cdot B \cdot A_c (D_2^2 - D_1^2) D_1 \quad (3.1)$$

Où **B** et **A_c** sont l'induction magnétique et le coefficient d'utilisation,**E** et**I** sont respectivement la f.é.m. et le courant d'armature, ou**N** est la vitesse du moteur qui est une donnée principale. La puissance désirée **P₁** est également comme donnée, à laquelle 10% est ajouté en tant que perte mécaniqueafin d'avoir la puissance **EI**. Par l'arrangement de l'équation (3.1) on obtient le produit **BA_c**désiré comme suit:

$$B \cdot A_c = \frac{(1.1 \cdot P_1)}{0.95 N D_2^3} \quad (3.3)$$

Le point de fonctionnement d'aimant (**B_m**, **H_m**) est choisi pour obtenir une densité d'énergie maximum, bien qu'une grande densité de flux réduisele coefficient **A_c** aux dépens du poids d'aimant. L'épuisement du flux **B_m** dans un aimant vers **B** dans l'entreferest considéré qu'il se produit en deux étapes, le flux de fuite provenant des côtés d'aimant donne la densité de flux **B_g** dans l'espace entre deux pôles adjacents, puis se diffuse vers le bobinage à travers l'entrefer.

$$B = \frac{a}{L} * B_m \quad (3.4)$$

Le coefficient de fuite **L** est fixé à une valeur choisie sur la base de **a** et **p** qui seront déterminés plus tard.

3.5 Modélisation des différentes pertes

Dans cette partie, on s'intéresse à la modélisation (quantification) les différentes pertes telle que les pertes de commutation,...

3.5.1 Pertes par frottement

- **Pertes par ventilation et par frottement dans les paliers**

Etant donné la grande variété des formes constructives et de type de ventilation, ces pertes ne peuvent être calculées par des formules. On se contente de les estimer. La **Figure 3.8** donne le pourcentage des pertes de ventilation en fonction de la puissance nominale, et respectivement de la vitesse périphérique.

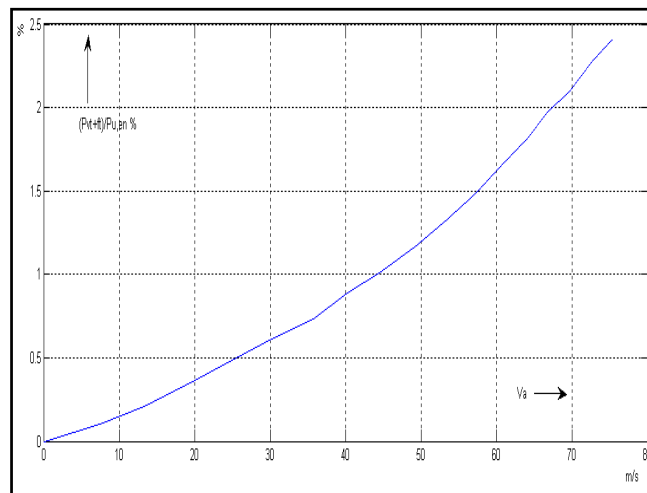


Figure 3.8 Pertes par ventilation et par frottement dans les paliers des machines à courant continu

- **Pertes par frottement des balais**

Ces pertes sont égales à:

$$P_{fb} = P_b \cdot \mu_b \cdot A_b \cdot v_k \quad (3.5)$$

La pression spécifique P_b pour les machines à courant continu est 2.104 N/m^2 , et le coefficient de frottement μ_b oscille, selon le type de balais, entre 0.1 et 0.35. On prend habituellement: $\mu_b = 0.2$ pour ce type de machines, [24].

3.5.2 Pertes dans le cuivre

- **Pertes Joules**

Dans un enroulement de résistance **R**, les pertes Joule dans le cuivre produites par le courant **I** sont égales à: $P_j = R \cdot I^2$

La résistivité ρ dépend de la température ; pour une température de 1°C, on a :

$$\rho_t = \rho_{20}[1 + \alpha(T - 20)] \quad (3.6)$$

- **Pertes par contacts des balais**

Ces pertes sont provoquées par la chute de tension V_b qui se produit entre les balais et le cuivre du collecteur. La chute de tension V_b est presque indépendante du courant et vaut, pour les balais d'une polarité, $V_b=1V$ dans les machines à courants continu, les pertes par contacts des balais se montent à : $P_{cb}=2. I (W)$, [24].

3.6 Principe de dimensionnement

La conception d'une application électromagnétique, comme les machines électriques ou les transformateurs de puissance, **Figure 3.9** est une démarche séquentielle qui vise à déterminer les valeurs exactes des variables de conceptions satisfaisant au mieux les performances spécifiées par le cahier des charges tout en respectant les contraintes [1].

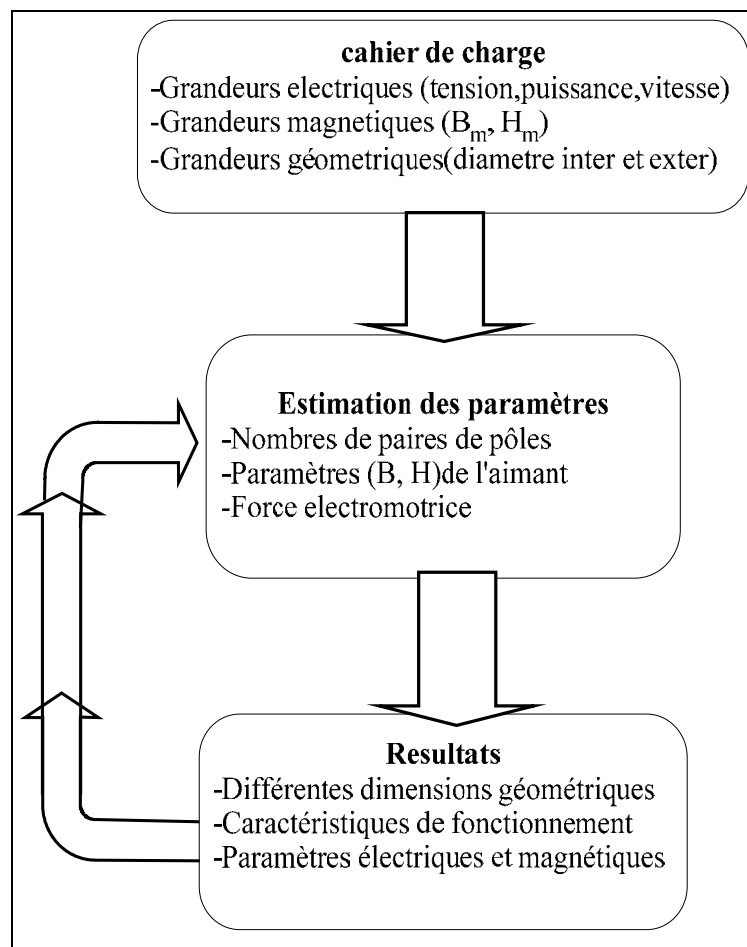


Figure 3.9 Organigramme global de dimensionnement

La procédure du calcul a été concrétisée par un programme de calcul, le programme développé qui indique entièrement la conception d'une machine à flux axial à aimant permanents à collecteur, nous facilite la tâche pour une puissance optimale. Les principales étapes et l'ordre des calculs seront brièvement décrits et montrés par un organigramme indiqué sur la **Figure 3.10**.

Initialement α sont considérés égaux à 1,27 et 0,85 respectivement, et A_c est déterminé par les équations (3.3) et (3.4). La tension V désirée est la quatrième donnée, et la force électromotrice E au début est prise à 90% de V . Les calculs sont évalués pour le bobinage ondulé ou imbriqué et choisis pour un minimum de perte $R_a I^2$.

On constate que les moteurs à disque fonctionnent autour de 80°C (sans ventilation) avec une densité de courant continue de 10 A/mm². Avec A_c on définit le diamètre D_1 , le nombre de conducteurs actifs Z et le courant du conducteur I_c qui mènent au choix de la section du fil. L'expérience a démontré que le diamètre du fil de bobinage d_c en cuivre nous contraint à utiliser la gamme de 0,05 à 4,25 millimètres, [25].

Le facteur de perte de la f.m.m du flux dans la carcasse $F=1.15$, alors les longueurs axiales de l'entrefer l_g et l_m de l'aimant peuvent être calculées. Si la valeur initialisée du nombre de pôles p est 10, p doit être un nombre entier, et on répète les calculs des paramètres de l'aimant et du bobinage. Ceci peut changer l_g et l_m , et par conséquent K_s par $1/l_m$. Souvent α ne change pas de valeur, ainsi le calcul est considérablement simplifié en notant que K_s est proportionnel à α .

Bien que le contact des balais ait été pris comme chute de tension constante dans le programme de conception, exposition de ces courbes c'est réellement une résistance presque constante.

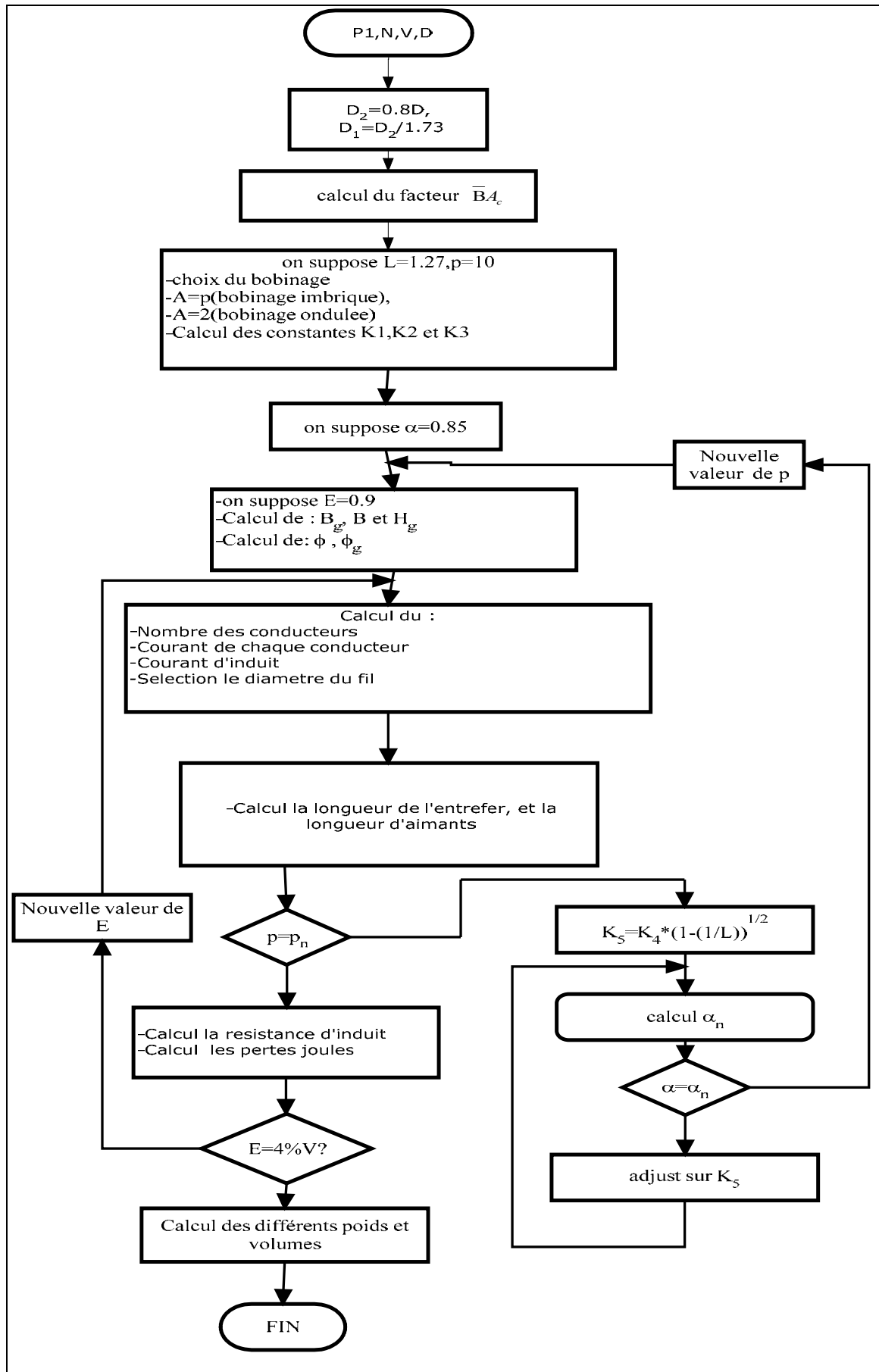


Figure3.10 Organigramme de calcul de dimensionnement d'une MAP

Le nombre de spires par pôle est:

$$N_{s/p} = \frac{Z}{2.p} \quad (3.7)$$

On sélectionne un nombre entier de bobines par pôle, qui assure un arrangement faisable d'enroulement. Le nombre de bobines par pôle doit être un nombre entiersatisfaisant la relation suivant:

$$\text{Nb.de} \frac{\text{bobines}}{\text{pôle}} \geq \frac{0.577 D_1}{\sqrt{I.p}} \quad (3.8)$$

En ce qui concerne la commutation, on doit chercher à ramener au minimum le nombre de spires par lamelle du collecteur (c'est-à-dire par élément d'enroulement); comme le nombre total des spires est déterminé par la F.E.M d'induit, il suffit pour cela de pourvoir le collecteur d'un nombre de lamelles aussi élevé que possible,[28].

L'équation précédantqui décritle nombre des bobines par pôle est employé dans les machines à flux axial, qui impose que le diamètre du collecteur soit $0.75D_1$

$$L_{\text{seg}} = \frac{0.75 \pi D_1}{(\text{bobines/pôle}).p} \quad (3.9)$$

Avec une densité de courantde 120mA/mm^2 , et unensemble complet des ballais, nous nous assurons que la largeur de ballais est au moins plus grande que sa longueur axiale et la largeur du segment, dans ce cas les ballais doivent avoir une section carrée.

$$L_{bal} = \left(\frac{I}{6p}\right)^{0.5} 10^{-2} \quad (3.10)$$

Dans une machine à flux axial à armature sans fer, la longueur des aimants est comparable à la longueur d'entrefer. Les spécifications obtenues par le programme sont données dans le Tableau(I).

Tableau 3.1 Comparaison entrerésultats de référence [25]et ceux de conception

Paramètres	Unités	Résultats de la référence (SmCo5)	Résultats du prototype simulé (SmCo5)	Résultats du prototype simulé (NdFeB)
Plaque signalétique (spécifications)				
Puissance	Watts	383	383	383
Vitesse	Tr/min	1188	1187	1184
Tension	V	24	24	24
Courant	A	19.74	19.76	19.6
Couple	Nm	3.07	3.64	3.65
Diamètre extérieur	mm	195.8	196	196
Diamètre intérieur	mm	113.1	113	113
Diamètre global	mm	232.7	232.7	232.7
Epaisseur global	mm	19.7	20.1	18
Poids	Kg	2.62	2.8	2.5
Circuit magnétique				
Aimant utilisé		SmCo5	SmCo5	NdFeB
Nombre de pôles		12	12	12
Angle α		0.85	0.85	0.85
Induction de l'aimant	T	0.44	0.44	0.56
Champ magnétique de l'aimant	A/m	318000	318000	400000
Induction dans l'entrefer	T	0.29	0.29	0.44
Flux	Wb	$4.92 \cdot 10^{-4}$	$4.91 \cdot 10^{-4}$	$6.24 \cdot 10^{-4}$
Section d'aimant	cm ²	14.22	14	13
Epaisseur d'aimant	mm	4.6	4.8	4.5
Entrefer	mm	4.6	4.6	4.5
Epaisseur du couvert	mm	5.9	5.9	5.5
Epaisseur de support	mm	4.6	4.6	4.2
Coefficient de fuite		1.27	1.27	1.27
Paramètres de bobinage				
Nombre de conducteurs		2592	2606	2067
Nombre de couches		6	6	6
Nombre de tours/bobine		18	18	18
Nombre de bobines		72	72	58
Diamètre du conducteur	mm	0.45	0.45	0.45

Bobinage		Imbriqué	Imbriqué	Imbriqué
Resistance d'induit	Ω	0.0868	0.0897	0.0718
Constante K_a	V.sec	0.169	0.193	0.196
Nombres des balais		12	12	12
Diamètre de collecteur	mm	76.2	84	54
Longueur de balais	mm	8.6	8.6	8.6
Largeur de balais	mm	3.3	3.3	3.3

3.7 Caractéristiques du moteur

3.7.1 Caractéristique électromécanique

L'intersection à $I=0$ donne C_l qui est le couple de perte et est avéré indépendant de la vitesse et de la valeur de 0.162 Nm, on peut donc le considérer comme courant constant, $I_{nl} = C_l / K_a$ d'une valeur 0.82A. La perte de puissance mécanique dans ce moteur est donc seulement environ 5% de sa puissance nominale.

