

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية
République Algérienne Démocratique et Populaire
وزارة التعليم العالي و البحث العلمي
Ministère de l'enseignement supérieur et de la recherche scientifique



Université Mohamed Seddik BEN YAHIA- Jijel
Faculté de Sciences et de la Technologie
Département d'Electrotechnique



Projet de fin d'études

Présenté en vue de l'obtention du diplôme de Master en
Electrotechnique
Option : Machines électriques
Intitulé

**Dimensionnement et modélisation de la machine
synchrone à aimants permanents avec la prise en
compte de l'effet de la désaimantation thermique**

Présenté par :

Kahllessenane Amer

Proposé et dirigé par :

M^{me} : zoubida Boulassel

Née Belli

Promotion juin 2018

Remerciements

Avant tout, je remercie notre Dieu le tout puissant de m'avoir donné le courage, la volonté, la patience et la santé durant toutes ces années d'étude.

Ainsi, je tiens à exprimer mes vifs remerciements à mon encadreur, Madame: ZOUBIDA BOULASSEL Née BELLI pour avoir d'abord proposé ce thème, pour son suivi continué tout le long de la réalisation de ce mémoire et pour ses précieux conseils.

Mes remerciements vont aussi aux membres de jury qui ont accepté d'examiner mon travail

En fin, je tiens à exprimer ma reconnaissance à tous mes amis et collègues pour le soutien moral.

Dédicaces

Je dédie mon travail à :

Mes chers parents ma mère et mon père

A mes chers frères et mes sœurs

A toutes ma famille

A tous Mes collègues et mes amis

*A toute les personnes que j'ai oubliées et que je n'ai pas
citées*

Et en fin a toute la promotion d'électrotechnique 2018

Kahllessenane Amer

Sommaire

Introduction générale..... 1

Chapitre I

Machines synchrones à aimants permanents

I. 1 Introduction 3

I.2 Matériaux à aimant permanent 3

 I.2.1 Caractéristiques générales des aimants 4

 I.2.2 Types des aimants permanents 5

 I.2.2.1 Ferrites durs5

 I.2.2.2 Terres rares Samarium-Cobalt.....6

 I.2.2.3 Terres rares Néodyme Fer Bore.....7

 I.2.2.4 Alnicos.....7

 I.2.3 Influence de la température sur le BH_{\max} des aimants terres rares.....9

 I.2.4 Comparaison entre les différents types d'aimants.....9

 I.2.5 Courbe B(H) d'un aimant permanent.....10

 I.2.6 Problème de désaimantation.....11

 I.2.6.1 Causes de la désaimantation.....12

 I.2.7 Intérêts des aimants.....13

 I.2.7.1 Avantages.....13

 I.2.7.2 Inconvénients.....13

 I.2.8 Domaines d'applications.....14

 I.2.8.1 Conversion d'énergie mécanique en énergie électrique.....14

I.2.8.2 Conversion d'énergie mécanique en autre forme d'énergie mécanique.....	14
I.2.8.3 Conversion d'énergie mécanique en énergie thermique.....	14
I.3 Machine synchrone à aimants permanents.....	14
I.3.1 Organisation d'une machine synchrone.....	14
I.3.1.1 Stator	15
I.3.1.2 Rotor.....	15
I.3.2 Principe de fonctionnement.....	16
I.3.3 Machines synchrones à aimants permanents (MSAP)	16
I.3.3.1 Principe de fonctionnement de la MSAP.....	17
I.3.3.2 Types de machines synchrones à aimants permanents.....	18
I.3.3.3 Différentes structures de la machine synchrones à aimants permanents.....	21
I.3.3.4 Avantages et inconvénients de la machine synchrone à aimants permanents..	24
I.3.3.5 Applications des machines synchrones à aimants permanents.....	25
I.4 Conclusion.....	26

Chapitre II

Dimensionnement et modélisation des machines synchrones à aimants permanents

II.1 Introduction	27
II.2 Dimensionnement de la machine synchrone à aimants permanents.....	27
II.2.1 Configuration de la machine étudiée.....	28
II.2.1.1 Structure géométrique.....	29

II.2.2 Démarche de dimensionnement.....	29
II.2.2.1 Définition des paramètres.....	29
II.2.2.2 Hypothèses de dimensionnement.....	30
II.2.3 Méthodes de dimensionnement et calcul des MSAP.....	30
II.2.3.1 Première méthode.....	30
II.2.2.2 Deuxième méthode	31
II.2.2.3 Troisième méthode.....	31
II.2.2.4 Méthode Classique « calcul de LIWSCHITZ »	31
II.3 Modélisation de la machine synchrone à aimants permanents.....	31
II.3.1 Modélisation de la MSAP par le calcul du champ électromagnétique.....	32
II.3.1.1 Modèle électromagnétique.....	33
II.3.1.2 Formulation du champ électromagnétique.....	35
II.3.2 Résolution des équations différentielles aux dérivées partielles.....	37
II.3.2.1 Méthodes analytiques.....	37
II.2.2.2 Méthodes semi-analytiques.....	37
II.2.2.3 Méthodes numériques.....	38
II.4 Conception optimale des machines électriques.....	39
II.4.1 Méthodologie de conception adoptée.....	40
II.4.1.1 Définition de la structure.....	40
II.4.1.2 Modélisation en vue du dimensionnement.....	40
II.4.1.3 Dimensionnement en terme d'optimisation.....	40

II.4.1.4 Modélisation par éléments finis.....	40
II.4.2 Formulation du problème inverse de conception en terme d'optimisation non linéaire sous contraintes.....	41
II.4.3 Méthodes de résolution.....	41
II.4.3.1 Méthodes d'optimisation sans contraintes.....	42
II.4.3.2 Traitement des contraintes	42
II.5 Conclusion.....	43

Chapitre III

Application et Résultats

III.1 Introduction.....	44
III.2 Présentation de la machine synchrone à aimants considérée.....	44
III.2.1 Modèle géométrique de la machine étudiée.....	44
III.2.2 Caractéristiques physiques.....	46
III.3 Dimensionnement de la machine étudiée.....	47
III.4 Modélisation et analyse du champ électromagnétique.....	50
III.4.1 Simulation de la désaimantation thermique des aimants.....	53
III.5 Optimisation de la machine étudiée.....	55
III.5.1 Formulation de problème d'optimisation.....	55
III.5.1.1 Premier problème posé.....	55

III.5.1.2 Deuxième problème posé.....	61
III.6 Conclusion.....	66
Conclusion Générale et perspectives.....	67
Références bibliographiques	
Annexe	

Introduction Générale

Aujourd'hui, les développements technologiques et industriels exigent des produits de plus en plus performants élaborés avec des rendements sans cesse accrus, les avancées technologiques des aimants permanents ont permis leur utilisation dans de nombreuses et nouvelles structures d'actionneurs. Ainsi, la machine synchrone à aimants permanents grâce à ces bonnes performances, notamment son efficacité, est considérée par les spécialistes comme, un candidat idéal pour les divers entraînements dans le transport.

Les machines électriques à aimants permanents apportent des solutions intéressantes à la fois dans le domaine de la génération d'énergie grâce à leur haute compacité et à leur flexibilité dimensionnelle à la conception. Elles attirent l'attention de plus en plus, du fait de nombreux avantages comme leur grande efficacité, leur haute vitesse, leur faible inertie, leur couple massique élevé, un environnement propre, un fonctionnement de longue durée, le fait de ne pas utiliser les collecteurs mécaniques ou les contacts glissants leur permettent de travailler dans les milieux les plus difficiles et d'avoir un faible coût d'entretien.

L'utilisation des aimants permanents terres rares, permet d'augmenter les performances des systèmes à aimants, et d'élargir leur spectre d'utilisation soit dans les applications domestiques ou industrielles. Durant l'utilisation de tels systèmes, les aimants sont sujets aux contraintes électromagnétiques, thermiques et mécaniques. Alors, une augmentation excessive de la température peut conduire à une désaimantation totale ou partielle de l'aimant, voir donc une dégradation des performances globales des systèmes à aimants.

L'objectif de ce travail est le développement d'une démarche de conception optimale associant à la fois le dimensionnement d'une machine synchrone à aimants permanents, sa modélisation par le calcul du champ électromagnétique, analyse de la régression des caractéristiques de l'aimant avec l'élévation de la température, l'induction rémanente, et l'optimisation de forme de la machine dont l'objectif est de maximiser l'énergie électromagnétique stockée dans l'entrefer ainsi que la détermination des dimensions optimales de l'aimant qui permettent la réduction des effets de la désaimantation thermique pour des températures supérieures à celles ambiantes.

Le mémoire est alors organisé en trois chapitres :

Le premier chapitre est consacré aux généralités sur les machines synchrones à aimants permanents ainsi que la théorie relative à cette classe de matériaux ferromagnétiques.

Dans le deuxième chapitre, nous nous concentrons sur la démarche de dimensionnement de la machine synchrone à aimants permanents, le modèle est dédié à l'analyse du champ dans la structure considérée avec une brève présentation de la méthode des éléments finis pour la résolution des équations différentielles, et l'optimisation en électrotechnique où un aperçu sur les méthodes les plus utilisées est présenté.