La caractéristique $C=f(I)$ obtenu par simulation et celle de la référence sont illustrées par la **Figure 3.11** selon l'expression du couple donnée ci après.

$$C = k_a (I - I_{nl}) \quad (3.11)$$

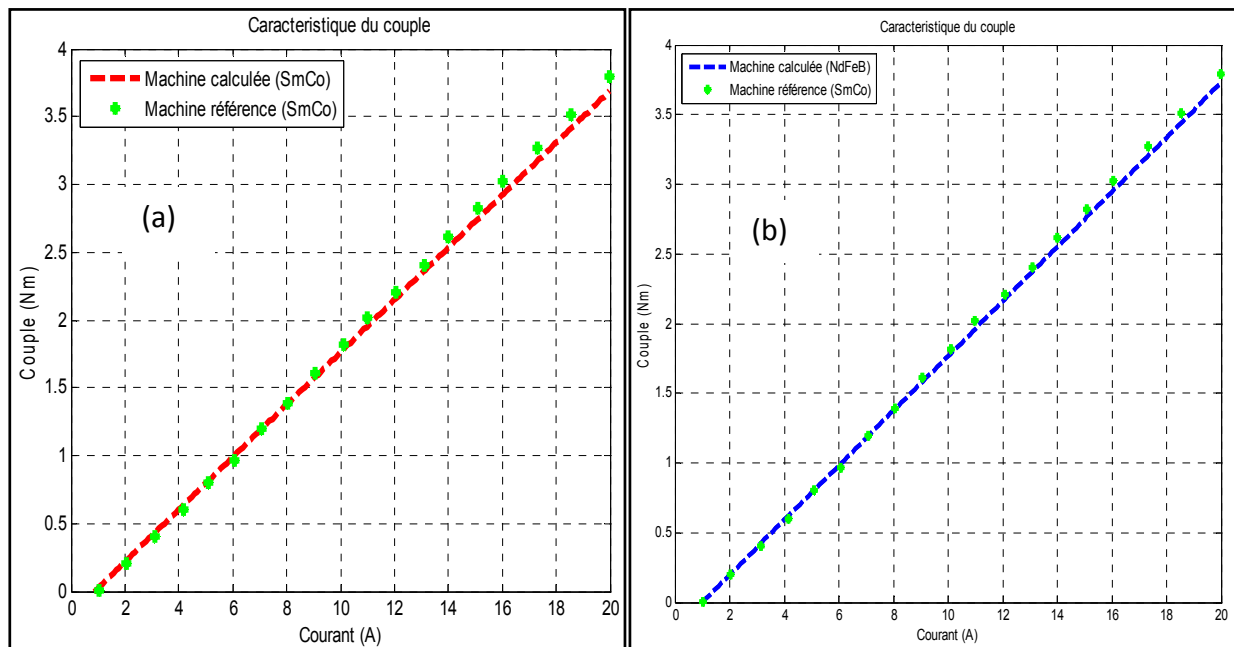


Figure 3.11 Caractéristiques du couple de la machine

(a) Référence (SmCo5) avec la machine calculée

(b) Machine calculée (SmCo5) avec machine (NdFeB)

Cette courbe ne dépend pas de la tension d'alimentation du moteur. Seule l'extrémité de la courbe peut s'allonger plus ou moins en fonction du couple et du courant de démarrage.

Durant la conception, les longueurs de l'entrefer et de l'aimant étaient égales, un petit changement de l_g (longueur de l'entrefer) peut de manière significative changer le point de fonctionnement de l'aimant. En conséquence la constante k_a de la f.é.m. est la pente de la caractéristique couple/courant.

3.7.2 Caractéristique de puissance

$$P_1 = \omega C = 2\pi K_a N(I - I_{nl}) \quad (3.12)$$

$$P_o = P_1 \left(\frac{I}{I_{nl}} - 1 \right) \quad (3.13)$$

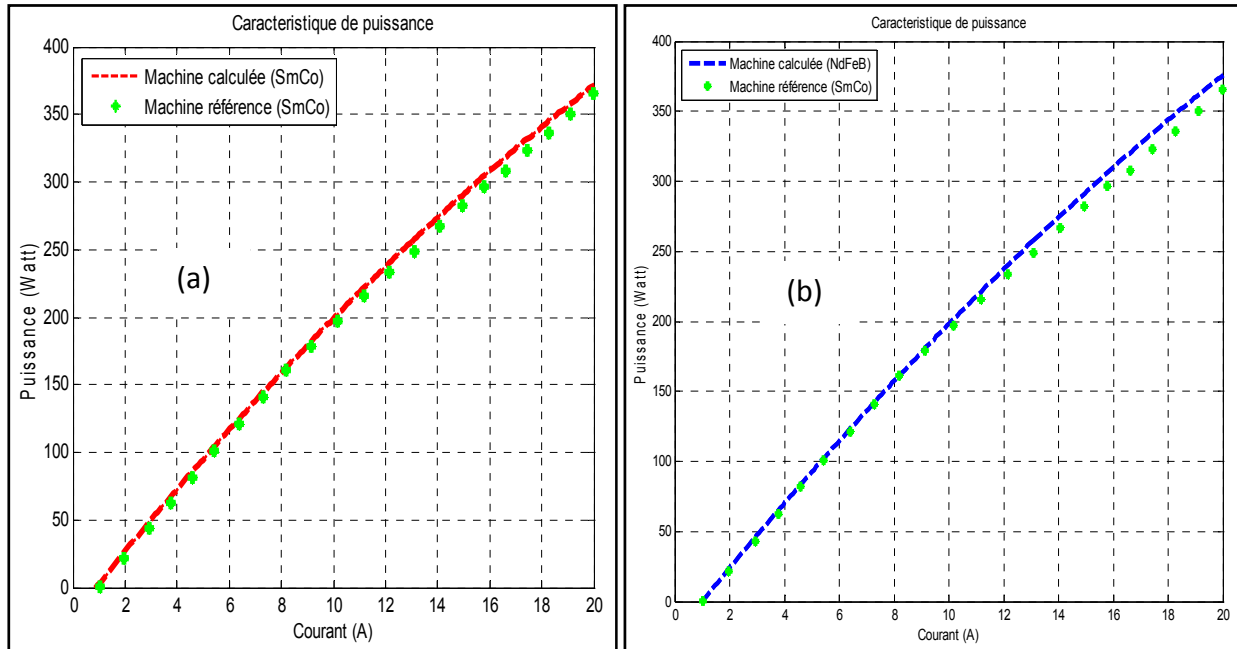


Figure 3.12 Caractéristiques de puissance

- (a) Référence à SmCo5 avec la machine calculée
(b) Machine calculée à SmCo5 avec machine à NdFeB

3.7.3 Caractéristique de vitesse (charge)

La variation de la vitesse est donnée par l'équation suivante:

$$N = \frac{V - R_a \cdot I}{2 \cdot \pi \cdot K_a} \cdot 60$$

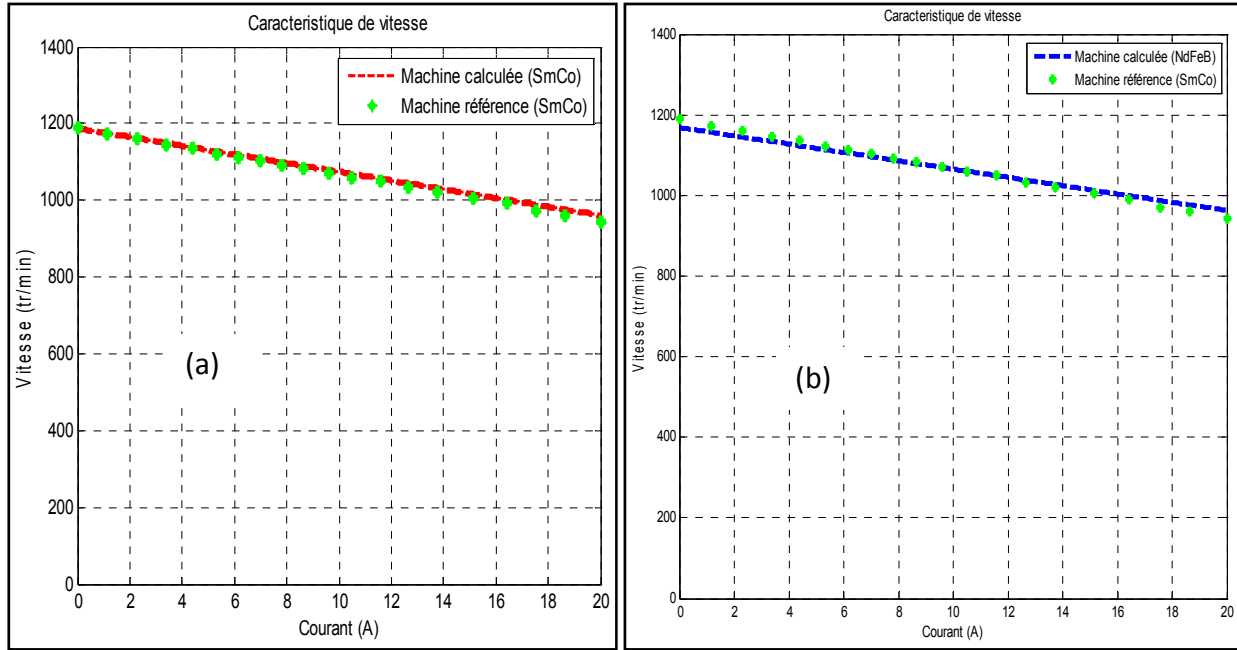


Figure 3.13 Caractéristiques de vitesse (charge).

- (a) Référence à SmCo5 avec la machine calculée
 (b) Machine calculée à SmCo5 avec machine à NdFeB

Lorsque le moteur tourne à vide, le courant I est très faible (la puissance fournie correspond seulement aux pertes mécaniques), si on charge la machine, on exerce un couple résistant, le courant I prend une valeur telle que la puissance électromagnétique, sachant que la tension d'alimentation est constante la vitesse est donc légèrement décroissante.

3.7.4 Rendement

La vitesse est donnée par :

$$E = V - R \cdot I = K_a \cdot 2 \cdot \pi \cdot N \quad (3.14)$$

$$2 \cdot \pi \cdot k_a \cdot N = V - R \cdot I \quad (3.15)$$

L'ensemble des équations (3.11), (3.12) et (3.15) nous donne la relation de $\mathbf{C}$, $\mathbf{n}$ et $\mathbf{P}_1$ avec le courant, Si $\mathbf{V}$ est constante. Il est commode de considérer que la vitesse à vide $\mathbf{N}_t$ de $I=0$, de sorte que $V = 2 \cdot \pi \cdot K_a \cdot N_t$, alors le rendement devient:

$$\eta = \frac{P_1 - P_0}{P_1} = \frac{P_1 \left(\frac{I}{I_{nl}} - 1 \right)}{P_1 \left(\frac{I}{I_{nl}} \right) + I^2 R_a} = \frac{N(I - I_{nl})}{N_t \cdot I} \quad (3.16)$$

Le rendement peut être également écrit en fonction de $\mathbf{I}$ seulement, en se rendant compte que $\mathbf{K}_a$ est constant dans cette machine, ce qui fait de l'équation (3.15) un rapport linéaire entre $\mathbf{N}$ et $\mathbf{I}$, à partir duquel on obtient l'équation suivante.

$$\frac{N}{I_s - I} = \frac{N_t}{I_s} \quad (3.17)$$

I_s est le courant de blocage.

En combinant les équations (3.17) et (3.18) et leur arrangement donne:

$$\eta = \left(1 - \frac{I_{nl}}{I}\right) \left(1 - \frac{I}{I_s}\right) \quad (3.18)$$

Le rendement maximum se produit quand $I = \sqrt{I_s \cdot I_{nl}}$ avec cette valeur on a :

$$\eta_{\max} = \left[1 - \sqrt{\frac{I_{nl}}{I_s}}\right]^2 \quad (3.19)$$

En supposant que les deux paramètres R_a et P_1 sont indépendants du courant, le rendement est maximale lorsque $d\eta(I) / dI = 0$ ce qui résout $I_{\max}$, [31]:

$$I_{\max} = I_{nl} \left(1 + \sqrt{\frac{P_1}{I_{nl}^2 \cdot R_a}}\right) \quad (3.20)$$

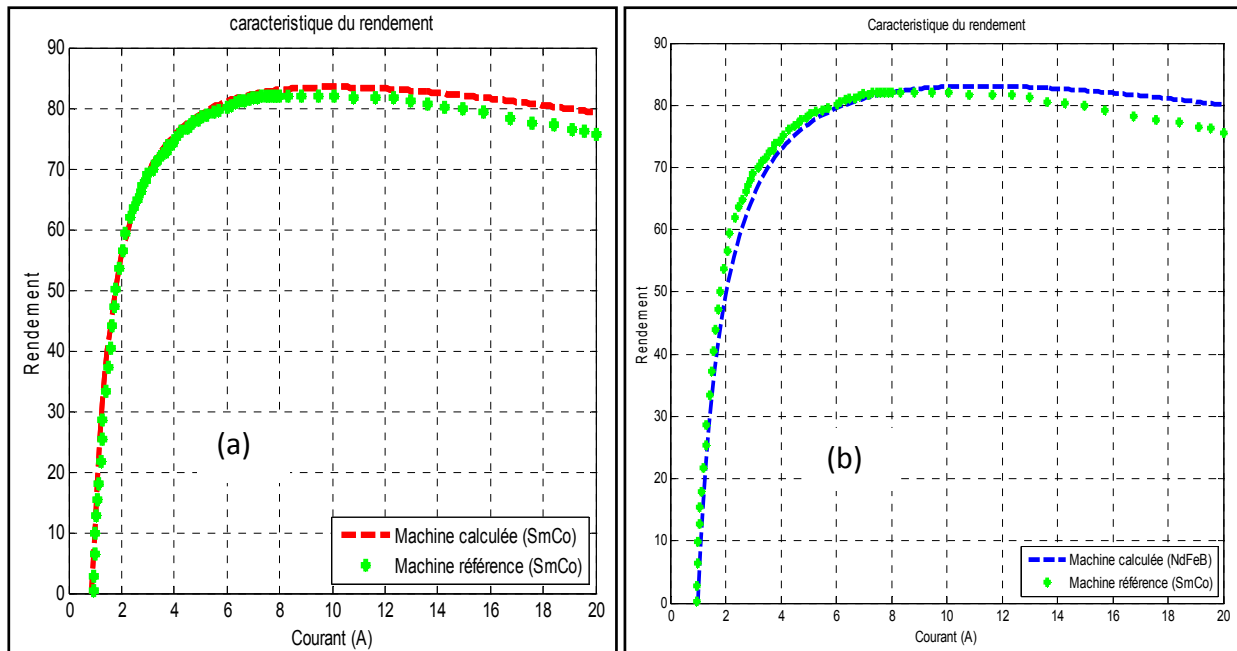


Figure 3.14 Caractéristiques de rendement

- (a) Référence à SmCo5 avec la machine calculée
 (b) Machine calculée à SmCo5 avec machine à NdFeB

3.7.5 Détermination du point de fonctionnement

L'intersection de la courbe d'aimantation et de la droite de charge détermine le point de fonctionnement du circuit magnétique pour les deux aimants SmCo5 et NdFeB à entrefer $e=4.6\text{mm}$.

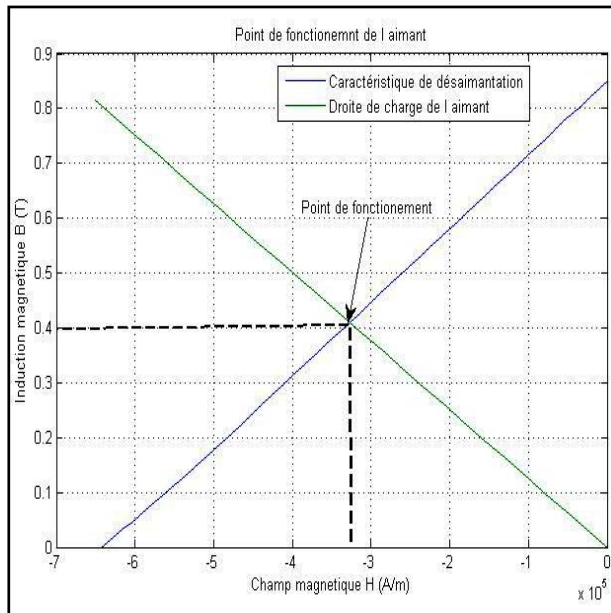


Figure 3.15 Point de fonctionnement de l'aimant SmCo5

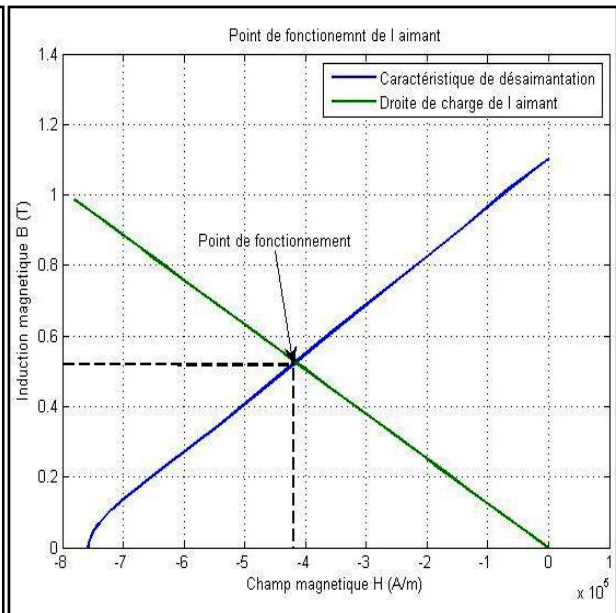


Figure 3.16 Point de fonctionnement de l'aimant NdFeB

3.8. Conclusion

Ce chapitre a décrit la conception assistée par ordinateur d'un moteur à courant continu à aimants permanents à flux axial. Cette conception nous a amené à dimensionner à travers un programme développé les grandeurs géométriques, électriques et magnétiques ceci nous a permis à déterminer la masse totale, les pertes et le rendement des machines conçues. Le programme de ce dimensionnement utilise les paramètres de la plaque signalétique (tension, puissance,...) et introduit la courbe $B = f(H)$ par une interpolation et le diamètre extérieur imposé.

Cette phase a été suivie par le calcul des grandeurs magnétiques (induction, flux,...) ainsi que les grandeurs électriques (alpha : rapport pas polaire/arc polaire, et le coefficient de fuite (L)).

En effet, l'accomplissement de ces calculs nous a conduit à déduire le modèle de la machine permettant le tracé de ses caractéristiques de fonctionnement.

D'après les résultats obtenus de la machine calculée M_1 qui ont été comparés à ceux de la référence M_{ref} ayant le même type d'aimants SmCo5. On constate qu'ils sont en bonne corrélation ce qui valide notre travail. Ensuite, cette procédure validée a été appliquée sur une machine M_2 à base de NdFeB afin de concevoir une autre variante qui est moins volumique et offrant les mêmes performances que M_1 à SmCo5.

Par ailleurs, le programme développé constitue un outil de grand intérêt. Il effectue automatiquement et rapidement les calculs et génère des variantes de prototypes selon les critères adoptés et les contraintes du cahier de charge.

Le processus de conception est formulé d'une manière adaptée à la phase d'optimisation qu'on va aborder dans le chapitre suivant.

Chapitre Quatre

Conception Optimale des Prototypes Conçus

Sommaire

4.1 Introduction	55
4.2. Processus de conception des actionneurs électriques.....	55
4.3 Méthodologie de dimensionnement par optimisation	56
4.4 Cahier de charges	57
4.4.1 Contraintes magnétiques.....	57
4.4.2 Contraintes électriques	58
4.4.3 Contraintes thermiques	58
4.4.4 Contraintes mécaniques	58
4.4.5 Contraintes géométriques.....	58
4.5. Choix de la structure de l'actionneur	59
4.6. Dimensionnement de l'actionneur choisi	59
4.7 Principe d'optimisation.....	60
4.7 Formulation mathématique d'un problème d'optimisation.....	60
4.8 Grandeurs nécessaires pour l'optimisation.....	62
$A = Z \cdot I_a / \pi^2 (D_2 - D_1)$.....	62
4.8.1 Optimisation du rapport K en ce qui concerne la puissance.....	63
4.8.2 Optimisation du rapport de diamètres en ce qui concerne le moment d'inertie	64
4.8.3 Relation entre le rapport de diamètre et le poids de cuivre.....	64
4.9 Conception à optimisée.....	66
4.9.1 Fonctions objectives	66
4.9.2 Comparaison volumique entre les deux conceptions.....	69
4.10 Conclusion.....	70

Chapitre Quatre

Conception Optimale des Prototypes Conçus

4.1 Introduction

Durant les phases de conception, les méthodes d'optimisation sont très utiles. En effet, le couplage d'un algorithme d'optimisation sous contraintes avec un modèle d'analyse permet d'explorer un vaste espace des solutions pour converger ainsi vers la meilleure configuration, [2,26].

La résolution d'un problème d'optimisation dans les machines électriques est très souvent complexe car de nombreux facteurs interviennent. Les algorithmes d'optimisation appliqués au domaine de l'Electrotechnique ont connu un grand développement,[3,27]. En effet, ils permettent de résoudre des problèmes qui étaient insolubles auparavant et aboutissent à des solutions originales,[28].L'intérêt d'optimisation des machines électriques est la recherche d'une géométrie dont les dimensions optimales pour la maximisation du rendement et réduction de l'encombrement.

Ce chapitre propose la mise en œuvre d'un outil d'optimisation basé sur les algorithmes génétiques afin d'optimiser la structure des machines conçues M_1 et M_2 . Cet outil optimise les grandeurs géométriques et physiques des deux machines définies par M_1 et M_2 . La première en SmCo5 et la deuxième en NdFeBles mieux adaptées vis-à-vis de l'objectif défini (réduction du poids, gain en rendement...) tout en respectant le cahier de charges (référence).

4.2. Processus de conception des actionneurs électriques.

Le déroulement d'un processus de conception s'articule généralement autour de trois préoccupations incontournables qui constituent (**Figure4. 1**):

- La formulation du cahier de charges traduisant le besoin sur le plan électromécanique,
- La définition d'un concept répondant à ce besoin par le choix de la structure de l'actionneur et de son convertisseur,
- La détermination des éléments quantitatifs caractéristiques de l'objet recherché par l'utilisation des procédures de dimensionnement.

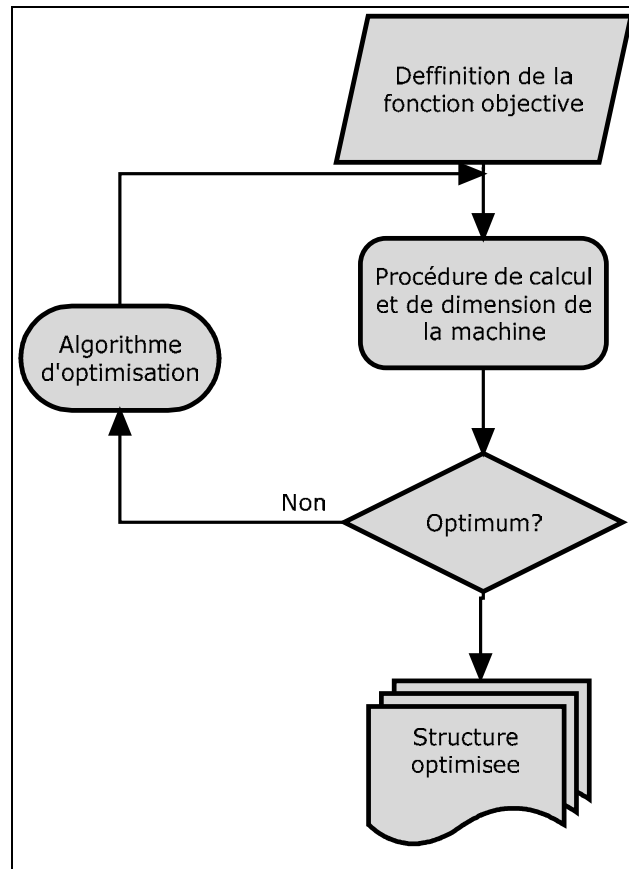


Figure 4.1 Déroulement d'un procédé d'optimisation

4.3 Méthodologie de dimensionnement par optimisation

L'enjeu technico-économique est si important dans le dimensionnement des moteurs électriques que de nombreux auteurs se sont penchés sur différentes techniques de dimensionnement.

En effet, quand on cherche à dimensionner une machine, il existe souvent un grand nombre de solutions possibles respectant le cahier de charges. Mais celle qui est recherchée est la solution optimale, c'est-à-dire, celle qui minimise, par exemple le coût, la fonction de calcul de coût devenant alors la fonction objectif. En effet, de nombreux auteurs ont montré l'équivalence entre un problème de dimensionnement d'une machine électrique et le problème de l'optimisation sous contraintes. Cependant le dimensionnement par optimisation, nécessite un point de départ, pour amorcer le processus d'exploration de l'espace des solutions. Dans notre cas, ce n'est pas un problème car il existe le prototype, on ne crée que très rarement un produit totalement nouveau. En général, on part d'un moteur existant qu'on cherche à redimensionner.

4.4 Cahier de charges

L'établissement d'un cahier de charges consiste à exprimer le besoin fonctionnel initial en termes clairs vis-à-vis des performances de l'actionneur à définir, [29.30]. Cette étape, de par la complexité des conditions de service des dispositifs considérés, nécessite la détermination des éléments dimensionnant la structure (contraintes du cahier de charges).

Le cahier de charges d'une machine électrique est composé de deux parties complémentaires :

- d'une part, la spécification des performances qui définit les caractéristiques électromécaniques du moteur ;
- d'autre part, les contraintes de dimensionnement et le mode de fonctionnement sont imposés par l'application à laquelle on le destine.

Les contraintes d'un cahier de charges portent sur différents aspects de la conversion électromécanique [27, 31]. Elles peuvent porter sur un point de fonctionnement caractérisé, par exemple, par le couple mécanique à fournir à une vitesse donnée ou sur une caractéristique (couple, vitesse). Ces contraintes de fonctionnement sont généralement associées à des contraintes supplémentaires comme la qualité du couple (ondulations du couple réduites) un rendement, des conditions sur le démarrage etc. ...

La nature et les caractéristiques de la source d'énergie électrique sont également de première importance. Les aspects d'encombrement, de normes environnementales à respecter et des considérations technico-économiques liées au coût que l'on recherche toujours à réduire s'ajoutent à la liste des contraintes du cahier de charges.

L'établissement des principales dimensions d'une machine électrique repose donc sur certaines contraintes liées à l'application à laquelle elle est destinée. Ces contraintes imposées par un cahier de charges, font intervenir des paramètres géométriques, magnétiques, électriques et thermiques.

4.4.1 Contraintes magnétiques

Le niveau de l'induction magnétique dans l'entrefer est lié à la valeur maximale de celle qui est tolérée dans le fer et à l'intensité de l'aimantation des aimants. En principe, l'augmentation de l'induction dans le fer favorise la minimisation des épaisseurs de la culasse rotorique et statorique,[30]. Cependant, il est préférable de ne pas dépasser le seuil de saturation de telle sorte à ne pas créer de chutes de potentiel et limiter ainsi les pertes fer. Cette induction est fixée, selon le matériau choisi, entre 1.5 et 2 T.

4.4.2 Contraintes électriques

Le courant admissible dans les phases, les inductances de phase et le mode d'alimentation qui impose un choix judicieux de la structure à utiliser,[32].

4.4.3 Contraintes thermiques

La conversion électromécanique s'accompagne toujours de pertes, sources de chaleur, qui provoquent un échauffement des matériaux constitutifs et participent de façon déterminante au dimensionnement de la machine. Ainsi, la connaissance du comportement thermique intervient dès le début de la conception du moteur pour le choix des grandeurs dimensionnelles. Celles-ci sont la densité de courant surfacique à injecter dans les encoches et la nuance d'aimants à utiliser. Dans une application pour laquelle le moteur évolue dans un environnement sous des contraintes de fonctionnement thermiques exigeantes, l'aspect thermique doit être considéré lors de la conception du moteur [31.33], d'une part pour éviter de détruire un moteur sous dimensionné (la majorité des défaillances sont la conséquence de surchauffes qui atteignent le point de rupture des matériaux), et d'autre part pour ne pas sur dimensionner inutilement le moteur en négligeant ses aptitudes en surcharges temporaires.

4.4.4 Contraintes mécaniques

Le couple électromagnétique à développer et sa qualité constituent des contraintes fortes dans la conception des actionneurs électriques. Ainsi, la minimisation des ondulations de couple, devient indispensable dans de nombreuses applications où les vibrations et les bruits ne sont pas tolérés.

La vitesse est une autre contrainte importante lors de la conception de la machine. En effet, les aspects à considérer pour un fonctionnement à basse vitesse sont différents de ceux à grande vitesse. Pour des contraintes spécifiques pour les grandes vitesses, en plus des contraintes mécaniques liées à la vitesse critique de flexion et à la limite de la résistance mécanique, il faut tenir compte des pertes de flux.

4.4.5 Contraintes géométriques

Le diamètre extérieur et la longueur active de la machine sont assez souvent fixés par des contraintes d'encombrement. En effet, l'utilisation des actionneurs électriques à aimants dans des systèmes embarqués exige une compacité avec un fort couple massique.

D'autres dimensions, comme l'entrefer, sont liées à des contraintes mécaniques de construction.

4.5. Choix de la structure de l'actionneur

Une fois le cahier de charges formulé, il s'agit de définir le concept d'actionneur servant de base à la synthèse de la solution. Cette définition peut s'opérer soit par la sélection d'une solution classique soit à partir de la création de concepts innovants [29]. Soulignons qu'une des difficultés du problème peut résulter de la diversité croissante des solutions potentielles en présence. Cette étape exige de la créativité, de l'expérience et un savoir faire. Souvent, il s'agit de faire des similitudes avec d'autres applications plus ou moins proches et déjà traitées. Une étude comparative, fondée sur un pré dimensionnement des structures mises en compétition face au cahier de charges considéré, doit alors permettre de dégager le concept à privilégier.

4.6. Dimensionnement de l'actionneur choisi

Le concepteur de machines électriques dispose aujourd'hui d'un grand nombre de méthodes et d'outils susceptibles de l'assister dans sa démarche [27, 30].

Sur la base des modèles disponibles quant à la structure retenue, on déterminera avec précision les dimensions et les matériaux à adopter pour atteindre quantitativement les spécifications visées (efforts nominaux, contraintes géométriques...), tout en satisfaisant aux objectifs de conception mis en avant (critères technico-économiques, etc. ...). Durant cette étape, on exploite des modèles mathématiques reliant les paramètres descriptifs du système et les grandeurs décrivant son fonctionnement.

Le dimensionnement des machines électriques comporte généralement deux phases, [29] :

Une première phase de pré dimensionnement qui doit répondre aux exigences de rapidité et de souplesse grâce à des modèles analytiques. Il s'agit de solutions symboliques exactes des équations physiques décrivant le comportement de l'actionneur, en considérant au préalable des hypothèses simplificatrices sur la structure et les propriétés physiques.

Du fait qu'ils donnent des expressions explicites entre les paramètres de dimensionnement et les phénomènes physiques, ils favorisent une large exploration de l'espace de variation des paramètres du modèle dans les limites de validité des équations en un temps réduit. Ils permettent ainsi de dimensionner des moteurs de puissances très différentes dont tous les paramètres varient dans de grandes proportions. Les modèles analytiques sont ainsi bien adaptés pour être insérés dans des algorithmes d'optimisation et constituent un bon compromis précision/temps de calculs.

La deuxième étape du dimensionnement fait appel aux modèles numériques. Ces méthodes simulent de manière fiable les comportements électromagnétique, mécanique et thermique des structures en deux ou en

trois dimensions avec un minimum d'hypothèses. Elles permettent ainsi de valider et d'affiner les solutions potentielles obtenues analytiquement.

4.7 Principe d'optimisation

L'optimisation des machines électriques est, de manière générale, un problème non linéaire. En plus, elle est susceptible de générer plusieurs optima locaux, parmi lesquels se trouve l'optimum global recherché, [3. 26]. Toutes les méthodes d'optimisation permettent de trouver un optimum, mais sans garantie que ce soit l'optimum global ou l'optimum local. La **Figure 4.2** illustre les notions d'optimum global et d'optimum local.

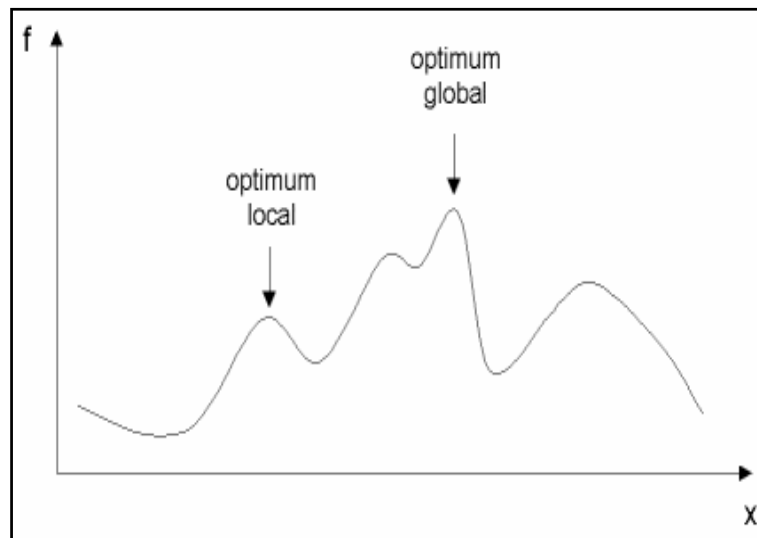


Figure 4. 2 Optimum global et optimum local.

Le problème est de choisir une méthode adaptée au problème posé. Les méthodes d'optimisations mises au point sont multiples. Elles peuvent être classées de différentes manières,[29]: généralement elles sont classées en méthodes déterministes et en méthodes non déterministes.

4.7 Formulation mathématique d'un problème d'optimisation

L'optimisation est la méthodologie servant à rechercher la solution optimale à adopter pour satisfaire les spécifications visées par le cahier de charges.

Une approche classique consiste à développer une procédure qui ramène le problème d'optimisation à une suite de problèmes mathématiques simples à mettre en œuvre, [26. 34-30]. Cette procédure, sous forme d'un processus itératif, démarre d'une solution initiale établie à partir d'un modèle simple qu'elle corrige au fur et à mesure, afin d'aboutir à la solution qui répond au critère de dimensionnement.

Cette approche est généralement utilisée quand il s'agit de dimensionner des actionneurs classiques et dans le cas où le cahier de charges impose des paramètres initialement considérés comme des entrées de dimensionnement.

Une autre méthodologie très utilisée pour le dimensionnement des dispositifs Electrotechniques, est celle consistant à ramener le processus de conception à un problème d'optimisation formulé analytiquement,[2. 27]. Les critères considérés dans le cahier de charges sont les fonctions objectives à rendre extrémales (recherche du minimum ou du maximum) et les contraintes auxquelles la solution est soumise correspondent aux spécifications imposées par ce même cahier de charges. .

Un problème de dimensionnement énoncé par le cahier de charges est transformé en un problème mathématique d'optimisation. D'une façon générale, un problème d'optimisation sous contraintes peut se mettre sous la forme suivante :

-Trouver

$$X = (x_1, x_2 \dots x_n) x_{imin} \leq x_i \leq x_{imax}$$

-Qui optimise la fonction

Opt F(X)

-Sous les contraintes

$$h_i(X) = 0 \text{ (i = 1 nh)}$$

$$g_i(X) \leq 0 \text{ (j = 1 ng)}$$

Le vecteur **X** est formé de variables indépendantes définissant les paramètres dimensionnant la structure. Les limites des variables **x_i** sont des contraintes délimitant le domaine physique à l'intérieur duquel la solution est recherchée.

F(X) appelée fonction objective. Elle désigne les critères d'optimisation.

h_i(X) et **g_j(X)** sont respectivement des contraintes de type égalité et inégalité.