Le troisième chapitre fait l'objet de la présentation des résultats de la démarche de dimensionnement, modélisation et optimisation appliquée à une machine synchrone à aimants permanents montés en surface, avec une analyse de la désaimantation thermique de l'aimant et son impacte sur les grandeurs électromagnétiques dans la machine

Le mémoire est clôturé par une conclusion générale.

I.1 Introduction

Le terme de la machine synchrone regroupe toutes les machines dont la vitesse de rotation de l'arbre de sortie est égale à la vitesse de rotation du champ tournant. Pour obtenir un tel fonctionnement, le champ magnétique rotorique est généré soit par des aimants, soit par un circuit d'excitation. La position du champ rotorique est alors fixe par rapport au rotor, ce qui impose en fonctionnement normal une vitesse de rotation identique entre le rotor et le champ tournant statorique [1].

Dans ce travail de Master, on s'intéresse aux machines synchrones à aimants permanents. Dans ce type de machines le bobinage en cuivre est remplacé par des aimants permanents. Vu les avantages attrayants de ces machines, tels que le couple massique, la puissance et le rendement élevés par rapport aux machines conventionnelles, on les trouve dans plusieurs applications comme la traction ferroviaire, la propulsion marine, les véhicules électriques hybrides et les moteurs d'éoliennes. Ces avantages sont dus principalement aux caractéristiques des aimants permanents.

La première partie du chapitre concerne cette classe de matériaux ferromagnétiques, la deuxième partie s'articule sur la présentation de machines synchrones à aimants permanents, organisation, principe de fonctionnement, différentes structures et les applications de cette dernière sont abordés.

I. 2 Matériaux à aimants permanents

Ce sont des matériaux ferromagnétiques saturables à large cycle d'hystérésis. Deux valeurs limites que l'on retrouve dans le second quadrant ($\mathbf{B}>0$ et $\mathbf{H}<0$) du cycle d'hystérésis sont particulièrement intéressantes :

- L'induction rémanente \mathbf{B}_r à champ d'excitation nul qui doit être importante;
- Le champ coercitif \mathbf{H}_c qui annule l'induction. Outre ces qualités, un aimant permanent doit être stable (insensibilité aux chocs et aux cycles thermiques) et présenter de bonnes caractéristiques mécaniques. Il peut être fabriqué sous des formes très diverses et leurs modes de magnétisation sont multiples. Le flux produit dans un circuit magnétique par un aimant varie sous l'influence de contraintes extérieures principalement d'origine thermique ou magnétique [2].

I.2.1 Caractéristiques générales des aimants

Les aimants permanents sont caractérisés par plusieurs paramètres qui sont déterminants pour les applications industrielles. Ces paramètres sont :

- ❖ L'induction résiduelle (ou rémanente), B_r , qui indique la puissance potentielle de l'aimant et détermine la section normale nécessaire au passage de flux utile pour le maintien du flux d'entrefer.
- ❖ Le champ coercitif, H_c , représentant le champ magnétisant capable d'annuler l'induction résiduelle et, dont la valeur est d'autant plus élevée que l'aimant est plus stable.
- ❖ Le champ coercitif de polarisation, H_{cj} , qui annule l'aimantation intrinsèque du matériau, la démagnétisation est totale et irréversible.
- ❖ Le produit d'énergie ($B.H$) : valeur énergétique de l'aimant par unité de volume. En plus des propriétés magnétiques, il est indispensable de connaître les propriétés mécaniques et physico-chimiques, le prix ainsi que le point de Curie (température au-delà de laquelle l'aimant perd ses propriétés magnétiques) [1].

Les deux paramètres (B_r et H_c) dépendent également de la température. L'autre paramètre (BH)_{max} : Le produit de B et H est une hyperbole dans le plan (B , H) comme montré dans la figure (I.1). Le BH_{max} d'un aimant se produit au point où l'hyperbole est tangente à la courbe de désaimantation [3].

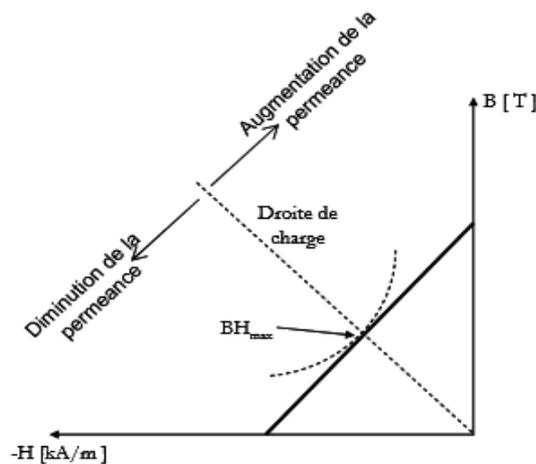


Figure I.1 L'énergie stockée par un aimant permanent.

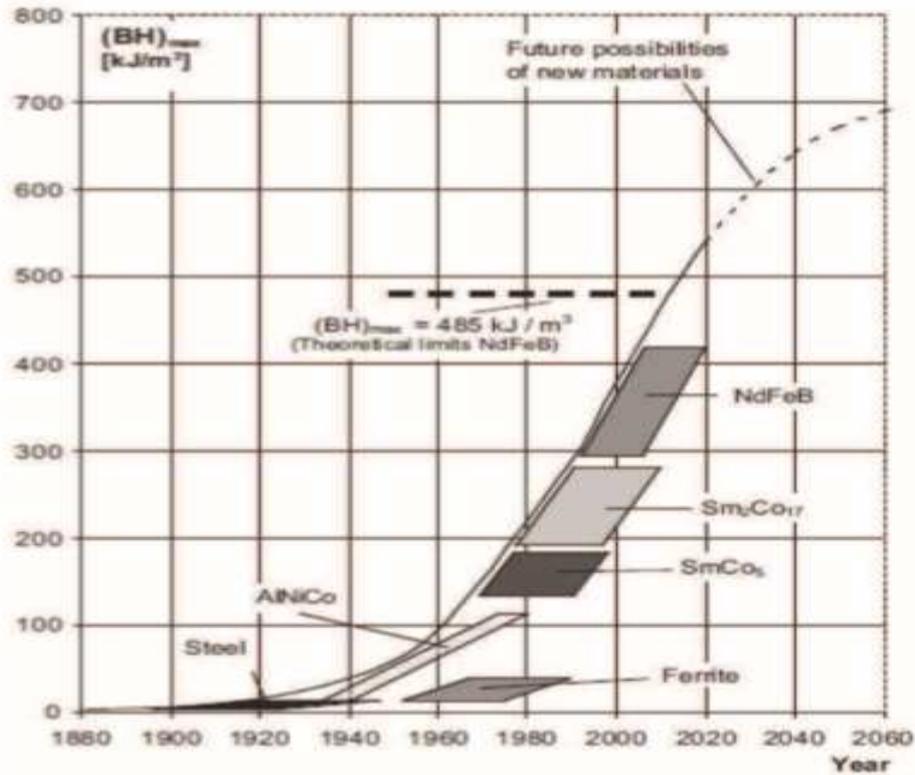


Figure I.2 Evolution et perspective de la densité énergétique des aimants.

I.2.2 Types des aimants permanents

I.2.2.1 Ferrites durs

Les ferrites sont des composés d'oxyde de fer, de baryum et de strontium. Ils sont obtenus par frittage et peuvent être isotropes ou anisotropes. Ces aimants possèdent des performances modestes mais se sont tout de même imposés dans de très nombreuses applications en raison de leur faible prix de revient et d'une rigidité magnétique élevée permettant de les employer dans les machines. En outre, les ferrites résistent bien à la chaleur mais pas au froid. Pour les machines de hautes technologies employées dans le transport, ils se montrent insuffisants en puissance et en compacité [4].



Figure I.3 Les ferrites

I.2.2 Terres rares Samarium-Cobalt

Première génération d'aimants à base de terres rares, ce sont également des céramiques d'alliage métallique, pressés dans des moules et cuits au four. Durs et fragiles, ils ont tendance à se briser en de multiples morceaux sous l'effet d'un choc. Leur polarisation rémanente reste limitée vers 1Tesla maximum à température ambiante mais leur champ coercitif intrinsèque est tout à fait exceptionnel, jusqu'à 2000kA/m. Ce type d'aimant supporte donc de travailler en répulsion sans pertes d'aimantation. Ils présentent une bonne stabilité thermique jusqu'à 350°C. Leur coefficient de température de polarisation réversible est d'environ $-0,03\%/^{\circ}\text{C}$. Ils sont peu sensibles à la présence de masse ferromagnétique voisine et à la corrosion. Mais ils restent relativement chers à cause de la faible disponibilité du samarium (2% des terres rares) et du coût du cobalt [2].

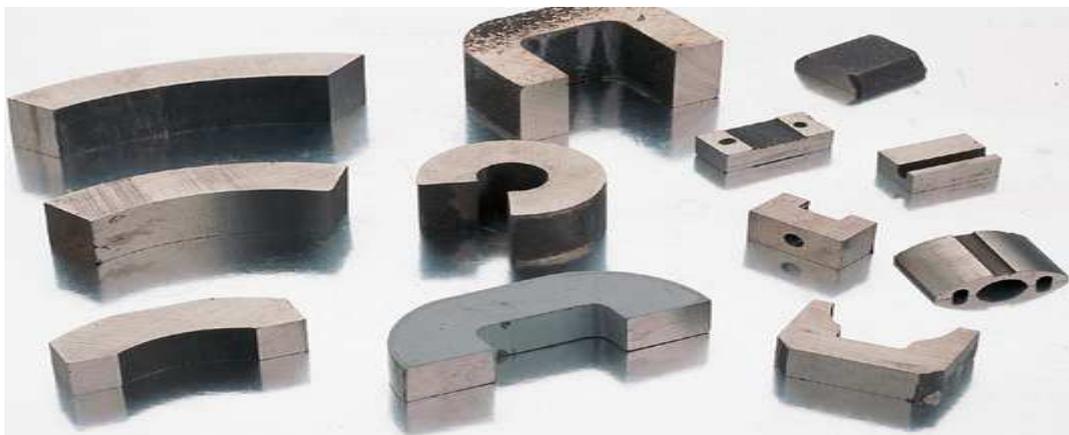


Figure I.4 Les terres rares Samarium-Cobalt

I.2.2.3 Terres rares Néodyme Fer Bore

Les aimants à base de Néodyme-Fer-Bor (NdFeB) sont moins chers que les aimants à base de Samarium-Cobalt, pour des performances accrues. Cependant, leur température maximale d'utilisation n'excède pas 150°C. On note une réduction importante du champ coercitif intrinsèque H_{cj} au-dessus de la température ambiante (Fig. I.5). Leur coefficient de température de polarisation réversible est satisfaisant autour de $-0,10\%/^{\circ}\text{C}$. L'influence d'un champ magnétique extérieur est négligeable puisque le cycle de recul se confond avec la caractéristique de l'aimant [2].

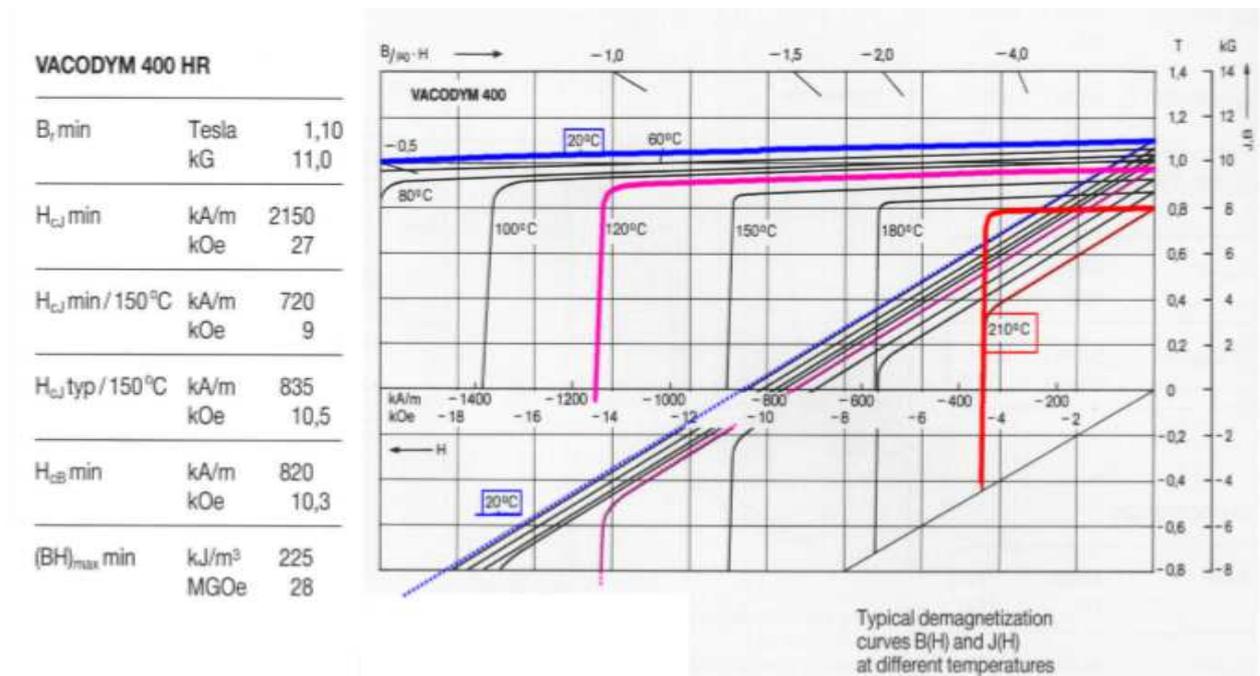


Figure I.5 Caractéristiques de désaimantation d'un aimant à base de terres rares (NdFeBVacodym 400HR).

Les aimants à base de Nd-Fe-B sont aussi des céramiques, donc durs et relativement fragiles mais sont moins enclins à éclater que les aimants Samarium-Cobalt. Pour améliorer leur résistance à l'oxydation, ils reçoivent couramment un traitement protecteur de placage de nickel, ce qui les rend brillants. Ils sont peu sensibles à la présence voisine de masse ferromagnétique [5].

I.2.2.4 Alnicos

Des alliages à base de fer, nickel et aluminium, d'utilisation déjà ancienne, sont soit coulés soit frittés. Ils sont caractérisés par un champ coercitif relativement faible comparé à

ceux des ferrites et des alliages à base d'éléments de terres rares, ce qui les empêche d'être utilisés dans les systèmes ayant de grands entrefers ou lorsqu'il y a des champs démagnétisant importants (machines électriques). On les retrouve néanmoins sur d'anciennes générations de petit moteur. Leur coefficient de température de polarisation réversible est excellent à $-0,02\%/^{\circ}\text{C}$. Ils possèdent une bonne résistance à la corrosion mais sont attaqués par les acides et les solutions alcalines. Les AlNico sont très sensibles à l'influence des masses ferromagnétiques voisines ($<6\text{mm}$) et risque même une forte désaimantation par contact [2].



Figure I.6 Les alnicos.

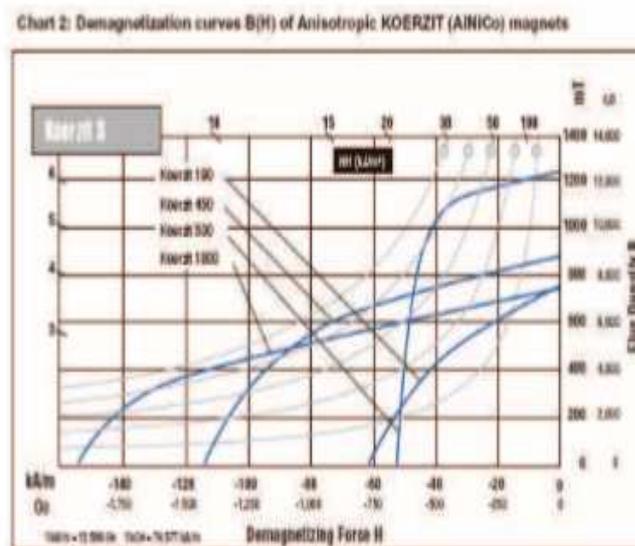


Figure I.7 Caractéristiques de désaimantation de différentes nuances d'Alnico.

I.2.3 Influence de la température sur le BH_{\max} des aimants terres rares

Les caractéristiques des aimants sont normalement spécifiées à 20°C, le comparatif suivant permet de mettre en évidence les plages de températures optimales en fonction des technologies d'aimants terres rares [5]:

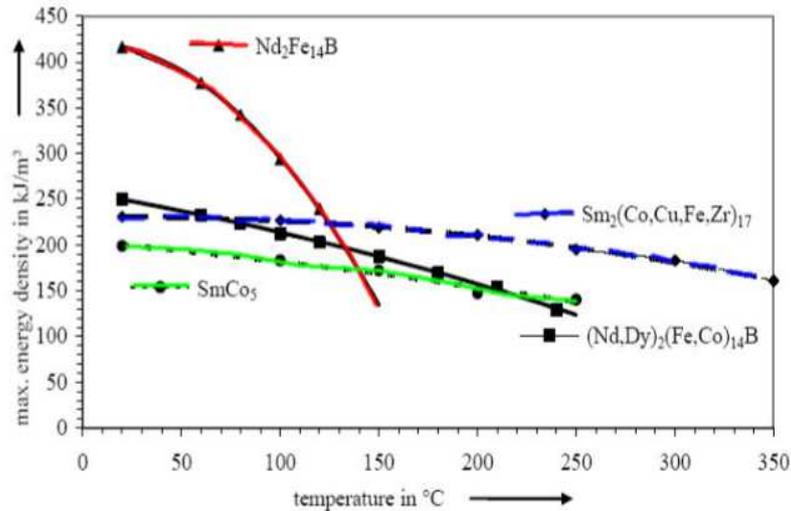


Figure I.8 Evaluation de BH_{\max} de différents aimants terres rares avec la température.