Elles définissent les contraintes imposées. Par exemple, le couple moyen imposé pour une contrainte de type égalité et le niveau de saturation du circuit magnétique à ne pas dépasser ou encore le diamètre extérieur limité pour des contraintes de type inégalités.

La recherche d'un optimum sur une fonction non linéaire et multidimensionnelle est un problème complexe.

4.7.1 Les algorithmes génétiques

L'algorithme génétique inventé au début par Holland, ses collègues et ses étudiants à l'université de Michigan en 1970 comme une technique de recherche stochastique basée sur le mécanisme de la sélection naturelle et la génétique naturelle, mais qu'après la publication du livre de Goldberg que cette méthode avait une importante attention dans les branches de l'optimisation, l'adaptation et l'apprentissage[35]. On mentionnant que les algorithmes génétiques appartiennent aux méthodes exploitant une métaheuristique.

L'algorithme génétique commence avec une population initiale d'individus générés aléatoirement. Chaque individu dans la population représente une solution potentielle pour le problème considéré. Les individus se développent via des itérations successives, dite générations. Durant chaque génération, chaque individu dans la population est évalué en utilisant certaine mesure de l'efficacité. Puis la prochaine génération est créée à partir des opérateurs génétiques. La procédure continue jusqu'à la condition d'arrêt est satisfaite. Le schéma de la procédure de l'algorithme génétique est montré comme suit :

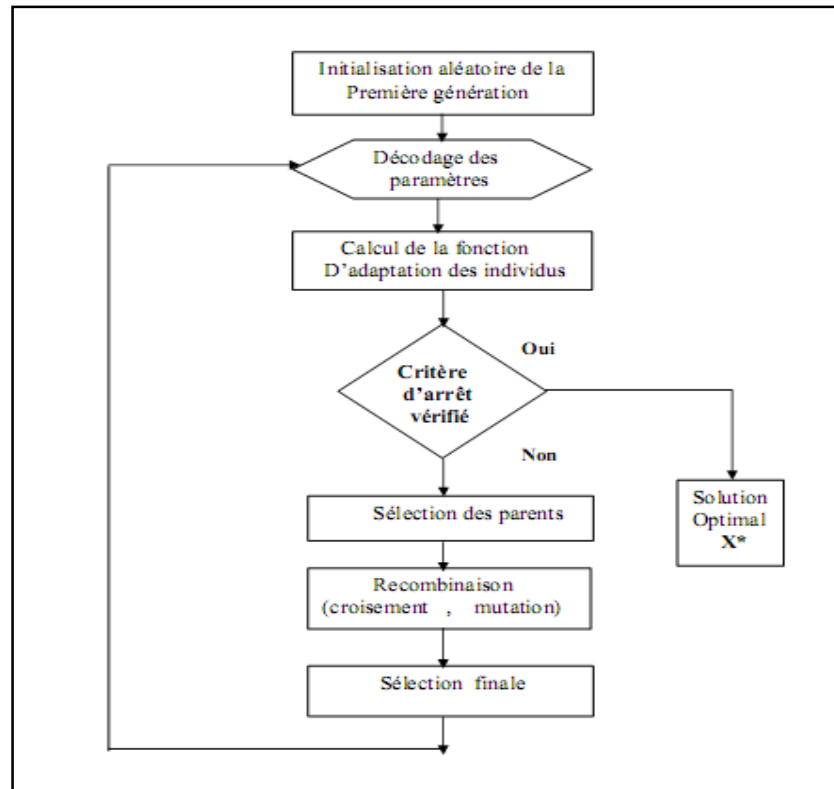


Figure 4.3 Procédure de l'algorithme génétique.

4.8 Grands nécessaires pour l'optimisation

La puissance développée dans une machine à courant continu à flux axial P_d (KW), peut être exprimée en termes de ses diamètres intérieurs et extérieurs comme suit:

$$P = 2 \cdot E \cdot I \times 10^{-3} \quad (4.1)$$

$$E = \frac{Z \cdot p \cdot N}{a} \phi \quad (4.2)$$

$$B = p \cdot \phi / \frac{\pi}{4} (D_2^2 - D_1^2) \quad (4.3)$$

$$A = \frac{Z \cdot I}{a} / \frac{\pi}{2} (D_2 - D_1) \quad (4.5)$$

En remplaçant, les constantes précédentes dans l'équation (4.2) on obtient:

$$P = K_d \cdot (D_2 + D_1)^2 \cdot (D_2 - D_1) N \quad (4.6)$$

Sachant que la constante K_d :

$$K_d = 2.46 \cdot B \cdot A \times 10^{-3} \quad (4.7)$$

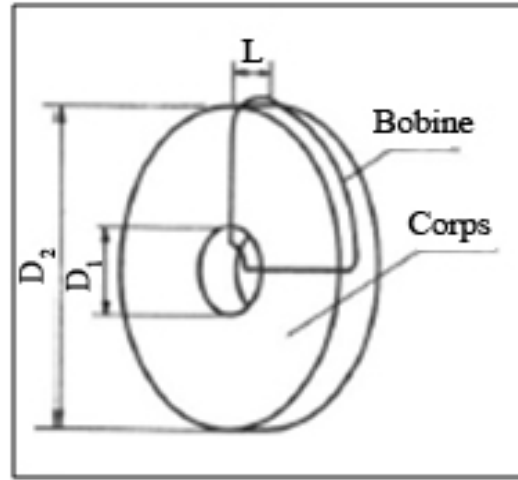


Figure 4.4 Dimensions extérieures d'une machine à flux axial

L'équation (4.6) montre que le rendement d'une machine à flux axial à courant continu dépend principalement des diamètres extérieur et intérieur, et il est indépendant de la longueur du corps, et qui sera déterminée par la longueur de l'enroulement d'induit.

L'équation de la largeur L du corps peut être décrite comme suite:

$$L = C_1 \frac{D_2 + D_1}{D_1} = C_1 \cdot (K + 1) \quad (4.8)$$

4.8.1 Optimisation du rapport Ken ce qui concerne la puissance

Le rapport K est le paramètre le plus important dans la conception d'une machine à flux axial. Sa valeur influe sur la longueur active des fins d'enroulements du rotor, le nombre disponible des bobines, et la puissance développée, etc.... On a constaté que la valeur optimale de K pour une puissance développée maximale est 1,73. Dans la pratique, les valeurs recommandées de K sont de 1,4 à 1,7 pour des petites machines et 1,7 à 2,0 pour les moyennes et grandes machines.

L'équation (4.6) peut être réécrite dans la limite de K comme suit:

$$P = \frac{K_d \cdot (K^2 - 1) \cdot (K + 1)}{K^3} N \cdot D_2^3 \quad (4.9)$$

Pour un encombrement donné de l'armature qui implique que le diamètre extérieur D_2 est fixe (constant), la dérivé de l'équation (4.9) par rapport à K avec D_2 constant ; la valeur optimale de K s'avère à 1,73.

4.8.2 Optimisation du rapport de diamètres en ce qui concerne le moment d'inertie

Puisque la topologie de la construction du rotor d'une machine à flux axial peut être aisément changée, une machine à flux axial peut être conçue pour avoir une plus petite ou plus grande inertie. La petite inertie des machines à flux axial convient aux servomoteurs avec un rotor sans fer (Ironless). D'autre part, la grande inertie des machines à flux axial convient aux commandes de vitesse variable liées aux circuits électroniques de puissance, de sorte que l'opération sans heurt puisse être réalisée même à vitesse très réduite. Ainsi il est d'intérêt d'étudier l'optimisation de l'inertie des machines à flux axial.

Le moment de l'inertie d'une machine à flux axial $\mathbf{J}$, peut être approximativement exprimé:

$$J = \frac{\pi \gamma}{32} (D_2^2 - D_1^2) \cdot C_\ell \cdot \left(\frac{D_2 + D_1}{D_1} \right) \quad (4.10)$$

On fait, la combinaison des équations (4.10) et (4.9) avec $K = \frac{D_2}{D_1}$, le rapport puissance/moment d'inertie conduit à:

$$\frac{P_d}{J} = \frac{32 \cdot K_d \cdot N}{\pi \cdot \gamma \cdot C_\ell \cdot C_p} \cdot \frac{[(K+1) \cdot (K^2 - 1)]^{1/3}}{(K^2 + 1)} \quad (4.11)$$

Sachant que la constante $\mathbf{C_p}$:

$$C_p = \left(\frac{P}{K_d \cdot N} \right)^{1/3} \quad (4.12)$$

4.8.3 Relation entre le rapport de diamètre et le poids de cuivre

Comparé à un moteur à flux radial, un moteur à flux axial avec un d'induit va utiliser beaucoup moins de fer, mais il y aura une longueur considérable de têtes de bobine en particulier au diamètre extérieur. Cela peut introduire un plus grand investissement de cuivre. Il est alors intéressant d'étudier l'utilisation optimale de cuivre dans un moteur à flux axial.

Réorganisation de l'équation (4.6) en utilisant le rapport $K = \frac{D_2}{D_1}$, on peut voir que:

$$D_1 \approx [(K^2 - 1) \cdot (K + 1)]^{1/3} \quad (4.13)$$

Compte tenu du nombre de conducteurs d'induit $\mathbf{Z}$, pour une f.é.m. $\mathbf{E}$ induite:

$$E \approx Z \cdot N \cdot \phi \approx Z \cdot N \cdot B \cdot \frac{\pi}{4} (D_2^2 - D_1^2) \quad (4.14)$$

$$Z \approx \frac{1}{(D_2^2 - D_1^2)} \quad (4.15)$$

$$\text{Où} \quad Z \approx \left[\frac{(K+1)^2}{(K^2-1)} \right]^{1/3} \quad (4.16)$$

Compte tenu de la longueur totale des bobines utilisées L_c :

$$L_c \approx \left[\frac{\pi \cdot (D_2 + D_1)}{2p} + (D_2 - D_1) \right] \cdot Z \quad (4.17)$$

$$L_c \approx \left[\frac{(K+1)^2}{(K^2-1)} \right]^{1/3} [(\pi + 2p) \cdot K + (\pi - 2p)] \quad (4.18)$$

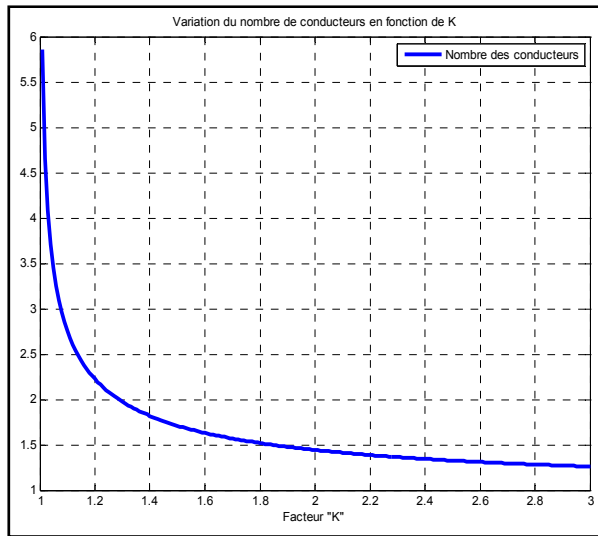


Figure 4.5 Variation du nombre des Conducteurs $Z=f(D_2/D_1)$

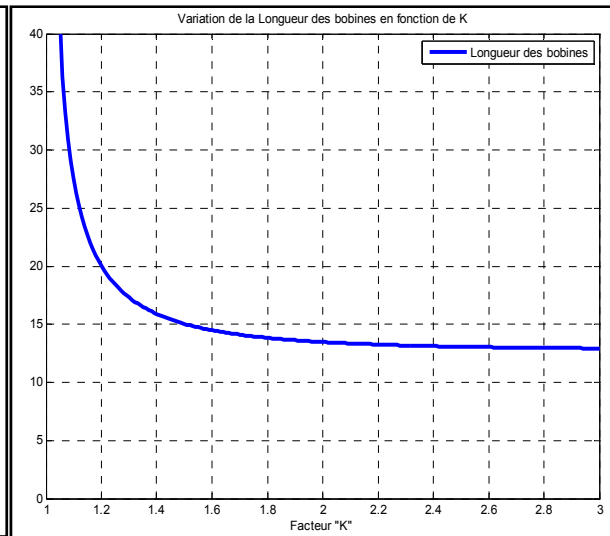


Figure 4.6 Variation de la longueur des bobines $L_c=f(D_2/D_1)$

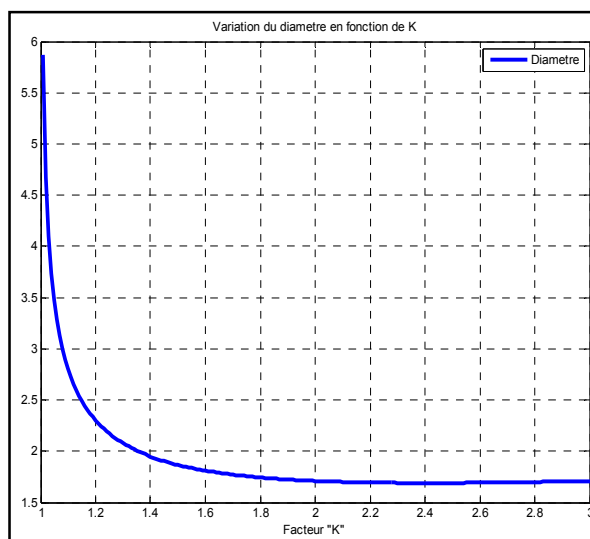


Fig.4.7 Variation du diamètre intérieur $D_1=f(D_2/D_1)$ fonction du rapport (D_2/D_1)

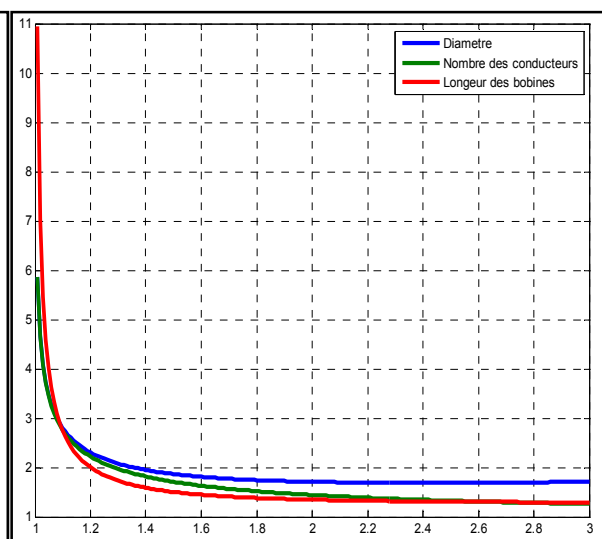


Fig.4.8 Variations des L_c , Z et D_1 en fonction du rapport (D_2/D_1)

Il peut voir qu'il y a une grande réduction de la quantité de cuivre utilisée si le rapport **K** de diamètre est grand dans cette machine. Cependant, si le diamètre **D₁** est plus petit, ceci peut présenter un problème de surchargement dans la partie intérieure de l'armature (fins des bobines). En outre, la longueur des enroulements utilisés peut également être réduite en augmentant le nombre des pôles.

4.9 Conception à optimisée

On utilisant la fonction **Ga " Genetic Algorithm"** du logiciel MATLAB on peut résoudre le problème d'optimisation tel que notre problème.

4.9.1 Fonctions objectives

La principale fonction objective considérée est les pertes Joule Minimal de la machine. Il a été démontré l'équation (4.19) que pour la puissance maximale induit, le rapport de diamètres extérieur-intérieure, **D₂/D₁**, doit être de $\sqrt{3}$. Pour les paramètres angulaires, nombre des pôles **p** peut être lié à l'arc polaire/pas polaire **α** et le coefficient de fuite **L** par l'équation (4.20), et les pertes Joule de l'induit sont calculées par l'équation (4.22).

Une indication de la forme du pôle qui produirait une performance optimale peut être obtenue, si l'on suppose, pour le moment, que la valeur de la densité de flux est constante autour du bord d'une face polaire. Si tel est le cas, la distance entre deux voisins des bords pôle nécessaire pour produire des performances optimales sera à peu près constante sur la plupart des distances radiales actives, mais elle décroît vers les extrémités de cette distance, du à l'effet de la diminution des pôles. Dans ces régions, aussi, on suppose la densité du flux reste constante sur les bords du pôle. Toutefois, pour la plupart de la longueur active d'un conducteur, une performance optimale serait atteinte si les bords adjacents des pôles étaient parallèles (mais en pratique sur les moteurs commerciaux il préfère la conception des aimants en forme ronde à cause des pertes de la matière et le temps d'usinage plus court). Il y aurait une perte de la matière, cependant, si les aimants ont été coupés en grands anneaux, et si, dans les prototypes des machines à induit plat, les bords d'aimants se trouvent sur les lignes radiales.

Les conducteurs de l'armature sont connectés radialement dans l'entrefer à partir de l'intérieur à l'extérieur des diamètres actifs. Donné comme **D₁** et **D₂** respectivement, ceux-ci correspondent aux diamètres entre les bords d'aimants. Il est inhérent de constater en disque sans fer la disposition entre l'enroulement adjacent que l'espace actif est gaspillé, et c'est mauvais si **D₂ >> D₁**. Réciproquement, si **D₂ ≈ D₁** là il y a très petite longueur de conducteur actif. On a montré (voir l'annexe 5) que la puissance d'armature est maximisée quand.

$$D_2 = \sqrt{3} \cdot D_1 \quad (4.19)$$

Pour les paramètres angulaires, les pertes peuvent être réduites au minimum, une fois exprimées en termes $\mathbf{p}$ le nombre de pôles, le rapport arc polaire pas polaire est $\mathbf{a}$, et le coefficient de fuite est $\mathbf{L}$. Si les dimensions axiales et radiales de la machine sont fixes, et le point de fonctionnement pour l'aimant choisi est indiqué, alors ces trois paramètres sont reliés par :

$$p^2 = K_4^2 \cdot \mathbf{a} \cdot (1 - \mathbf{a}) \cdot (1 - \frac{1}{L}) \quad (4.20)$$

$$K_4^2 = \left[\frac{B_m}{\mu_0 \cdot H_m} \right] \cdot \left[\frac{D_2^2}{0.334 \cdot l_m^2} \right] \quad (4.21)$$

Voir l'annexe 3 pour la démonstration de l'équation (4.20). Cette relation peut être calculée si $\mathbf{L}$ est considérée comme constante: une augmentation de $\mathbf{a}$ apporterait les bords des enroulements adjacents plus étroits, et doivent être compensés par réduction de $\mathbf{p}$ comme prescrit dans l'équation (4.20) pour conserver le même flux de fuite.

$\mathbf{p}$ et $\mathbf{a}$ ne peuvent être optimisés pour le coefficient minimum de fuite, seulement quand les paramètres magnétiques du circuit sont liés aux paramètres de bobinage et il est possible de les optimiser d'une manière de réduire au minimum les pertes Joule. La résistance de l'armature $\mathbf{R}_a$ est calculée dans l'Annexe 4, selon l'équation suivante:

$$I^2 \cdot R_a = \frac{L}{a} \cdot \left[K_2 + \frac{K_3}{p} \right] \quad (4.22)$$

Puisque les spécifications de conception fixent des valeurs désirées pour la puissance $\mathbf{P}_1$ et la vitesse $\mathbf{N}$. $\mathbf{K}_1$, $\mathbf{K}_2$ et $\mathbf{K}_3$ sont des constantes données par :

$$K_1 = \frac{1.1 \cdot P_1}{0.95 \cdot N \cdot D_2^3} \quad (4.23)$$

$$K_2 = (D_2 - D_1) \cdot K_1 \quad (4.24)$$

$$K_3 = \pi \cdot (D_2 + D_1) \cdot K_1 \quad (4.25)$$

Si une des trois variables $\mathbf{p}$, $\mathbf{a}$ ou $\mathbf{L}$ est fixe, alors l'équation (4.22) peut être différenciée après substitution de l'équation (4.20), pour réduire au minimum $\mathbf{I}^2 \mathbf{R}_a$ nous supposons que l'une de ces variables est constante. Le coefficient de fuite $\mathbf{L}$ est déterminé par la géométrie du circuit magnétique, ce qui inclut $\mathbf{p}$ et $\mathbf{a}$. Si $\mathbf{L}$ est fixe, la valeur choisie exprimera la proportion de flux de fuite qui sera toléré dans une conception. La conception pour les spécifications données du moteur seront employées afin de comparer les différentes valeurs pour la nouvelle constante $\mathbf{L}$. Maintenant nous avons une nouvelle constante qui est définie par :

$$K_5^2 = K_4^2 \cdot \left(1 - \frac{1}{L}\right) \quad (4.26)$$

La combinaison des équations (4.30), (4.32) et (4.36) donne:

$$I^2 \cdot R_a = \frac{L}{\alpha} \cdot \left[K_2 + \frac{K_3}{K_5 \cdot (\alpha(1-\alpha))^{0.5}} \right] \quad (4.27)$$

La dérivée de l'équation (4.27) par rapport à α donne le minimum de $I^2 R_a$:

$$\frac{1}{\alpha} + \left[\frac{K_3}{K_2 \cdot K_5} \right] \frac{1.5-2 \cdot \alpha}{(\alpha \cdot (1-\alpha))^{1.5}} = 0 \quad (4.28)$$

De même, si α est fixe, on obtient :

$$K_6^2 = K_4^2 \cdot \alpha \cdot (1 - \alpha) \quad (4.29)$$

Différentiation de l'équation (4.22) par rapport à L après la substitution des équations (4.20) et (4.29) donne le minimum de $I^2 R_a$:

$$1 - \left[\frac{K_3}{K_2 \cdot K_6} \right] \frac{1.5-L}{L \cdot \left(1 - \frac{1}{L}\right)^{1.5}} = 0 \quad (4.30)$$

Tableau 4.1 Variables de décision.

Variable	Symbole	Intervalle
Coefficient de fuite	X(1)	[1 - 1.5]
Rapport Alpha (α)	X(2)	[0.75 - 1]
Rapport K (D_2/D_1)	X(3)	[1 - 2]

Après l'exécution on obtient les solutions des variables comme indiquée dans le tableau suivant :

Tableau 4.2 Valeurs de α et L qui sont calculées par l'algorithme génétique.

Variable	Valeurs de référence	Valeurs calculées à aimants SmCo5NdFeB	
Coefficient de fuite (L)	1.27	1.246	1.241
Rapport Alpha (α)	0.85	0.834	0.831
Rapport K (D_2/D_1)	1.732	1.732	1.732

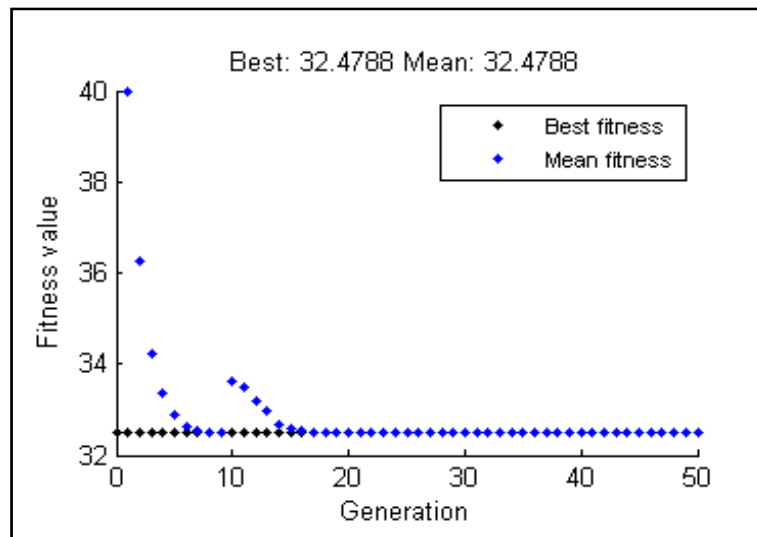


Figure 4. 9 Progression de la fonction objective en fonction des générations

On prend chaque fois les valeurs de L et α et on fait le calcul du rendement et du poids de la machine et après on trace ces points dans la Figure (4.10) qui indique que les valeurs acceptables de L sont entre 0.9 et 1.3

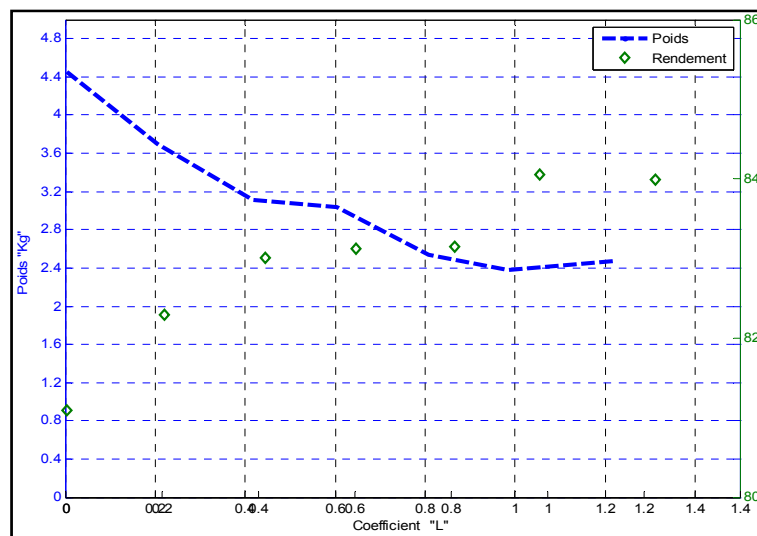


Figure 4.10 Variation du rendement et poids en fonction de L

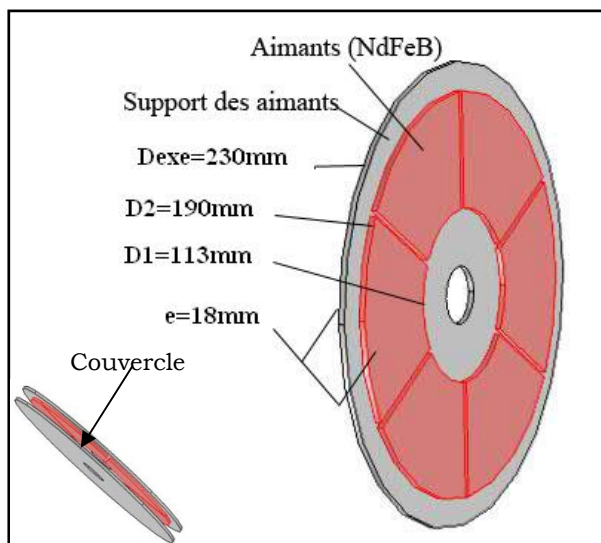
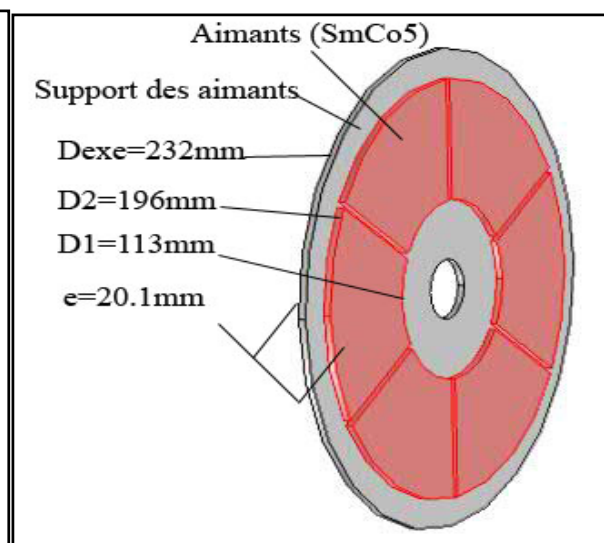
4.9.2 Comparaison volumique entre deux conceptions

Les deux figures (4.11, 4.12) montrent la structure du moteur à flux axial pour les deux aimants permanents qui sont utilisés.

Pour les mêmes caractéristiques, on peut observer un gain de puissance de 18% et un gain en épaisseur de 20% et en fin un gain d'encombrement de 18%.

Tableau 4.3 Comparaison des résultats d'optimisation.

	Unités	M_{ref}	M_1	M_2	M_{1opt}	M_{2opt}
Poids	Kg	2.6	2.8	2.5	2.6	2.4
Aimant utilisé		SmCo5	SmCo5	NdFeB	SmCo5	NdFeB
Angle α		0.85	0.85	0.85	0.834	0.831
Induction dans l'entrefer	T	0.29	0.29	0.44	0.30	0.45
Flux	Wb	$4.9 \cdot 10^{-4}$	$4.9 \cdot 10^{-4}$	$6.2 \cdot 10^{-4}$	$4.4 \cdot 10^{-4}$	$6 \cdot 10^{-4}$
Section d'aimant	cm ²	14	14	13	13.5	13
Epaisseur d'aimant	mm	4.8	4.8	4.5	4.88	4.8
Entrefer	mm	4.6	4.6	4.5	4.48	4.45
Coefficient de fuite		1.27	1.27	1.27	1.246	1.241
Nombre de conducteurs		2592	2606	2067	2596	2050
Diamètre du conducteur	mm	0.45	0.45	0.45	0.45	0.45
Resistance d'induit	Ω	0.0897	0.0897	0.0716	0.088	0.071
Pertes Joules	W	35	35	27	34	25

**Figure 4.11** Structure de la machine avec l'utilisation de NdFeB**Figure 4.12** Structure de la machine avec l'utilisation de SmCo5

4.10 Conclusion

Dans ce chapitre, on a introduit un outil d'optimisation avec les algorithmes génétiques qui ont été appliqués à la structure de deux machines conçues M_1 à SmCo5 et M_2 à NdFeB. Les paramètres soumis à l'optimisation sont le coefficient de fuite et le rapport pas polaire/arc polaire. Le premier paramètre est l'image de la forme géométrique des aimants (circulaire, trapézoïdale), le second représente le nombre optimal des paires de pôles. Cette optimisation a

été implémentée selon une fonction objective minimisant les pertes Joule et par conséquent la maximisation du rendement.

Ensuite, les résultats obtenus des machines M_{ref} , M_1 et M_2 ont été comparés à ceux des machines optimisées M_{1opt} et M_{2opt} . A travers l'analyse de ces résultats, on constate que l'opération d'optimisation contribue d'avantage à l'amélioration des performances de M_1 et M_2 en l'occurrence le volume et le rendement.

Après l'optimisation par algorithme génétique des structures des machines conçues, on s'intéressera principalement à la vérification de leurs états magnétiques et à l'analyse de la distribution du champ magnétique par une méthode numérique basée sur les éléments finis à travers le chapitre suivant.

5.1 Introduction	72
5.2 Modélisation par éléments finis	72
5.3 Structure de la machine	74
5.4 Conditions aux limites et sous domaines	75
5.4.1 Conditions aux limites.....	75
5.4.2 Conditions de sous domaine	75
5.5 Etude des parties actives de la machine	76
5.6 Etude de l'induction magnétique.....	79
5.7 Conclusion	80

Chapitre Cinq

Analyse de la Structure Étudiée

5.1 Introduction

Le domaine des machines électriques est constamment en développement depuis leur apparition. Les machines à flux axial trouvent une grande part dans cette évolution car elles sont utilisées dans plusieurs domaines particulièrement dans l'industrie, d'où la nécessité de leurs modélisations afin d'améliorer leurs performances.

Les méthodes numériques permettent de résoudre les équations décrivant le comportement électromagnétique des machines à deux ou à trois dimensions avec un minimum d'hypothèses.

Ces méthodes offrent la possibilité de tenir compte des phénomènes de couplage locaux mis en jeu, ainsi que des interactions entre la machine et ses étages d'alimentation et de commande. L'intérêt de ces méthodes numériques, dans un schéma de conception, est évident en particulier durant les étapes de validation et d'affinage de la solution.

La méthode basée sur les éléments finis est l'une des méthodes numériques les plus utilisées. Elle constitue actuellement l'outil universel de résolution des équations aux dérivées partielles.

Ce chapitre présente l'outil de modélisation et analyse par éléments finis en 2D. Cette méthode numérique sera appliquée aux machines conçues M_1 à SmCo5 et M_2 à NdFeB afin de vérifier leurs états magnétiques et examiner la distribution de champ magnétique dans ces machines.

5.2 Modélisation par éléments finis

L'utilisation des méthodes analytiques pour la résolution des équations aux dérivées partielles est pratiquement impossible dans le cas où on tient compte de la géométrie réelle de la machine et lorsque les matériaux considérés ont des caractéristiques magnétiques non linéaires. Les méthodes numériques, en particulier, la méthode des éléments finis représente l'un des outils le plus efficace pour la résolution de ce type d'équations.

La méthode des éléments finis consiste à reformuler, sous forme intégrale, le modèle mathématique du problème à résoudre. Par le biais de techniques d'approximation de type éléments finis, la résolution d'une équation différentielle est remplacée par celle d'un système d'équations algébriques [36]. Dans son approche variationnelle, la méthode des éléments finis permet de ramener la résolution des équations aux dérivées partielles à la minimisation

d'une fonctionnelle liée à l'énergie du système considéré [37]. Celle-ci est donnée dans le cas d'un problème de magnétostatique, par la relation suivante :

$$-\nabla \cdot \left(\mu_0^{-1} \cdot \mu_r^{-1} \cdot \nabla A_z - \begin{bmatrix} -\mu_0^{-1} \cdot \mu_r^{-1} \cdot B_{ry} \\ \mu_0^{-1} \cdot \mu_r^{-1} \cdot B_{rx} \end{bmatrix} \right) = J_z^e \quad (5.1)$$

Où μ_0 est la perméabilité du vide, le μ_r la perméabilité relative, B_r la densité rémanente de flux, et J_z est la densité du courant.

COMSOL Multiphysics 2D résout le problème en employant une équation magnétostatique pour A. Ce potentiel magnétique est un modèle 2D, ainsi il est possible de formuler une équation pour le potentiel du composant de z, pour la résolution des problèmes en 2D, les éléments de forme triangulaire sont les plus utilisés [37, 38].

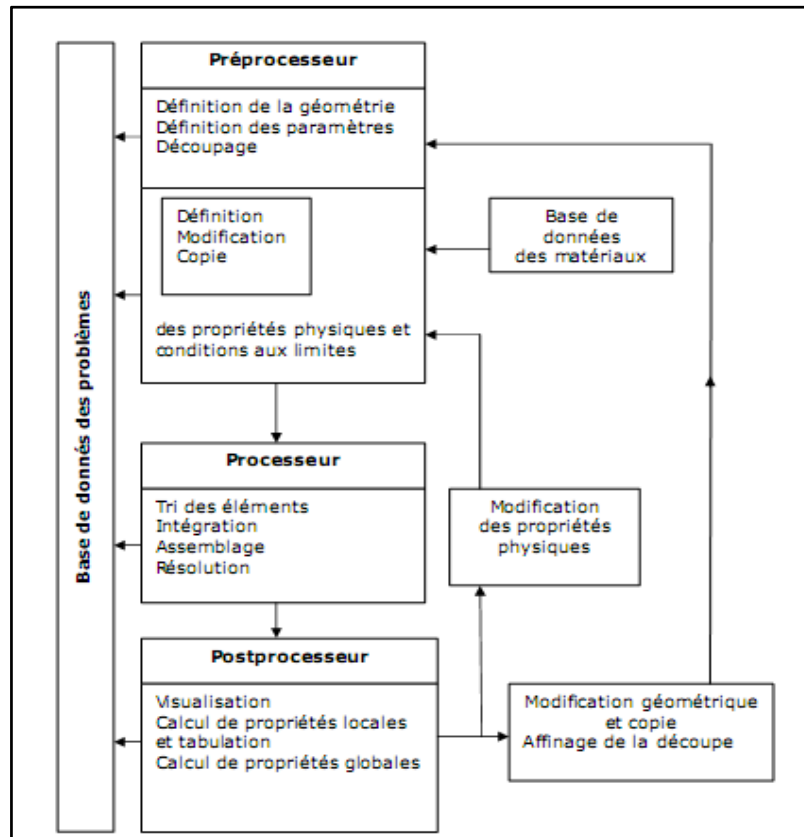


Figure 5.1 Organisation du logiciel COMSOL.