I.2.4 Comparaison entre les différents types d'aimants

Dans le tableau I.1 sont regroupées les informations nécessaires pour faire le choix d'utiliser un type d'aimants permanents, suivant les exigences du cahier de charges et les conditions de travail imposées par l'application. Les ferrites, malgré une aimantation rémanente et une énergie spécifique peu importantes, restent, de par leur coût réduit, d'utilisation courante dans le domaine des machines électriques de grande série, dans l'automobile notamment. Les aimants terres rares Samarium-Cobalt combinent induction élevée, forte résistance à la désaimantation et stabilité à la température. Ils sont tout à fait adaptés à la mise en œuvre dans les machines à courant alternatif de grande puissance. Les Néodyme-Fer-Bore possèdent même de meilleures caractéristiques magnétiques que celles présentées par les aimants au Samarium-Cobalt mais certains facteurs, en particulier celui du champ coercitif, dépendent encore largement du facteur température [2].

Tableau I. 1 : Caractéristiques de différents types d'aimants [1].

Type D'aimants	Densité d'énergie (BH) max (kJ/ m3)	Induction rémanente Br (T) à 25°C	Champ coercitif -Hc (kA/m)	Température Tmax (°C)	Prix (€/kg)	Date Commer-cialis.	ρ (kg/m3)
NdFeB	200-380	1.2-1.5	900-2000	140-220	80-150	1983	7400
Sm Co5	140-200	1	2000	280	220	1966	8300
Sm2 Co17	180-240	1.05	2000	350-550	300	1972	
Alnico	50-85	1.1-1.3	130	550	45	1932	500
Ferrites Strontium	27-35	0.3-04	250	250	6	1950	4800
Ferrites Athénium Cobalt	35-40	0.4-0.46	360-400	100-200	?	2005	?
Ferrites Baryum	8-30	0.2-04	170	100-240	4.5	?	4800

I.2.5 Courbe B(H) d'un aimant permanent

La caractéristique magnétique d'un aimant permanent (AP) est décrite par la courbe donnant la variation de l'induction magnétique \mathbf{B} en fonction du champ magnétique \mathbf{H} : courbe B(H). Pour un matériau magnétique typique, la courbe B(H) forme un cycle d'hystérésis tel que celui de la figure (I.9). La caractéristique d'un aimant permanent est aussi évaluée à travers trois paramètres : l'induction rémanente, le champ coercitif et la perméabilité de recul. L'induction rémanente \mathbf{Br} d'un aimant est définie comme la valeur de l'induction magnétique conservée par celui-ci lorsque le champ magnétique \mathbf{H} est égal à zéro. D'autre part, le champ magnétique négatif qui ramène l'induction magnétique à zéro est appelé le champ coercitif \mathbf{H}_C de l'aimant. Si le champ négatif appliqué est éteint avant le point K dans la figure (I.9), l'aimant sera reculé au point C avec son induction rémanente d'origine. En revanche, si le champ négatif appliqué tel que le point K est atteint, au point S par exemple, l'aimant sera reculé à un nouveau point R sur un cycle mineur. Dans ce cas, l'aimant va perdre de façon permanente (irréversible) une partie de son induction rémanente et on dit que l'aimant est désaimanté. Le point K définit alors le 'point limite' de la désaimantation réversible de l'aimant permanent. Le cycle mineur peut être approximé par une ligne droite connue sous le nom de droite de recul. La pente de cette droite est appelée

perméabilité de recul de l'aimant. Tous les paramètres mentionnés ci-dessus sont définis dans le deuxième quadrant de la courbe $B(H)$ que l'on appelle la courbe de désaimantation. Les caractéristiques des divers aimants permanents sont normalement décrites par la seule courbe de désaimantation au lieu de la courbe $B(H)$ totale [6].

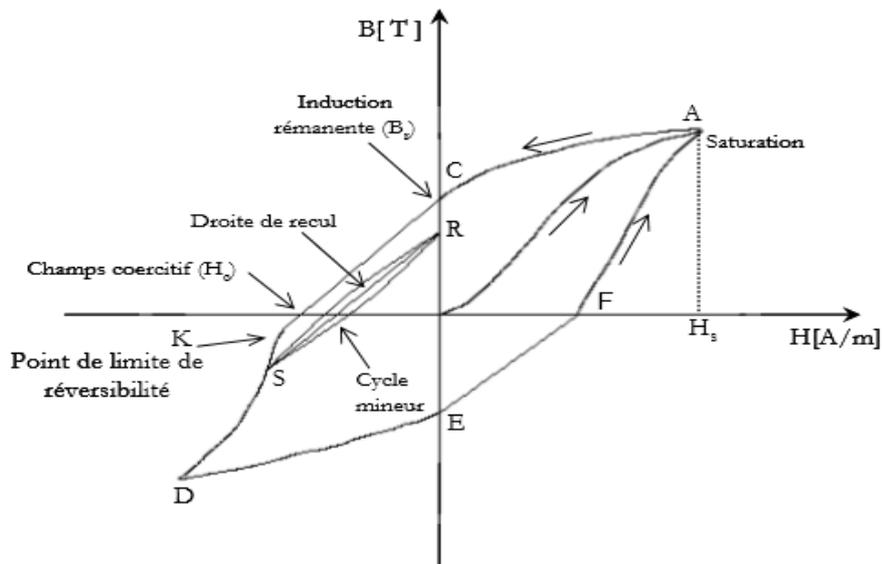


Figure I.9 : Courbe $B(H)$ de un matériau magnétique typique – Cycle d'hystérésis.

I.2.6 Problème de désaimantation

La désaimantation se traduit par la diminution de l'induction rémanente dans l'aimant. Cela conduit à la perte de flux utile provenant de celui-ci, ce qui engendre une diminution de sa force. Avant d'aborder les causes physiques provoquant ce phénomène, un rappel des principales notions autour des aimants permanents s'avère nécessaire. La courbe de désaimantation des aimants permanents est présentée dans la figure (I.10). Il ressort de cette figure que les Alnicos ont la plus haute induction rémanente, un très petit champ coercitif et une courbe non linéaire. Les Alnicos peuvent être magnétisés et désaimantés très facilement. Ils ont été largement utilisés dans les moteurs à courant continu à aimants permanents jusqu'à ce que les aimants en ferrite, sont devenus disponibles sur le marché.

Les ferrites sont mieux que les Alnicos, en terme du champ coercitif mais leur induction rémanente est plus faible. Les Ferrites sont les aimants permanents les moins chers

disponibles sur le marché. Ils sont couramment utilisés pour les machines à aimants permanents de faible puissance.

Les matériaux terre rare (SmCo et Ne-Fe-B) ont quasiment une courbe de désaimantation linéaire. Ils ont une induction rémanente et un champ coercitif élevés. Toutefois, le coût des SmCo est beaucoup plus élevé que ceux des autres aimants permanents. Bien que le coût du Ne-Fe-B est plus élevé que celui des ferrites, il est plus approprié pour les machines à aimants permanents à hautes performances, en raison des propriétés magnétiques supérieures. L'inconvénient des Ne-Fe-B réside dans leur vulnérabilité à la corrosion [3].

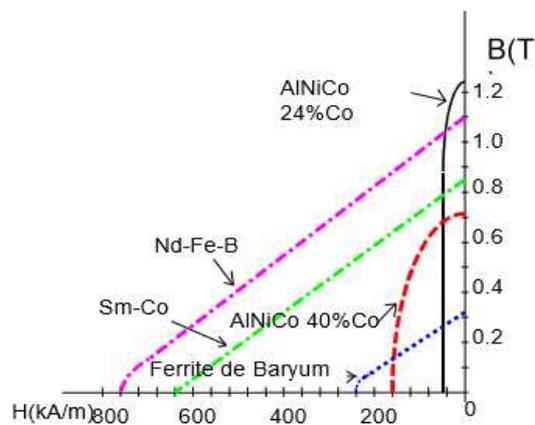


Figure I.10 : Courbe de désaimantation des matériaux magnétiques.

I.2.6.1 Causes de la désaimantation

Le champ magnétique vu par l'aimant peut être variable soit par la modification de la géométrie du circuit magnétique, soit par l'application d'un champ magnétique extérieur variable.

Dans ces deux cas, le point de fonctionnement de l'aimant quitte le cycle d'hystérésis (définie précédemment) pour se placer sur un cycle mineur. Les différentes causes de désaimantation sont les suivants [3] :

❖ Variations de la température

A des températures de fonctionnement qu'on appelle critiques, les grandeurs essentielles de l'aimant, (B_r et H_c), subissent des variations dont les effets se matérialisent par des pertes de flux dans l'entrefer de la machine. On distingue généralement trois sortes de diminutions :

- ✓ Diminutions réversibles d'induction : elles sont annulées par le retour de l'aimant à la température initiale. Elles s'expriment par le coefficient de la température de la rémanence. On ne peut pas les éviter mais on a la possibilité de les prévoir dans l'étude.
- ✓ Diminutions irréversibles d'induction : elles sont dues à la dépendance en température du champ coercitif. En effet, à des températures élevées le champ coercitif diminue et l'aimantation de certaines zones ne peut être ramenée à l'état initial. Ces pertes ne sont pas annulées après retour à la température initiale. Elles ne pourront l'être que par une ré-aimantation.
- ✓ Diminutions irrémédiables d'induction : elles sont dues à la dégradation de la surface de l'aimant, de son oxydation, du changement de sa structure etc.... même après ré-aimantation, les diminutions persistent.