La modélisation des éléments finis est fréquemment utilisée en électrotechnique pour représenter des systèmes non linéaires. Tous les types de machines peuvent être modélisés avec précision (Machines à courant continu à balais, Machines asynchrones [39], Machines synchrones [40], et aussi les Machines à réluctance variable [36]).

A partir de la géométrie des éléments et leurs constituants physique set leur découpage en éléments finis, le processeur fait le calcul des éléments de la matrice jacobienne et réalise leur assemblage pour construire la matrice globale. La résolution

des équations et ensuite enchaînée de manière automatique en laissant à l'utilisateur le soin de définir la précision recherchée et le nombre maximal d'itérations qu'il autorise dans le cadre de calcul, **Figure 5.1**.

5.3 Structure de la machine

On fait l'étude numérique par les éléments finis à l'aide du logiciel COMSOL® pour la détermination de la distribution du champ magnétique pour un moteur à flux axial à aimants permanents à courant continu à collecteur. La machine constituée en deux parties, le stator comporte les aimants, le support d'aimants et le couvercle, les dimensions des couvercles et le support sont les mêmes, et le rotor porte le bobinage qui est moulé sur une plaque d'époxy, voir **Figure 5.2**.

Les données introduites dans le modèle à analyser sont regroupées dans le tableau suivant :

Diamètre extérieur	$D=196\text{mm}$
Densité de courant	$J=10 \cdot 10^6 \text{A/m}^2$
Conductivité du cuivre	$\sigma_{\text{cu}}=58 \cdot 10^7 \text{s/m}$
Aimants utilisés	M_1 : SmCo5 ($B_r=1\text{T}$, $H_c=1400\text{A/m}$) M_2 : NdFeB ($B_r=1.2\text{T}$, $H_c=2000\text{A/m}$)
Nombre de pôles	12
Matériau utilisé	Fer doux ($B=2000 \cdot H$)
Conductivité du fer	$\sigma_{\text{fe}}=1 \cdot 10^7 \text{s/m}$

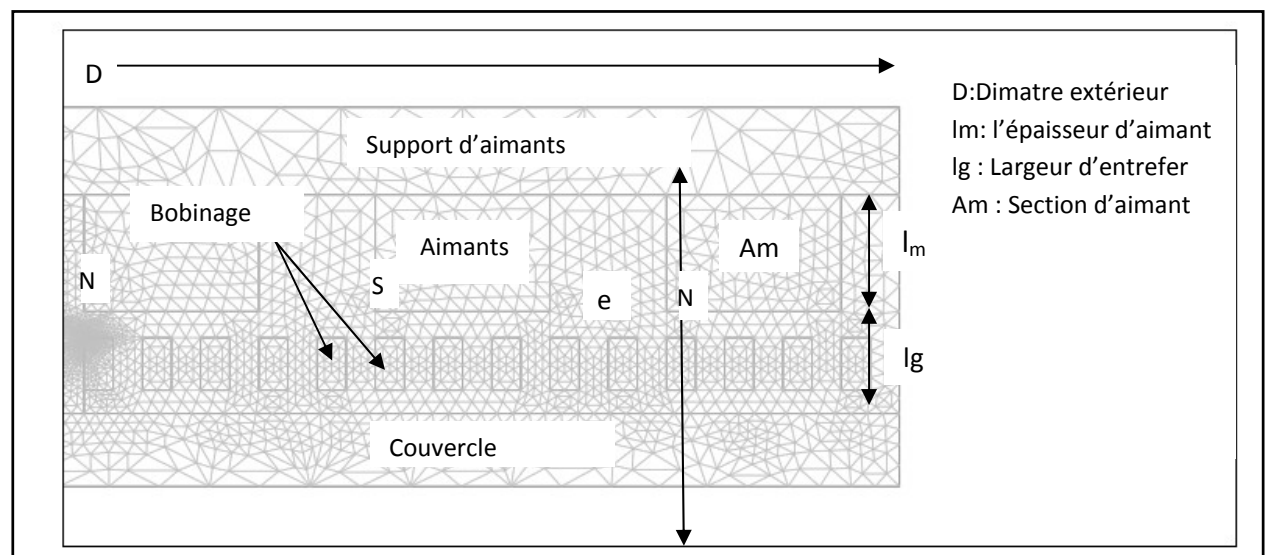


Figure 5.2 Géométrie de la machine et découpage en éléments finis

5.4 Conditions aux limites et sous domaines

5.4.1 Conditions aux limites

On distingue essentiellement deux types de conditions aux limites, dont les problèmes de champs électromagnétiques formulés en termes de vecteur potentiel magnétique :

a) Conditions aux limites de Dirichlet ($A=A_0$) : dans ce cas, le vecteur potentiel magnétique A est constant sur la frontière, ce qui veut dire que l'induction magnétique B est parallèle à ce contour qui présente alors une équipotentielle. On rencontre cette condition lorsque une partie ou tout le contour se trouve à une distance suffisamment éloignée des sources d'excitations, pour pouvoir négliger les valeurs du vecteur potentiel magnétique sur cette partie de la frontière par rapport aux valeurs de ce même potentiel à l'intérieur du domaine (c'est à dire on suppose que $A=0$).

b) Conditions aux limites de Neumann homogène ($\frac{\partial A}{\partial n} = 0$): on la trouve sur les faces ou les axes d'antisymétrie magnétiques (axe interpolaire par exemple). Sur cette frontière les lignes de l'induction magnétique sont normales. De même, lorsque ce type de conditions aux limites apparaît sur des axes d'antisymétrie, le maillage est limité à une portion du domaine.

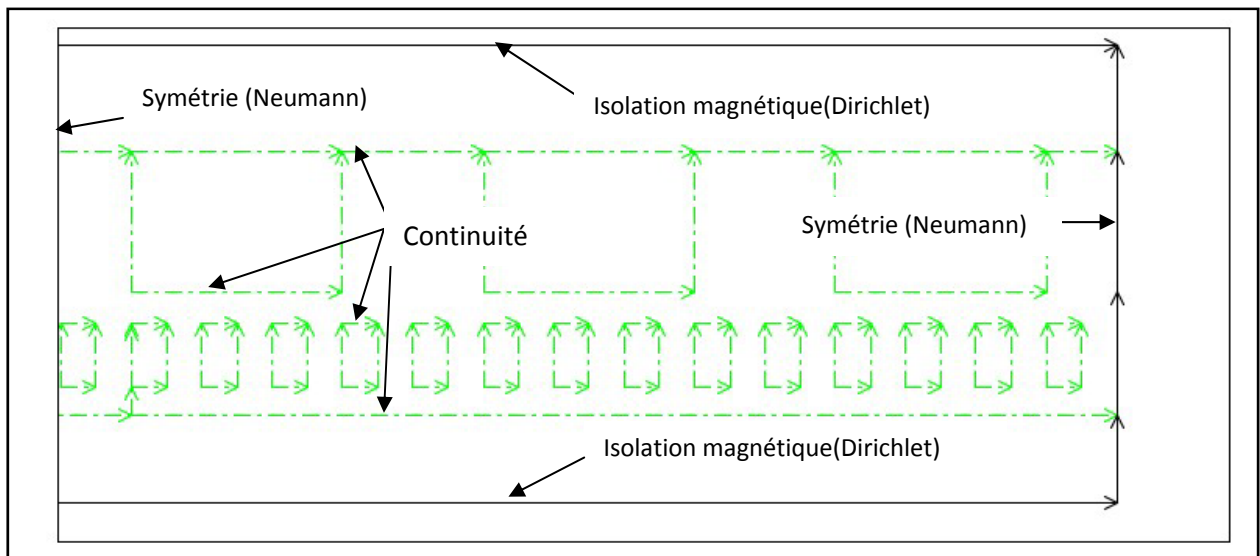


Figure 5.3 Conditions aux limites

5.4.2 Conditions de sous domaine

Dans le cas général, un dispositif électrotechnique comporte des milieux différents (fer, air, aluminium, cuivre,...etc.). Avant d'aborder la résolution du problème, il est nécessaire de connaître le comportement des champs électromagnétiques à travers l'interface entre deux milieux différents.

En effet, la composante normale de l'induction B est continue au passage entre deux milieux différents telle que :

$$B_{n1} = B_{n2}$$

De même, la composante tangentielle du champ magnétique H tel que :

$$H_{t1} = H_{t2}$$

Tableau 5.1 Différents sous domaines.

Sous domaine	relation	σ	μ_r	B_r	J^e
1	$B = \mu_0 \cdot \mu_r \cdot H$	0	1	0 0	0
3	$B = \mu_0 \cdot \mu_r \cdot H$	sigFe	muFe	0 0	0
2,6,13	$B = \mu_0 \cdot \mu_r \cdot H + B_r$	sigFe	1	0 B_r	0
4,10,14	$B = \mu_0 \cdot \mu_r \cdot H + B_r$	sigFe	1	0 $-B_r$	0
5,7	$B = \mu_0 \cdot \mu_r \cdot H$	sigCu	1	0 0	J_{in}
9, 11	$B = \mu_0 \cdot \mu_r \cdot H$	sigCu	1	0 0	$-J_{in}$
8, 12	$B = \mu_0 \cdot \mu_r \cdot H$	sigCu	1	0 0	0

5.5 Etude des parties actives de la machine

Quand l'induction magnétique est élevée dans les différentes parties de la machine, son fonctionnement peut être nocif. Elle engendre une augmentation des pertes fer dans la culasse et par conséquent un échauffement thermique trop important. Il est donc nécessaire de bien redimensionner le support des aimants pour permettre au flux d'avoir une surface suffisante de guidage dans le stator.

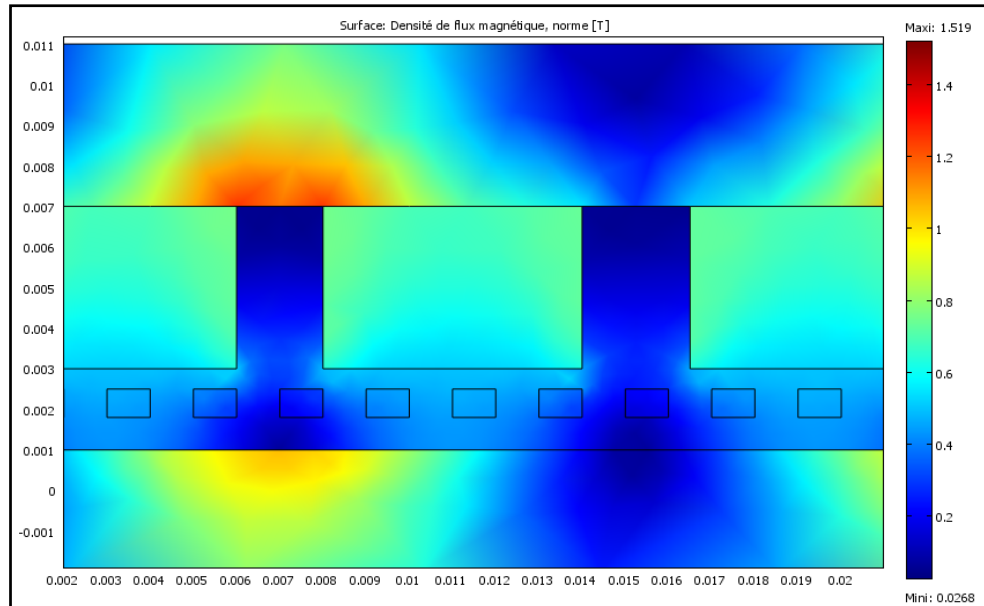


Figure 5.4 Distribution de l'induction dans la machine à aimants SmCo5

L'étude magnétique des parties actives de la machine apporte des informations sur le comportement du flux, sur la saturation, sur le chemin emprunté par les lignes de champ et éclaire sur les points géométriques à parfaire. La **Figure 5.4** décrit la distribution de l'induction magnétique dans les parties actives de la machine.

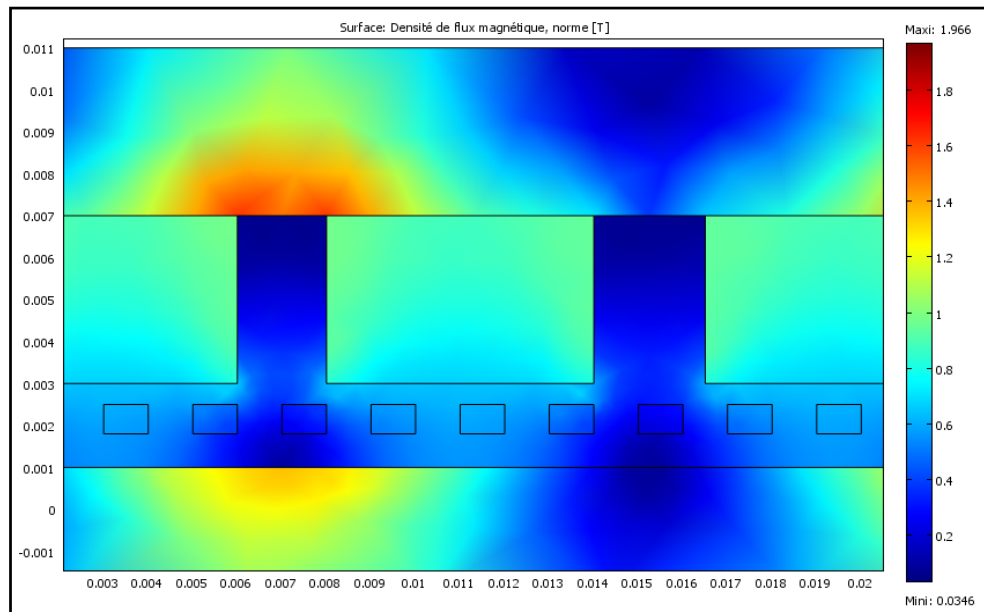


Figure 5.5 Distribution de l'induction dans la machine à aimants NdFeB

Au niveau du rotor, aucun problème puisqu'il ne contient pas de matériau ferromagnétique (Ironless).

Au niveau du stator, les aimants permanents sont sans doute l'organe de la machine le plus important. Le risque majeur de ces pièces est leur démagnétisation. Comme il n'est pas possible de contrôler le champ qu'ils produisent, il est fréquent qu'ils se démagnétisent en présence de fortes inductions aux abords de leur environnement. C'est pourquoi, la vérification du module du champ H dans les aimants permanents est primordiale. Pour ne pas les démagnétiser, le champ maximal acceptable pour les aimants permanents Samarium Cobalt (SmCo5) ne dépasse pas 1000 kA/m [42].

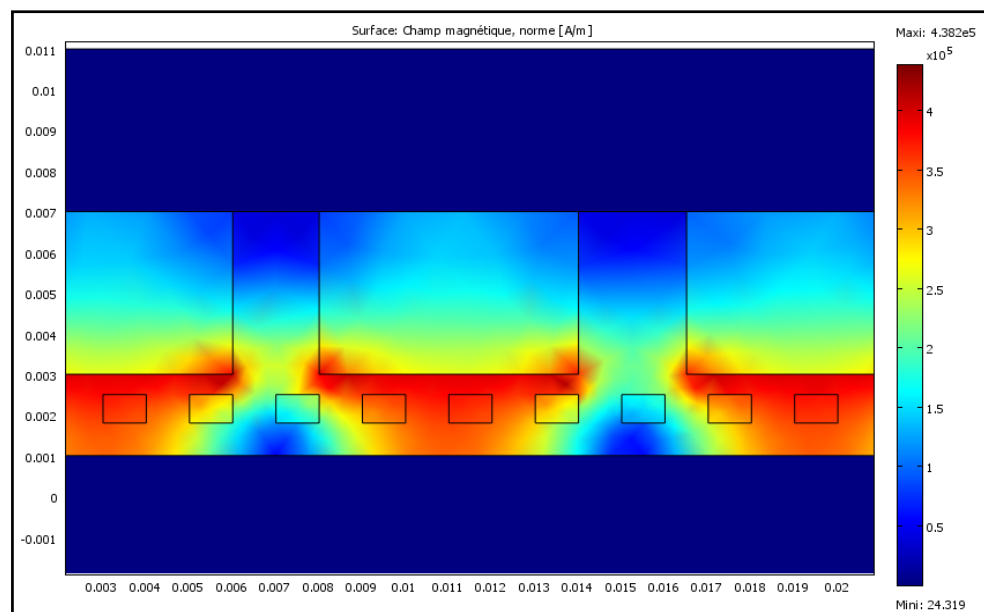


Figure 5.6 Distribution de Champ magnétique à aimants SmCo5

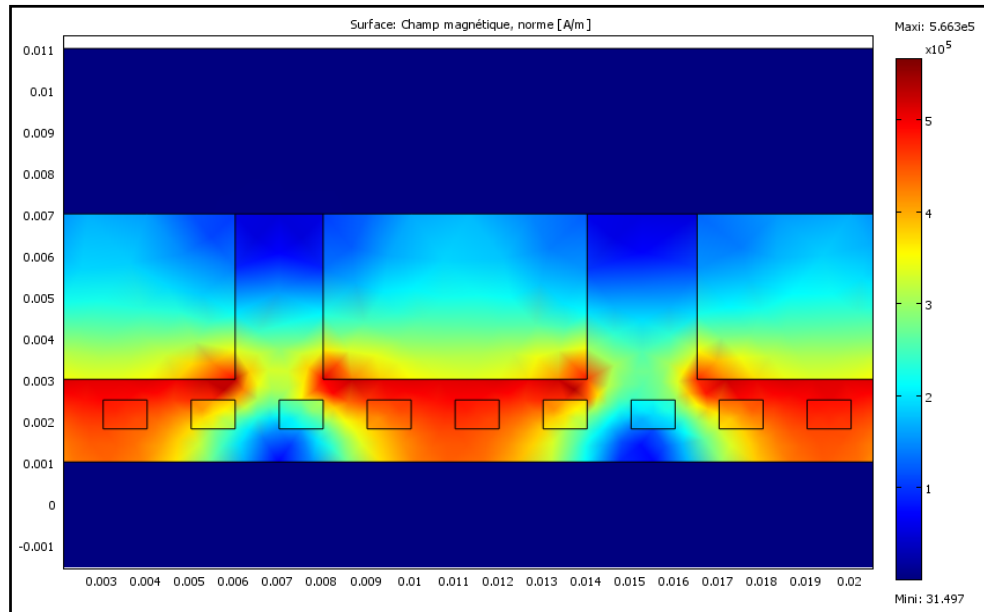


Figure 5.7 Distribution de Champ magnétique à aimants NdFeB

D'après l'analyse de la distribution du champ magnétique des Figures 5.6 et 5.7, on note que le risque de démagnétisation est écarté pour les deux aimants, puisque la valeur maximale du champ atteinte est de 515 kA/m Figure 5.6 avec H_c de SmCo5 est presque 1000 kA/m, ainsi pour la Figure 5.7 la valeur maximale du champ atteinte est de 615 kA/m avec H_c de NdFeB est presque 1400 kA/m.