❖ Influence des champs magnétiques – réaction de l'induit

Si un champ de démagnétisation H_M est appliqué à l'aimant et si par la suite on réduit H_M à 0 et l'on retrouve une courbe de désaimantation avec une diminution d'induction rémanente, on dira qu'il y a diminution d'induction irréversible [3].

I.2.7 Intérêts des aimants

Particulièrement avantageux pour la compacité et le rendement dans le cas des petits pôles (petits moteurs ou gros moteurs à très grand nombre de pôles) [7].

I.2.7.1 Avantages

- ❖ Machines plus compactes (les petits moteurs sont presque tous à aimants)
- ❖ Meilleur rendement (recherches actuelles pour les économies d'énergie)
- ❖ Meilleures accélérations pour les moteurs synchrones ou pas à pas

I.2.7.2 Inconvénients

- ❖ Plus coûteux dans le cas des machines à aimant terres rares.
- ❖ Risques de désaimantation (irréversible) : limite de température maximale, courant maximale.

I.2.8 Domaines d'applications [7]

I.2.8.1 Conversion d'énergie mécanique en énergie électrique

Cette conversion concerne les dispositifs suivants :

- générateurs de courant continu ;
- alternateurs ;

I.2.8.2 Conversion d'énergie mécanique en autre forme d'énergie mécanique

On a, dans ce cas, des systèmes à entrefer variable qui permettent :

* L'attraction et la répulsion ; ces fonctions sont notamment utilisées dans :

- la retenue et le levage,
- les thermostats,
- les rappels des touches des claviers,
- les suspensions magnétiques,
- les prothèses dentaires, etc. ;

I.2.8.3 Conversion d'énergie mécanique en énergie thermique

La transmission dans ce cas est toujours asynchrone et n'est pas susceptible de décrochement. Si le couple résistant dépasse le couple maximale, l'arbre mené s'arrête, mais redémarre seul dès que le couple résistant diminue suffisamment.

Les applications les plus courantes sont celles où la vitesse de l'organe mené, rendu immobile, ce principe de transmission est utilisé pour :

- des dispositifs d'amortissement d'oscillations,
- des dispositifs de freinage sans contact,
- des compteurs de vitesse.

I.3 Machine synchrone à aimants permanents

I.3.1 Organisation d'une machine synchrone

Comme tout moteur, la machine synchrone est constitué d'une partie mobile : le rotor et d'une autre fixe : le stator.

I.3.1.1 Stator

Le stator est habituellement l'induit (siège de la transformation de puissance). Il est constitué d'un bobinage triphasé généralement couplé en étoile, découpé en p paire de pôles. Les bobinages sont insérés dans des encoches au sein de culasse en ferrite [8].

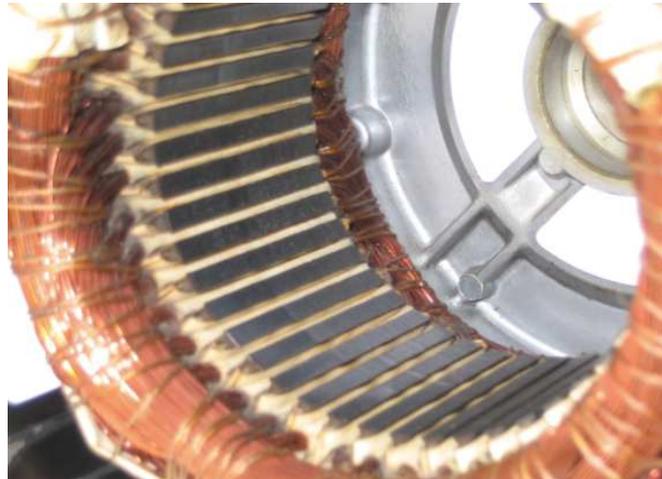
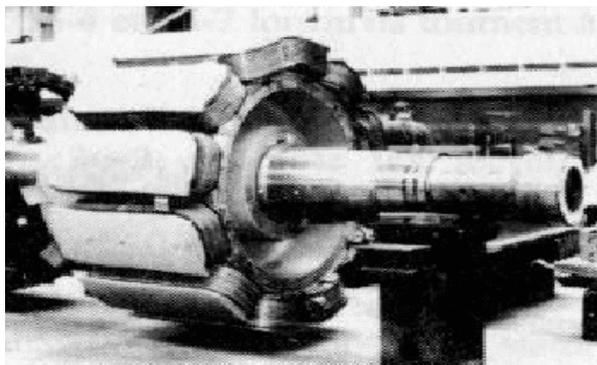


Figure I.11 : Stator d'une machine synchrone.

I.3.1.2 Rotor

De la même manière, l'inducteur est généralement le rotor. Suivant la technologie utilisée, le champ magnétique est créé par des bobinages ou des aimants permanents. Lorsque l'inducteur est bobiné, il est nécessaire de conserver des balais afin de l'alimenter [8].

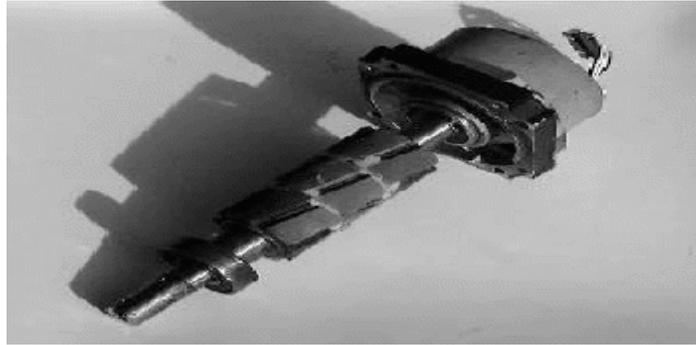
La figure I.12 présente les différents types de rotors dans la machine synchrone.



a. Rotor à pôles saillants.



b. Rotor à pôles lisses.



c. Rotor à aimants.

Figure I.12 Rotors des machines synchrones.

I.3.2 Principe de fonctionnement

Le stator alimenté par un système de tensions triphasé crée un champ tournant dans l'entrefer. Ce champ magnétique tourne à la vitesse de fp tours par secondes avec f est la fréquence d'alimentation des bobinages statoriques, et p le nombre de paires de pôles.

Le rotor composé de p aimants permanents va alors s'aligner avec le champ tournant. Le rotor tourne ainsi à la même vitesse que le champ tournant [8].

I.3.3 Machines synchrones à aimants permanents (MSAP)

Dans les machines synchrones à aimants permanents appelées aussi les machines Brushless (sans balais), les aimants sont situés sur la partie tournante.

Le stator de la machine synchrone à aimant permanent est identique à celui d'une machine asynchrone, il est constitué d'un empilage de tôles magnétiques qui contient des encoches dans lesquelles sont logés trois enroulements identiques décalés entre eux de 120° [9].

Le rotor de la MSAP est généralement de deux types :

- ❖ rotor possédant des pièces polaires, servant à la concentration du flux d'induction dans lequel les aimants sont orientés soit parallèlement soit perpendiculairement à l'entrefer, soit de manière plus complexe. Dans ce type de machine, l'inducteur est à pôles saillants.
- ❖ rotor sans pièces polaires, donc à entrefer constant, dans lequel l'aimantation des aimants est généralement perpendiculaire à l'entrefer.

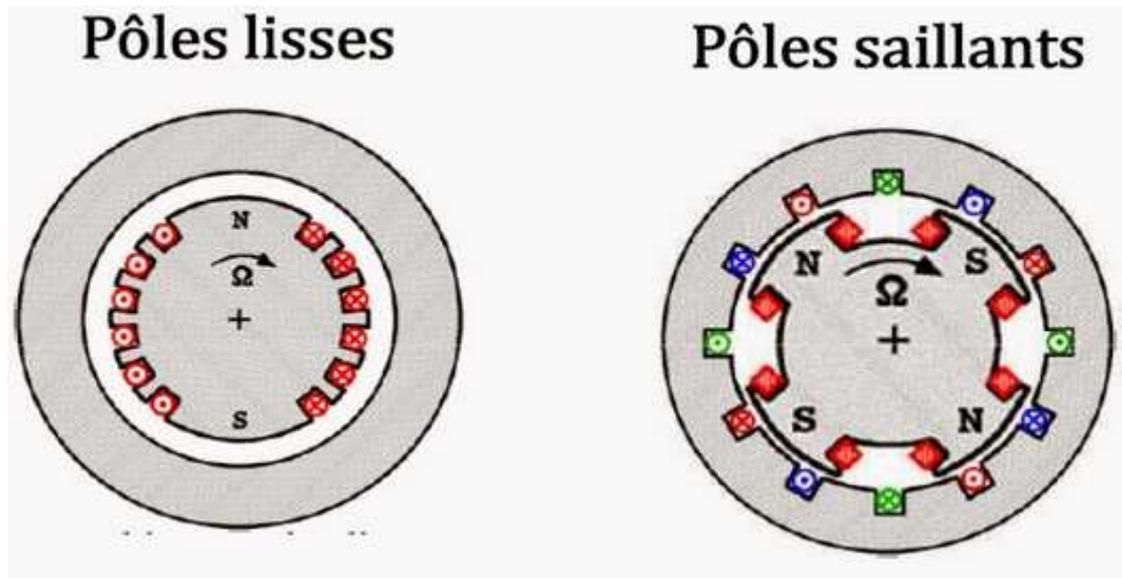


Figure I.13 : Schéma d'une machine synchrone à aimant permanent.

Dans la plupart des applications, un onduleur est nécessaire pour avoir une alimentation avec une tension et une fréquence variables. La figure (I.14) montre le diagramme souvent utilisé dans les dispositifs avec des MSAP. Dans ces systèmes le champ tournant rotorique peut être gardé en synchronisme avec la sortie de l'onduleur pour une vitesse allant de zéro à sa vitesse maximale et cela sans exiger le bobinage à cage [3].

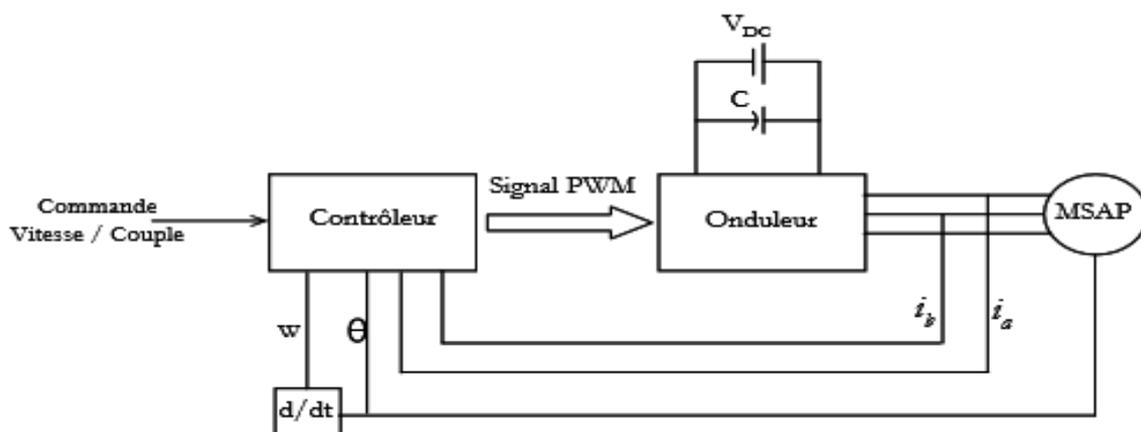


Figure I.14 : Schéma de commande des MSAP.

I.3.3.1 Principe de fonctionnement de la MSAP

Le principe des moteurs à aimants permanents est assez simple. Seules les bobines sont alimentées. Le champ créé par les enroulements oriente le rotor qui est constitué par des

aimants. La figure (I.15) présente un moteur ayant un rotor bipolaire et un stator comportant une paire de pôles. Les phases a et b sont portées par des enroulements opposés. La présence de courants dans les phases oriente le rotor. On définit un “pas” élémentaire θ_p comme étant le déplacement angulaire du rotor lorsque l’alimentation est commutée d’une phase à la suivante. Nous obtenons pour cette structure $\theta_p = 90^\circ$. Ceci correspond au passage de la Figure (I.15.a) à la Figure (I.15.c). Les demi-pas sont obtenus en alimentant deux phases à la fois (Figure (I.15.b)). De nombreux moteurs sur le marché utilisent ce genre de structure [9].

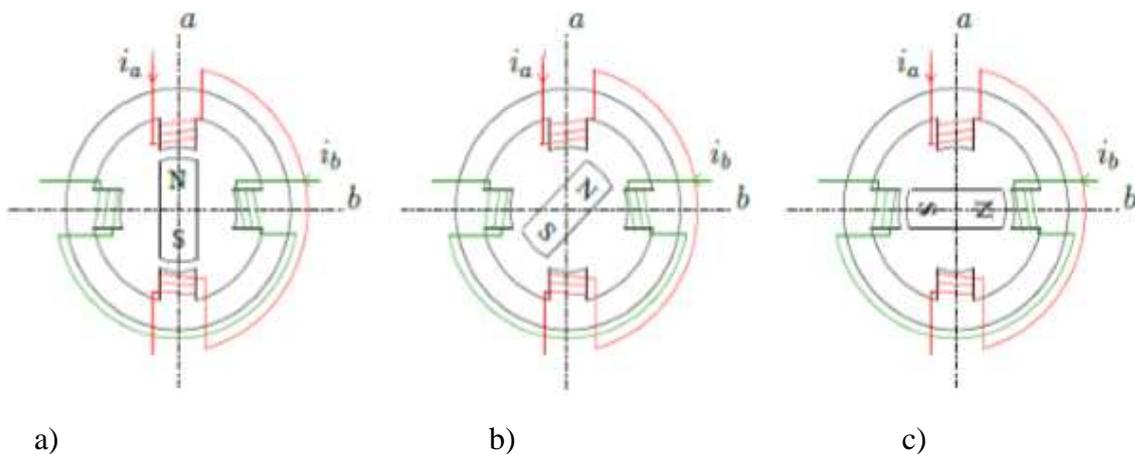


Figure I.15 : Principe de fonctionnement du moteur à aimants permanents.

I.3.3.2 Types de machines synchrones à aimants permanents

Les structures des machines synchrones à aimants permanents sont classées suivant la disposition des aimants sur le rotor. Leurs différentes configurations incluent les machines à flux radial (RFPM) et à flux axial (AFPM).

❖ Machine à flux radial (RFPM)

La machine synchrone à flux radial (RFPM) est la machine à aimant la plus conventionnelle. Elle est employée couramment pour l’entraînement direct. Son stator est identique à celui d’une machine d’induction classique. Ses structures peuvent se présenter, soit avec un rotor placé à l’intérieur ou à l’extérieur (Figure I.16) [1].

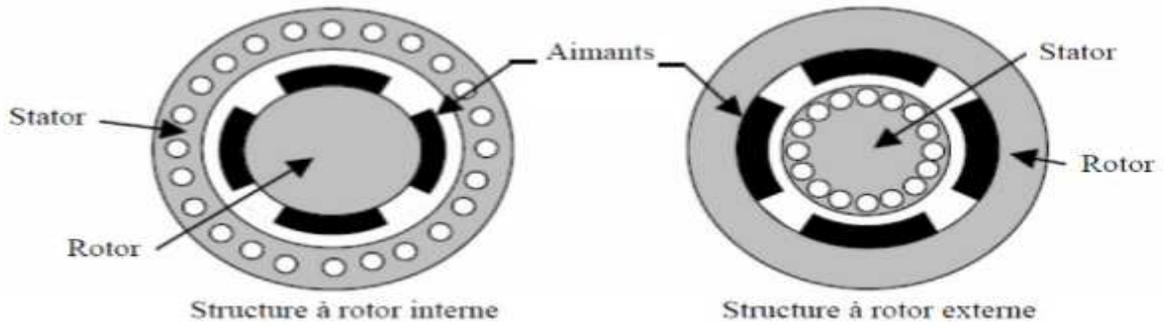


Figure I.16 : Exemple de structures à rotor interne et à rotor externe.

❖ Machines à flux axial (AFPM)

Ces machines dites « discoïdales » ou AFPM représentent une autre solution possible pour les entraînements directs à basse vitesse. Elles comportent un ou plusieurs disques fixes bobinés et un ou plusieurs disques mobiles supportant les aimants permanents. Leurs principaux avantages est l'optimisation de la surface utile de génération du couple, qui se traduit par une puissance volumique importante. Cependant, leur assemblage est très compliqué, à cause des contraintes mécaniques liées aux poussées axiales. Comparées à la structure à flux radial, ces machines se caractérisent par un plus grand diamètre et une longueur axiale relativement plus courte. Le flux provenant des aimants est axial tandis que le courant est dans la direction radiale. Différentes configurations à flux axial existent : celles à structure simple avec un seul rotor associé à un seul stator (Figure I.17) et celles à double entrefer avec soit, un seul stator inséré entre deux rotors (Figure I.18) ou un seul rotor inséré entre deux stators (Figure I.19). L'exploitation des ces machines dans le domaine de traction (vélo électrique et voiture hybride) est très prometteuse [10,11].

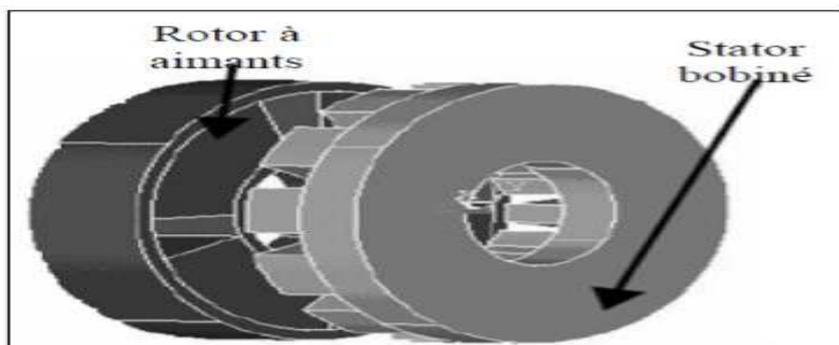


Figure I.17 : Structure à flux axial simple avec un rotor et un stator.