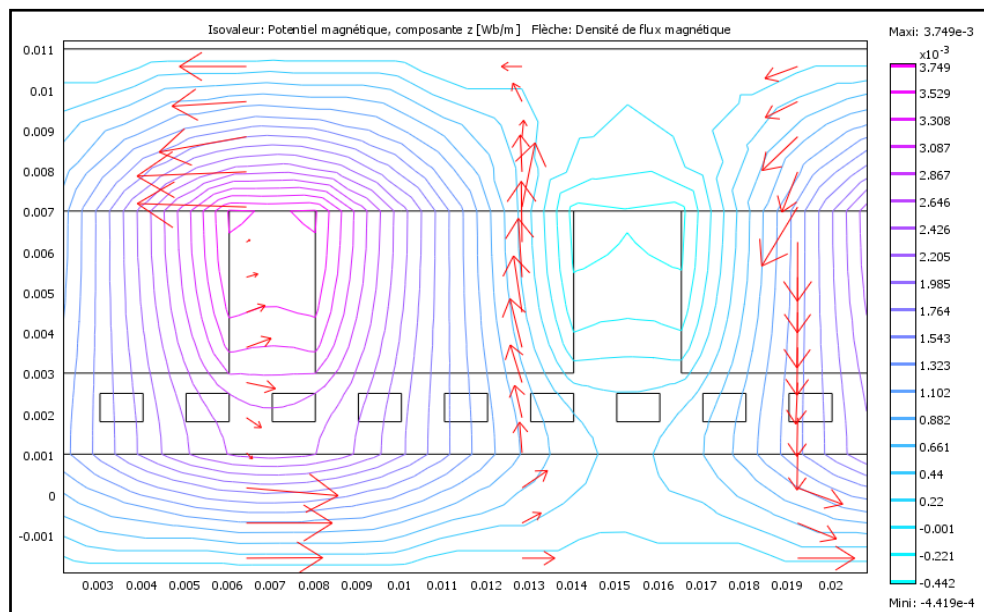


Figure 5.8 Distribution du potentiel magnétique de la machine à aimants SmCo5

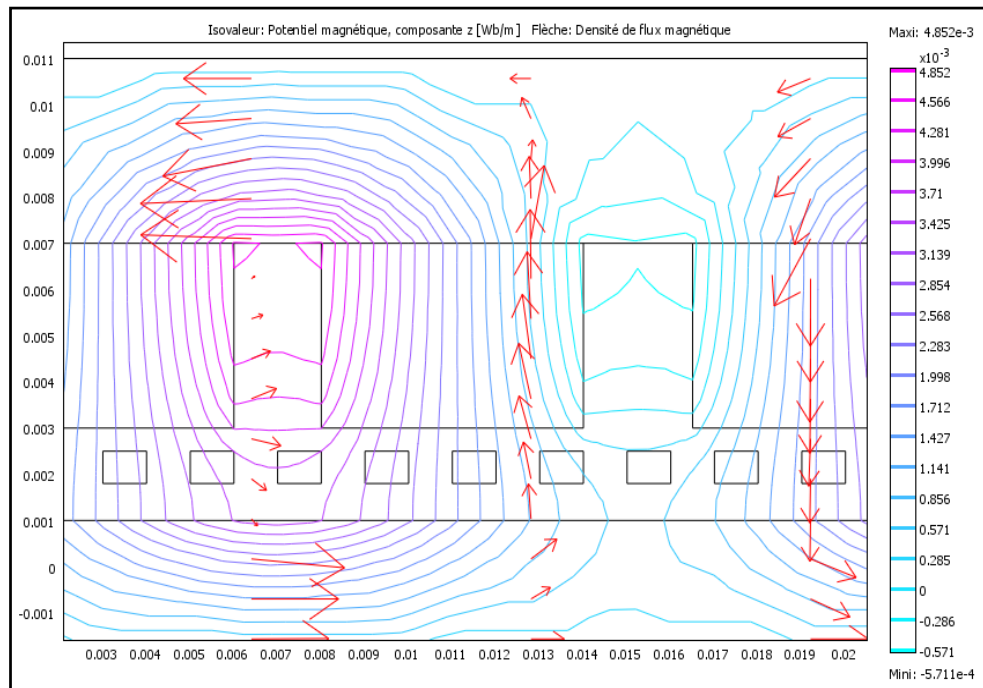


Figure 5.9 Distribution du potentiel magnétique de la machine à aimants NdFeB

5.6 Etude de l'induction magnétique

Les **Figures 5.10** et **5.11** illustrent l'allure de l'induction magnétique dans les différentes parties de la machine. Ces courbes présentent un profil en sinus. Les courbes montrent les niveaux des valeurs de l'induction dans l'entrefer et le midi des aimants.

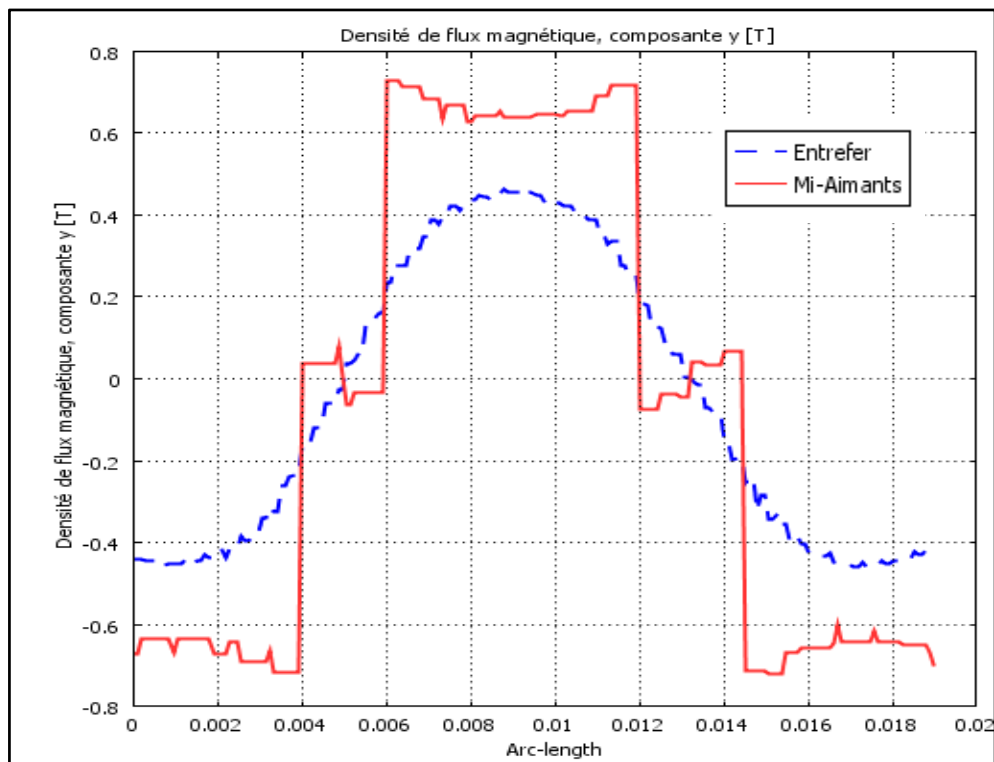


Figure 5.10 Distribution du potentiel magnétique dans les zones de la machine à aimants SmCo5.

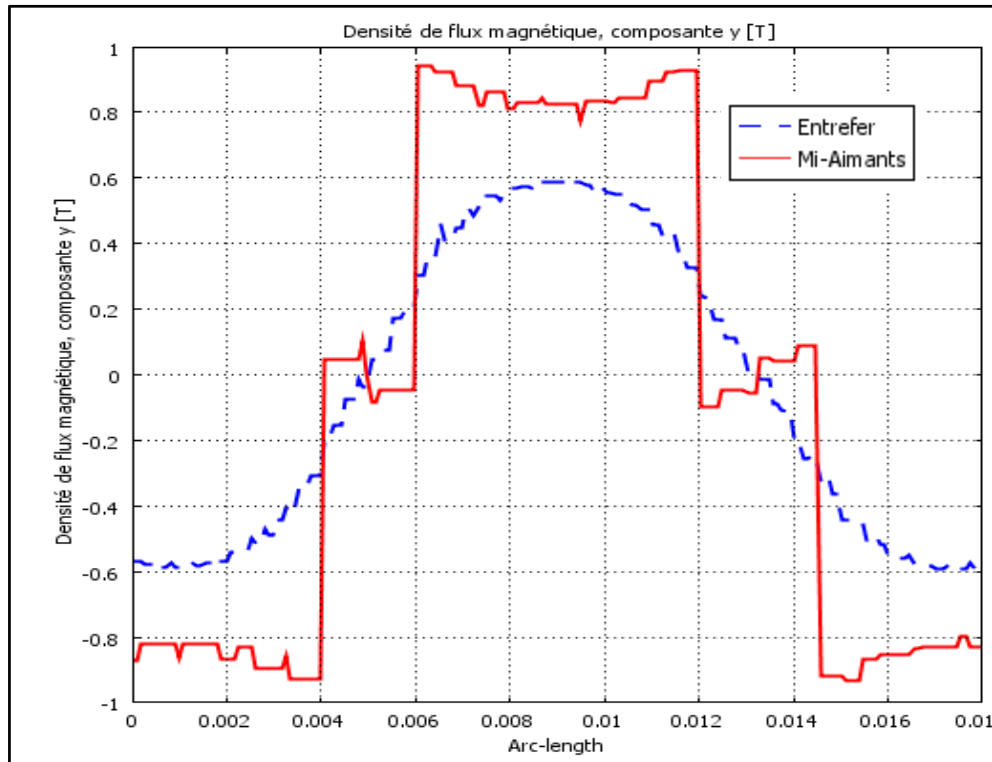


Figure 5.11 Distribution du potentiel magnétique dans les zones de la machine à aimants NdFeB.

Grandeur	Unité	M ₁ avec SmCo5			M ₂ avec NdFeB		
		Conception non Optimisée	Analyse numérique	Conception Optimisée	Conception non Optimisée	Analyse numérique	Conception Optimisée
B _{cullasse}	T	1.5	1.4	1.55	1.6	1.6	1.65
B _{entrefer}	T	0.29	0.30	0.33	0.44	0.42	0.47
H _{entrefer}	A/m	318000	340000	317000	400000	413000	395000

Tableau 5.1 Comparaison entre les grandeurs B et H calculés, analytiques et optimisés.

5.7 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons appliqué la méthode des éléments finis en 2D par l'utilisation du logiciel COMSOL MULTIPHYSICS sur les deux prototypes conçus M₁ à SmCo5 et M₂ à NdFeB. Cette méthode numérique nous a permis de visualiser la distribution du champ magnétique dans différentes zones de ces machines ainsi que leurs états magnétiques. Cette analyse numérique a montré que ces machines n'ont pas subi de saturation et les valeurs de l'induction magnétique sont de même ordre que celles calculées par le programme de conception.

Conclusion Générale

Aujourd'hui, les machines à aimants occupent une place importante dans les applications industrielles de petite puissance où l'on recherche compacité, rusticité et bon rendement (robotique, électroménager, etc....); de moyenne puissance (machines outils, véhicules électriques; aéronautique, etc....) pour les entraînements à vitesse variable ainsi que pour les grandes puissances en particulier dans la traction ferroviaire, la propulsion navale et la production de l'énergie électrique (éoliennes).

Aussi il y a plusieurs usages spéciaux de machines à flux axial. Premièrement, elle peut être conçue pour posséder un rapport de puissance-poids plus élevé avec l'économie substantielle des matériaux utilisés. Deuxièmement, la machine à flux axial a habituellement un plus grand rapport de diamètre-longueur. Troisièmement, la topologie du circuit magnétique de la machine à flux axial peut être aisément changée de tel sorte que divers types des machines à flux axial puissent être conçus selon le nombre d'étages désirés. En plus cette topologie est favorisée du fait que son circuit magnétique est sans encoches.

Le travail présenté dans ce mémoire porte sur l'étude de la machine à flux axial à aimants permanents à courant continu (Ironless).

Au premier chapitre, nous avons présenté les différentes catégories des machines électriques particulièrement à flux axial afin de montrer les avantages de ce type de machines. Malgré que les machines à flux radial seules ne peuvent être adaptées aux exigences d'encombrement. Nous avons donné un bref aperçu sur les caractéristiques des différentes topologies qui ont été développées jusqu'à présent pour ce type de machine, ainsi que leur principe de fonctionnement.

Dans le deuxième chapitre, on a mis en relief des matériaux magnétiques et présenté un modèle analytique de dimensionnement d'une machine à aimants permanents à flux axial à collecteur tout en examinant l'impact des paramètres dimensionnels sur leurs performances.

Le troisième chapitre a été dédié à la présentation de la procédure de calcul d'une machine à aimants permanents à SmCo5 à flux axial à collecteur. Cette procédure est implémentée par un programme développé sous environnement MATLAB. Il calcule les différentes grandeurs géométriques, électriques et magnétiques.

Dans le quatrième chapitre, on a abordé l'approche d'optimisation par AGs des structures des deux machines conçus M_1 et M_2 à SmCo5 et à NdFeB. Cette opération a permis d'optimiser leurs rendements et leurs volumes. Par conséquent, les résultats obtenus des machines conçus ont été comparés à ceux des machines optimisées. L'analyse de ces résultats montre que l'optimisation apporte certaines améliorations de performances.

Au dernier chapitre, nous avons appliqué la méthode des éléments finis aux machines conçues M_1 et M_2 à SmCo5 et à NdFeB. En effet, on a procédé à la vérification de leurs états magnétiques. Cette analyse a dévoilé que le niveau de saturation ne dépasse pas les valeurs normalisées est de même ordre de grandeur que le niveau de saturation atteint par le calcul de dimensionnement.

Comme perspectives à ce présent travail, on propose:

- ❖ La mise à jour du programme de conception,
- ❖ L'introduction des nouveaux aimants permanents,
- ❖ L'incorporation de modélisation analytique de la commutation,
- ❖ Le passage à la phase de construction de prototypes.

Durant notre recherche nous avons rencontré certains problèmes que nous citons comme suit:

- ❖ Manque de documentation spécialisée.
- ❖ Manque de certaines données sur les matériaux utilisés dans ce prototype de machine de la référence.

Références Bibliographiques

- [1] E. Bommé, "Modélisation et Optimisation des Machine Electriques Discoïdes à Double Entrefer" , Thèse de Doctorat Ecole Polytechnique de Grenoble, France, 2009.
- [2] J.H. Baudot, "Les Machines Electriques en Automatique Appliquée" , Paris, Dunod, 1967.
- [3] T. Higuchi, J. Opma, E. Yamada, "Optimization Procedure of Surface PM Synchronous Motors", IEEE Transactions On Magnetics, Vol.33.No.2, pp,1943-1946, March 1997.
- [4] M. Jufer, J. C. Sabonnadière, "Conception Assistée par Ordinateur (CAO) : Moteur Asynchrone", Techniques de l'ingénieur D35910.pp1-16.
- [5] G. Jacekf, W. Rong, K. Maarten, "Axial Flux Permanent Magnet Brushless Machines", Dordrecht, Kluwer, 2004.
- [6] P. Campbell, "Permanent Magnet Materials and their Application", Cambridge University Press, Cambridge, UK, pp.90–97, 1994.
- [7] C.C. Chan, "Axial-field Electrical Machines Design and Application", IEEE Trans. EC-2(2), 294–300, 1987.
- [8] N. Tesla, "Electro-Magnetic Motor", U.S.A. Patent No. 405 858, 1889.
- [9] J.H. Baudot, "Les Machines Electriques en Automatique Appliquée" , Paris, Dunod, 1967.
- [10] S. Kubzdela, B. Weglinski, "Magneto Dielectrics in Induction Motors with Disk Rotors", IEEE Trans. MAG-24(1):635–638, 1988.
- [11] S. Wiak, H. Welfle, "Disc Type Motors for Light Electric Vehicles", Technical University of Lodz, 2001.
- [12] F. Caricchi, F. Crescimbeni, E. Fedeli, and G. Noia, "Design and Construction of a Wheel-Directly-Coupled Axial-Flux PM Motor Prototype for EVs", IEEE-IAS Annual Meeting, IAS-29, part 1, pp. 254–261, 1994.
- [13] E. Mendrela, M. Lukaniszyn, and K. Macek-Kaminska, "Electronically Commutated D.C. Brushless Disc Motors". Warsaw, Gnome, 2002.
- [14] H.B. Dwight, "Tables of Integrals and Other Mathematical Data", Macmillan, 1962.
- [15] P. Campbell, "Principles of a Permanent Magnet Axial-Field D.C. Machine", Proc. I.E.E., Vol.121, pp. 1489-1494, December 1974.
- [16] Printed Motors GmbH Industriestraße. www.printedmotors.com .
- [17] B. Saint Jean, "Electrotechnique et Machines Electriques", Editions Lidec, pp, 308-310, 1977.
- [18] Manipulation M4, "Etude des Servomoteurs DC à Aimants Permanents", www.beams.ulb.ac.be/beams/teaching/elec27.
- [19] L. Mafdi, EP 1156578A1, European Patent Office, 2001.
- [20] F. Gillon, " Modélisation et Optimisation Par Plans d'Expériences d'un Moteur à Commutation Electronique", Thèse de Doctorat Université de Lille, 1997.

-
- [21] B. Multon, "Application des Aimants aux Machines Electriques", ENS Cachan Antenne de Bretagne, Notes de cours, 2005.
 - [22] J.H. Baudot, "Rotating Electrical Machines with Printed Circuit Windings". U.S.A. patent No. 3 144 574.
 - [23] Jean-C Bavay, Jeun Verdun. "Technique d'Ingénieur", D2110 Alliages Fer Silicium, 2000.
 - [24] M, M BUGATTI, "Dimensionnement par Optimisation des Inducteurs à Aimants pour Application Auxiliaire Automobile", Thèse de Doctorat INP Grenoble, France, 2004.
 - [25] D. J. Rosenberg, P. Campbell, "The Computer Design and Optimization of Axial-Field Permanent Magnet Motors", IEEE, p.1490, April 1981.
 - [26] B. Heller and V. Hamata, "Harmonic Field Effect in Induction Machines", Czechoslovak Academy of Sciences, Prague ,1977.
 - [27] G. Lacroux, "Les Aimants Permanents", Ed. Tech Lavoisier, France, 1994.
 - [28] G. Lacroux, "Les Actionneurs Electriques", Ed. Tech Lavoisier, France, 1994.
 - [29] J. Pyrhonen, T. Jokinen, "Design of Rotating Electrical Machines", John Wiley & Sons, 2008.
 - [30] J.F.Gieras, M.wing, "Permanent Magnet Motor Technology Design and Applications", Marcel Dekker, 2002
 - [31] T. Davenport, "Improvement in Propelling Machinery by Magnetism and Electromagnetism", U.S.A. Patent No. 132, 1837.
 - [28] M. Liwschitz, L. Maret. "Calcul des Machines Electriques", Tome 1 et Tome 2 Lausanne, 1970.
 - [30] S.M. Abu Sharkh, M. N. Mohammad, "Axial Field Permanent Magnet DC Motor with Powder Iron Armature", IEEE Transactions on Energy Conversion, vol.22, no.3, IEEE, September 2007.
 - [31] M. Abu Sharkh, M. T. Mohammad, "Finite Element Analysis of an Axial Gap Permanent Magnet DC Motor", Thèse de Doctorat University of Southampton, United Kingdom, 2002.
 - [32] C.C. Chan, "Axial-Field Electrical Machines - Design and Applications", IEEE Transactions on Energy Conversion, Vol. EC-2, No. 2, June 1987.
 - [33] P. Campbell, "The Magnetic Circuit of an Axial Field D.C. Electrical Machine". IEEE Transactions on Magnetics, vol. Mag-11, no. 5, September 1975.
 - [34] P. Campbell, "Performance of a Permanent Magnet Axial Field D.C. Machine", Electric Power Applications, Vol. 2, No. 4, August 1979.
 - [35] F. Caricchi, F. Crescimbeni, E. Fedeli, " Design and Construction of a Wheel-Directly-Coupled Axial-Flux PM Motor Prototype for EVs", Proceedings of the IEEE/IAS Annual Meeting, Vol. I, pp. 254-261, 1994.
 - [36] P. Campbell, "Energy Conservation in Electric Vehicles", Electronics & Power, IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems, Vol. PAS-99, No. 4 July/Aug 1980.
-

- [38] K.H. Knoerzer, "Electric Disk Armature Machine", United States Patent, 1998
- [39] C. Lynch, " Electrical Machine", United States Patent, 2002.
- [40] N. Ahmad, " The Effect of Iron Powders on the Utilization of Permanent Magnet Materials in Advanced Motors", IEEE Transactions on Magnetics, vol. mag-16, no.5, September 1980.
- [41] C.L. Gu, W. Wu, K. R. Shao, "Magnetic Field Analysis and Optimal Design of DC Permanent Magnet Coreless Disc Machine", IEEE Transactions ON Magnetics, vol. 30, no. 5, September 1994.
- [42] Bernard MULTON, "Application des Aimants aux Machines Électriques", Ecole Normale Supérieure de Cachan, Antenne de Bretagne, Notes de cours 2005.

Annexes

Annexe 01- Démonstrations des équations (2.30), (2.31) et (2.32)

La solution de l'équation de Laplace, $\nabla^2 \psi(x, \theta) = 0$ à l'intérieur d'OABC de la **Figure 2.10** est déterminée à partir de la séparation des deux variables.

$$\psi(x, \theta) = X(x)\Theta(\theta) \quad (\text{A.1.1})$$

On premier, on prend en considération la direction de θ , la solution est périodique et sous forme générale:

$$\Theta(\theta) = J \cos \lambda \theta + K \sin \lambda \theta \quad (\text{A.1.2})$$

J, **K** et **λ** sont déterminés à partir des conditions aux limites, $\psi(x, 0) = 0$ et $\psi(x, C) = 0$

L'équation (A.1.2) devient:

$$\Theta_n(\theta) = K_n \sin \frac{n\pi\theta}{C} \quad (\text{A.1.3})$$

Sachant que $n=1, 2, 3$, etc., cette relation est correcte pour les trois zones, **Figure 2.10**.

$$X_n(x) = L_n \sinh \frac{n\pi}{C} (x - x_0) \quad (\text{A.1.4})$$

Où x_0 est constant et nul, d'après les conditions aux limites $\psi(0, \theta) = 0$

D'après la combinaison des équations (A.1.1), (A.1.3) et (A.1.4) on obtient:

$$\psi_1(x, \theta) = \sum_{n=1}^{\infty} k_n \sin \frac{n\pi\theta}{C} \sinh \frac{n\pi x}{C} \quad (\text{A.1.5})$$

La distribution du potentiel sur la face d'aimants est définie comme $\psi(\theta)$ sur la longueur de la ligne **LN**, **Figure 2.9**

$$\psi(\theta) = \psi(L, \theta) = \sum_{n=1}^{\infty} k_n \sin \frac{n\pi\theta}{C} \sinh \frac{n\pi L}{C} \quad (\text{A.1.6})$$

Sachant que le coefficient de Fourier de $\psi(\theta)$ est:

$$K_n \sinh \frac{n\pi L}{C} = \frac{2}{C} \int_0^C \psi(\theta) \sin \frac{n\pi\theta}{C} d\theta \quad (\text{A.1.7})$$

On substitue l'équation (A.1.7) dans (A.1.5) on obtient l'équation (2.30), de la même manière on calcule les équations (2.31), (2.32).

Annexe 02- Démonstration de l'équation (2.41)

La force magnétique dans la direction radiale dans un point Q est calculée à partir de l'équation (2.40) comme suit:

$$H_x = \int \frac{M_s \cdot \cos\gamma \cdot dA}{4 \cdot \pi \cdot q^2} \quad (A.2.1)$$

On peut extraire les relations suivantes à partir de la **Figure 2.11**

$$\cos\gamma = \frac{x}{q} \quad (A.2.2)$$

$$dA = r \cdot d\theta dr \quad (A.2.3)$$

$$q^2 = x^2 + s^2 + r^2 - 2 \cdot r \cdot s \cdot \cos\theta \quad (A.2.4)$$

En substituant les équations (A.2.2), (A.2.3) et (A.2.4) dans l'équation (A.2.1) on obtient l'équation suivante:

$$H_x = \frac{M_s}{4\pi} \int_{-\beta}^{\alpha-\beta} \int_{R_1}^{R_2} \frac{x \cdot r}{(x^2 + s^2 + r^2 - 2 \cdot r \cdot s \cdot \cos\theta)^{3/2}} dr d\theta \quad (A.2.5)$$

Pour obtenir l'intégrale de cette équation sur la face du pôle, on a divisé en deux parties. Cela dans la direction radiale qui peut être évalué en utilisant les intégrales standards [50], laissant seulement l'intégrale dans la direction angulaire on aura l'équation (2.41).

Annexe 03- Démonstration de l'équation (2.43)

La **Figure 2.12** montre que les côtés des aimants sont radiaux, et chacun peut être défini par $\mathbf{D}_1$ à $\mathbf{D}_2$ par une position angulaire unique. Puisque le pas polaire est $2\pi/p$, et α est le rapport arc polaire / pas polaire, l'angle entre les côtés adjacents du pôle est:

$$\alpha = \frac{\gamma \cdot p}{2 \cdot \pi}$$

A partir des deux équations précédentes on obtient :

$$\beta = \frac{2 \cdot \pi}{p} - \gamma = \frac{2\pi(1-\alpha)}{p} \quad (\text{A.3.1})$$

Considérons une surface élémentaire sur la face du pôle $\delta_r \delta_x$, où r le rayon et x la distance du support auquel les aimants sont fixés. Puisque β est petit, on suppose qu'une ligne de flux de cet élément sur le pôle adjacent suit un chemin x et r constants, pour lesquels la perméance est:

$$\delta_p = \frac{\mu_0 \cdot p \cdot \delta_r \cdot \delta_x}{2 \cdot \pi \cdot r \cdot (1-\alpha)} \quad (\text{A.3.2})$$

La **f.m.m.** conduisant ce flux de fuite est $2\mathbf{H}_m$, en raison des deux pôles, où $\mathbf{H}_m$ est la force magnétisante des aimants. Par conséquent, le flux de fuite au point donné x est calculé en intégrant l'équation (A.3.2) pour avoir:

$$\Delta\phi_l = \frac{\mu_0 \cdot H_m \cdot p \cdot \delta_x}{\pi \cdot (1-\alpha)} \ln \left[\frac{D_2}{D_1} \right] \quad (\text{A.3.3})$$

Tout le flux de fuite provenant des deux côtés d'un aimant, de la longueur l_m , est alors

$$\phi_l = \frac{2 \cdot \mu_0 \cdot H_m \cdot p}{\pi \cdot (1-\alpha)} \ln \left[\frac{D_2}{D_1} \right] \int_0^{l_m} x \cdot dx \quad (\text{A.3.4})$$

Le flux de fuite des surfaces internes et externes d'un aimant s'avère petit comparé à celui des côtés, et ainsi l'équation (A.3.4) est une évaluation réelle du flux de fuite. En utilisant l'équation (2.42) et en intégrant (A.3.4), on obtient:

$$\phi_l = \frac{0.175 \cdot \mu_0 \cdot H_m \cdot p \cdot l_m^2}{(1-\alpha)} \quad (\text{A.3.5})$$

Le flux traversant la face du pôle dans l'entrefer est équivalent à la densité $\mathbf{B}_g$ du flux:

$$\phi_g = \frac{\mu_0 \cdot H_m \cdot l_m \cdot A_m}{F \cdot l_g} \quad (\text{A.3.6})$$

Où $\mathbf{F}$ est le facteur de perte de la **f.m.m.** et $\mathbf{A}_m$ la surface du pôle. En utilisant l'équation (2.42), on obtient:

$$A_m = \frac{\alpha \cdot \pi \cdot (D_2^2 - D_1^2)}{4p} \quad (\text{A.3.7})$$

L'équation (A.3.6) devient:

$$\phi_g = \frac{0.524 \cdot \mu_0 \cdot H_m \cdot l_m \cdot D_2^2 \cdot \alpha}{p \cdot F \cdot l_g} \quad (\text{A.3.8})$$

Le coefficient **L** de fuite est défini comme ϕ_m / ϕ_g où $\phi_m = B_m A_m = \phi_g + \phi_l$, puisque Φ_g émerge par la surface **A_m**, il est montré également par

$$L = \frac{B_m}{\mu_0 \cdot H_m} \cdot \frac{F \cdot l_g}{l_m} \quad (\text{A.3.9})$$

Par combinaison des équations (A.3.5) et (A.3.7) on détermine **L**, et pour éliminer **l_g**, on utilise l'équation (A.3.8). La remise en ordre donne l'équation (2.43)

Annexe 04- Démonstration de l'équation (2.50)

Calcul de la résistance d'armature

La forme d'un enroulement avec pas total est montrée sur **Figure 2.13**. On peut supposer que les extrémités d'enroulements se trouvent approximativement aux diamètres **D₁** et **D₂** de sorte qu'un tour ait la longueur

$$\begin{aligned} l &= (D_2 - D_1) + \frac{\pi}{p} D_2 + \frac{\pi}{p} D_1 \\ &= (D_2 - D_1) + \frac{\pi}{p} (D_2 + D_1) \end{aligned} \quad (A.4.1)$$

La résistivité du cuivre à 80°C est $2 \cdot 10^{-8} \Omega \cdot m$ ($\rho_{20} = 1.78 \cdot 10^{-8} \Omega \cdot m$), la section du conducteur est $d_c^2/4$. Avec **Z** le nombre totale des conducteurs, et **a** le nombre de voies parallèles.

$$\begin{aligned} R_a &= \frac{R^2}{2 \cdot a \cdot R} \text{ et } R = \rho \frac{l}{S} \\ R_a &= \frac{4 \cdot 10^{-8} Z}{\pi \cdot a^2 \cdot d_c^2} \left[(D_2 - D_1) + \frac{\pi}{p} (D_2 + D_1) \right] \end{aligned} \quad (A.4.2)$$

On prend la densité du courant $J = 10 \text{ A/mm}^2$ ($10 \cdot 10^6 \text{ A/m}^2$):

$$\begin{aligned} \text{On a: } J &= \frac{I}{S} \\ \frac{\pi \cdot d_c^2}{4} &= \frac{10^{-7} \cdot I}{A} \text{ (Dans une seule vois)} \end{aligned} \quad (A.4.3)$$

Où **I** est le courant d'armature, et d'après la combinaison des équations (A.4.2) et (A.4.3) pour trouver les pertes joule.

$$I^2 R_a = \frac{I \cdot Z}{10 \cdot a} \left[(D_2 - D_1) + \frac{\pi}{p} (D_2 + D_1) \right] \quad (A.4.4)$$

Pour éliminer le terme **I** de l'égalité on prend:

$$A_c = \frac{I \cdot Z}{\pi \cdot a \cdot D_1} \quad (A.4.5)$$

$$A_c = \frac{1.1 \cdot P_1}{0.95 \cdot D_2^3} \times \frac{L}{a \cdot B_m} \quad (A.4.6)$$

$$I^2 R_a = \frac{1.1 \cdot P_1}{0.95 \cdot D_2^3} \times \frac{\pi \cdot D_1}{10 \cdot B_m} \times \frac{L}{a} \left[(D_2 - D_1) + \frac{\pi}{p} (D_2 + D_1) \right] \quad (A.4.7)$$

Cette équation donne directement l'équation (2.50), qui définit les constantes **K₁**, **K₂** et **K₃**.

Annexe 05- Relation entre les deux rayons R_1 et R_2

Afin d'avoir une puissance maximale de l'induit, on recherche d'abord la relation entre les deux rayons R_1 , R_2 . Cette puissance EI doit être d'abord obtenue en fonction des paramètres magnétiques et électriques. Le premier paramètre qui est habituellement identique est celui de la densité moyenne du flux dans l'entrefer, Si B_{ij} et r_i sont vraiment inséparables, alors un paramètre magnétique spécifique, qui est indépendant des dimensions de la machine, ne peut être défini. La prétention doit être faite à ce que B_j , défini par l'équation (5), est indépendante de r_i . Il est alors possible d'obtenir la f.é.m. moyenne du conducteur E_c à partir des équations. (5), (10) et (11):

$$E_c = \{\omega \cdot (R_2^2 - R_1^2) \cdot p/4\pi\} \int_0^{2\pi/p} B_j \quad (A.5.1)$$

La densité magnétique B_{av} du moteur doit être définie comme la moyenne de B_j sur le pas polaire. Par conséquent.

$$E_c = \frac{1}{2} \cdot \omega \cdot B_{av} \cdot (R_2^2 - R_1^2) \quad (A.5.2)$$

La charge électrique spécifique A_c nous permet de trouver, les dimensions de la machine, et tous les paramètres électriques de l'armature. Le courant I_c du conducteur est approximativement indépendant des dimensions de la machine, mais le nombre de conducteurs Z dépendra du rayon R_1 . Et elle est donc définie comme suit:

$$A_c = \frac{I_c \cdot Z}{2 \cdot \pi \cdot R_1} \quad (A.5.3)$$

Après réécriture de l'équation(A.5.2), la puissance d'armature devient:

$$EI = \pi \cdot \omega \cdot B_{av} \cdot A_c \cdot (R_2^2 - R_1^2) \cdot R_1 \quad (A.5.4)$$

La puissance maximum d'armature se produira donc quand $R_2 = \sqrt{3}R_1$