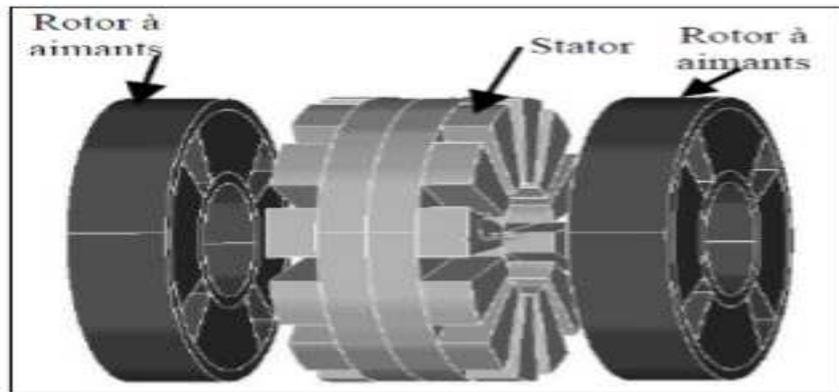


Figure I.18 : Structure à flux axial avec double rotor et un stator.

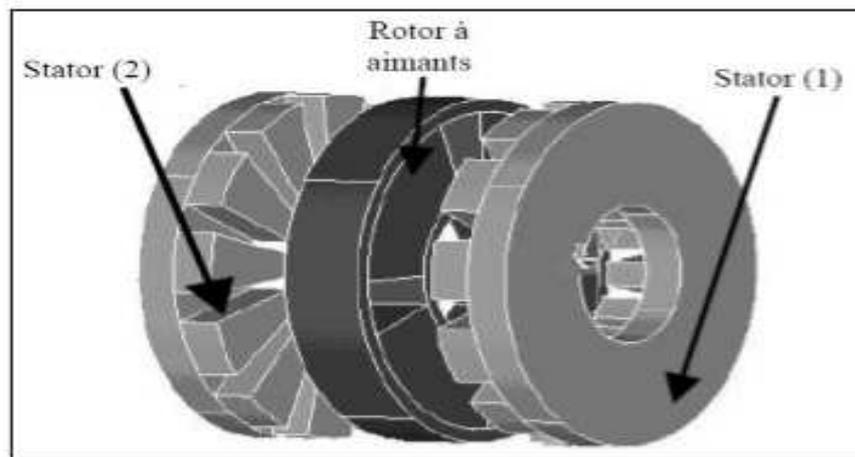


Figure I.19 : Structure à aimantation axiale avec double stator et un rotor.

❖ Machines munies de pièces polaires (rotor saillant)

Le rôle des pièces polaires consiste à élever l'induction dans l'entrefer à une valeur supérieure à celle fournie par les aimants, particulièrement lorsque l'on y ajoute un effet de concentration géométrique du flux magnétique. On peut distinguer deux types de machines avec pièces polaires:

- ✓ les rotors avec aimants sous les pièces polaires comportant des aimants disposés contre le noyau magnétique. Ces aimants peuvent être de forme parallélépipédique à aimantation parallèle ou en forme de tuile aimantée radialement.
- ✓ les rotors à concentration de flux qui utilisent l'aimantation tangentielle d'aimants généralement parallélépipédiques disposés entre les pièces polaires contre un arbre

amagnétique. Ces dernières réalisent une concentration de flux à condition que le nombre de pôles soit suffisamment élevé, ce qui permet d'augmenter le module du champ dans l'entrefer de façon significative [12].

❖ **Machines sans pièces polaires (rotor lisse)**

Les machines sans pièces polaires comportent un rotor dont les aimants sont montés en surface, en périphérie du noyau magnétique rotorique et sont maintenus par collage ou frettage. La frette doit être amagnétique et éventuellement non conductrice si on veut éviter la circulation de courants induits par les harmoniques de l'alimentation. Son épaisseur s'ajoute à l'entrefer mécanique de sorte que l'épaisseur des aimants doit être suffisante afin de fournir un niveau d'induction voulu dans l'entrefer. Ce type de structure se caractérise principalement par une réluctance constante le long de l'entrefer. L'inductance est donc constante et de faible valeur en raison de la perméabilité de l'aimant, souvent proche à celle de l'air, s'ajoutant à un entrefer assez large pour loger la frette sur les rotors intérieurs. On peut obtenir une force électromotrice quasi trapézoïdale si les aimants sont à aimantation radiale et l'entrefer réduit, utile pour une alimentation par courants rectangulaires sans ondulations de couple. La simplicité de réalisation de ces structures les rend particulièrement avantageuses pour des actionneurs performants à faible coût [13].

I.3.3.3 Différentes structures de la machine synchrones à aimants permanents

Les machines à aimants permanents peuvent être construites avec plusieurs configurations rotoriques. Leur classification globale en terme du placement des aimants est la suivante [3] :

- Aimants en surface
- Aimants insérés
- Aimants enterrés
- Aimants à concentration de flux

a. Structures à aimants déposés en surface

Elles sont appelées machines à inducteur lisse en raison de leurs aimants disposés au niveau de l'entrefer sur un noyau ferromagnétique lisse (Figure I.20). Leur aimantation peut être radiale, tangentielle ou combinée. La topologie à rotor interne est généralement la plus utilisée en raison de sa simplicité et son faible coût de réalisation. Cependant elle présente quelques inconvénients. En effet, les aimants permanents sont exposés aux champs de

démagnétisation et sont sujets à des forces centrifuges pouvant causer leur détachement du rotor. La topologie à rotor externe est moins utilisée car plus difficile à réaliser et nécessite plus de volume d'aimant. Par contre, elle présente les avantages suivants [10]:

- ❖ Un diamètre du rotor plus grand que pour les machines conventionnelles à flux radial, permettant d'avoir un nombre plus élevé de pôles et un couple plus grand.
- ❖ Une meilleure qualité de collage des aimants sur le rotor grâce à la force centrifuge qui pousse les aimants vers l'extérieur, rendant leur détachement presque impossible.

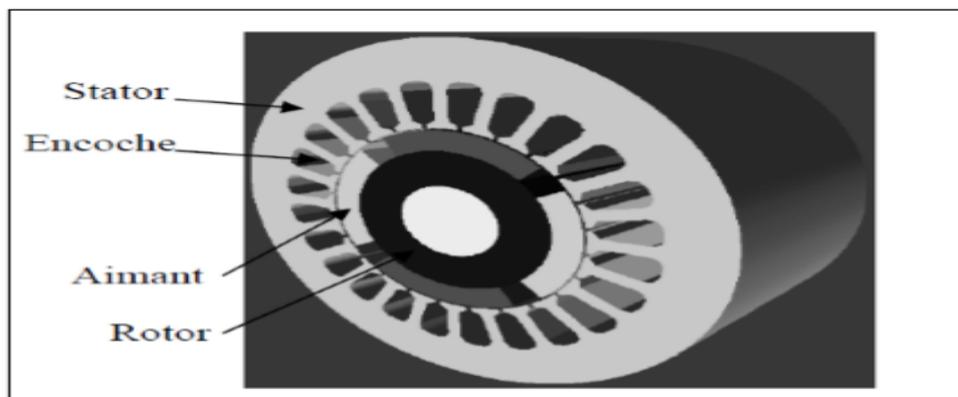


Figure I.20 : Structure à aimants déposés en surface (rotor interne).

b. Structure à aimants insérés

Comme des machines avec aimants en surface, les aimants du type insérés sont aussi montés sur la surface du rotor. Toutefois, les ouvertures entre les aimants permanents sont partiellement remplies avec le fer, comme est montré sur la figure (I.21). Le fer entre les aimants permanents crée une saillance et donne un couple réluctant en plus du couple des aimants. La réactance synchrone de l'axe-q est légèrement supérieure à celle dans l'axe-d [3].

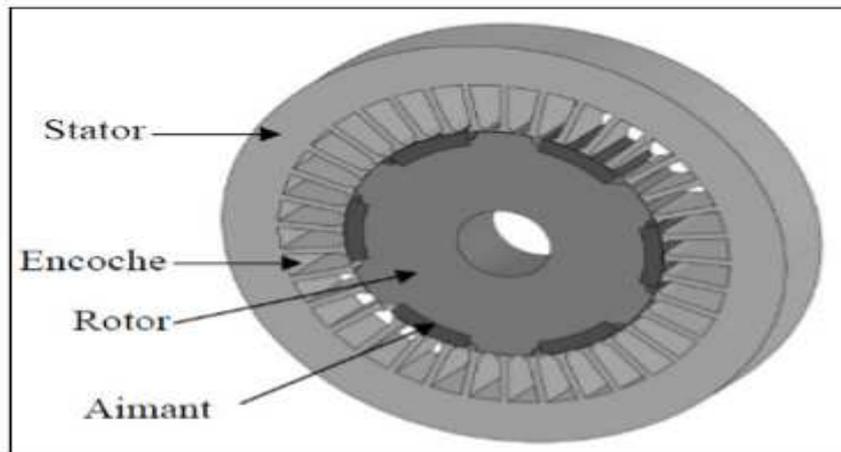


Figure I.21 : Structure à aimants insérés.

c. Structure à aimants enterrés

Les machines à aimants enterrés sont des machines avec des aimants intégrés dans le rotor Figure (I.22) et aimantés radialement. La structure des inducteurs de ce type de machine est à géométrie complexe. La robustesse mécanique de ce type de rotor permet d'atteindre de très grandes vitesses pour des puissances importantes [13].

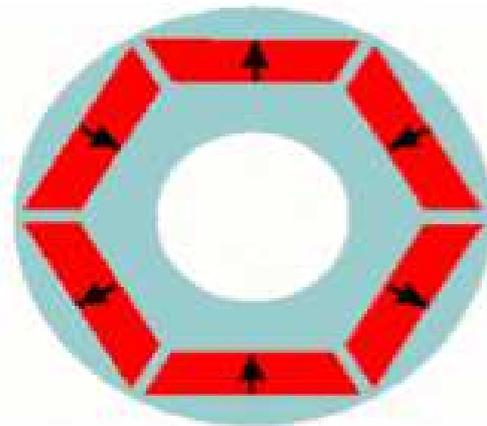


Figure I.22 : Structure à aimants enterrés

d. Structure à aimants à concentration de flux

Une autre façon de placer les aimants permanents dans le rotor est de les enterrer profondément à l'intérieur du laminage rotorique. Ici, les aimants sont magnétisés dans le sens de la circonférence figure (I.23). Les pôles magnétiques se forment alors au niveau des parties

ferromagnétiques du rotor par concentration de flux provenant des aimants permanents. L'avantage de cette configuration par rapport aux autres est la possibilité de concentrer le flux généré par les aimants permanents dans le rotor et d'obtenir ainsi plus d'induction dans l'entrefer. Comme les machines à aimants intérieurs, les aimants permanents de cette dernière sont aussi bien protégés contre la désaimantation et les contraintes mécaniques. La réactance synchrone sur l'axe-q est plus grande que celle de l'axe-d [3].

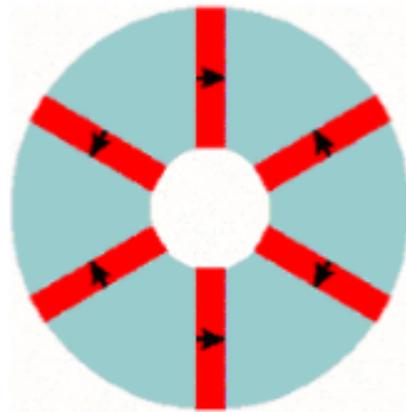


Figure I.23 : Structure à aimants à concentration de flux.

I.3.3.4 Avantages et inconvénients de la machine synchrone à aimants permanents [14]

❖ Avantages

- L'absence d'enroulement rotorique, donc zéro perte au niveau du rotor.
- Le couple volumique et la puissance massique sont importants permettant une meilleure compacité.
- L'absence des collecteurs et des balais, simplifie la construction et l'entretien.
- La densité de flux relativement élevée dans l'entrefer, assure une très bonne performance dynamique.
- Simple à commander

❖ Inconvénients

- Sensible à la température
- Coût total élevé
- Tenue mécanique

I.3.3.5 Applications des machines à aimants permanents

Ces machines ont trouvé un vaste champ d'applications dans plusieurs domaines (équipements domestiques, lecteurs CD/DVD et disques durs d'ordinateur, équipement médical et propulsion des navires). Celles-ci sont utilisées pour des puissances allant de la gamme des microwatts à celle des mégawatts. La figure (I.24) illustre quelques applications de ces machines. Grâce au développement de l'électronique de puissance, l'association machine à aimants avec convertisseur de puissance a trouvé de nombreuses applications dans les domaines très divers tels que la robotique, la technologie de l'espace et dans d'autres applications plus particulières (domestiques) [1].

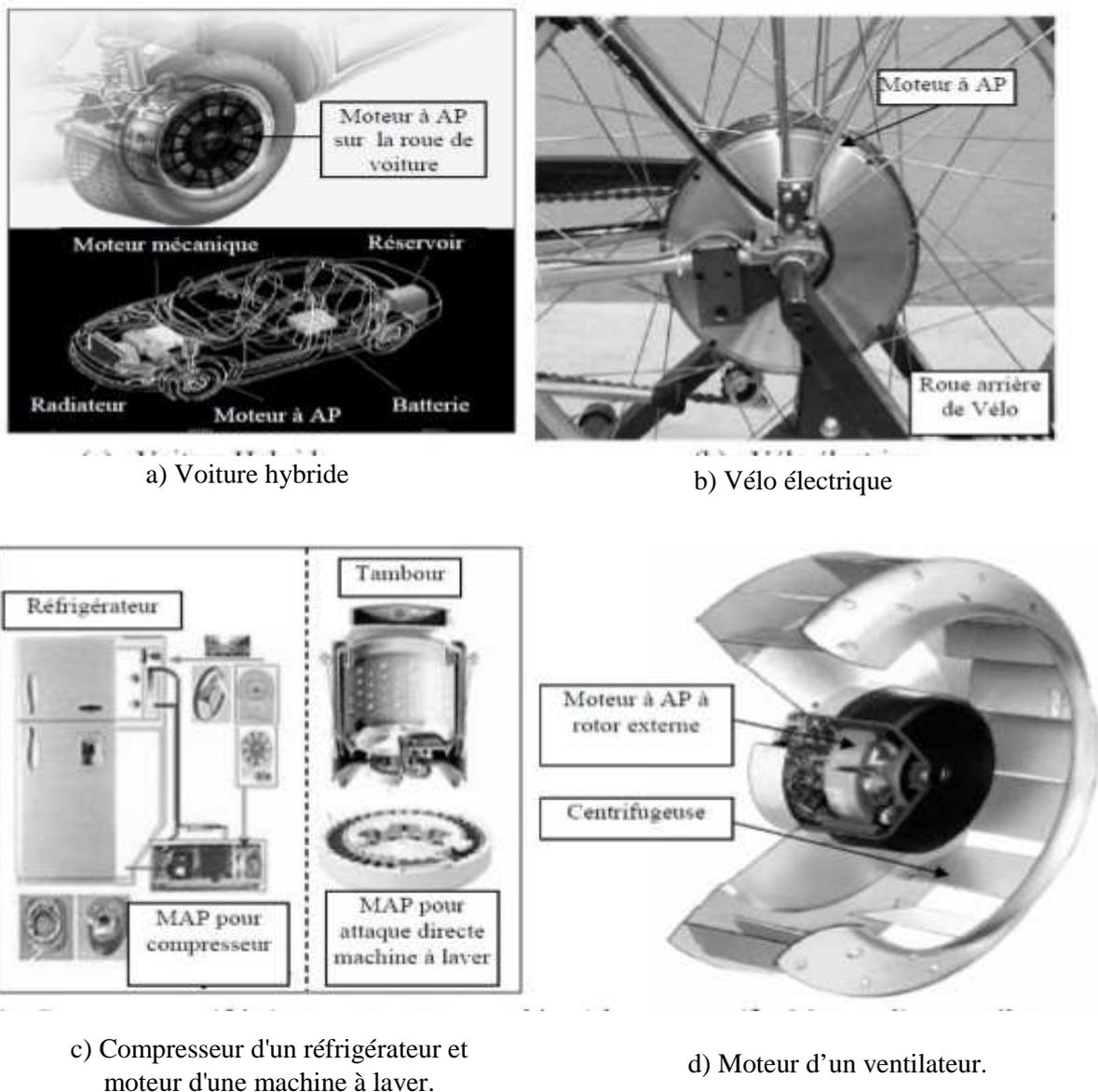


Figure I.24 : Principales applications des machines à aimants permanents.

I.4 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons fait une présentation des aimants permanents englobant leurs caractéristiques, classification, problème de désaimantation ainsi que leurs applications industrielles. Parmi ces applications, l'intérêt principal a été attribué aux machines synchrones à aimants permanents.

La modélisation par le calcul du champ électromagnétique afin d'étudier et analyser les performances de ces machines fera l'objet du prochain chapitre.

II.1 Introduction

Le fonctionnement des machines électriques est directement lié à la distribution des lignes de champ magnétique au sein de leurs structures. La considération du comportement électromagnétique local de la machine permet d'avoir une modélisation plus précise. La solution numérique des équations de Maxwell régissant le comportement des champs électromagnétiques et la prise en considération des équations électriques représentant le circuit d'alimentation de la machine, permet de réduire les simplifications faites dans les modèles classiques et ainsi d'avoir un modèle plus proche de la machine réelle [1].

Dans ce chapitre, nous nous intéressons à la modélisation par le calcul du champ électromagnétique d'une machine synchrone à aimants permanents montés en surface, MSAP, où et tout au début, la problématique de la conception et du dimensionnement de ce type de machines est présentée, ensuite, la méthodologie de conception adoptée est détaillée, et enfin, la dernière partie du chapitre est consacrée à la modélisation numérique par la méthode des éléments finis de la machine ainsi que la démarche de sa conception optimale via un processus d'optimisation automatique.

II.2 Dimensionnement de la machine synchrone à aimants permanents

Dans le chapitre précédent, on a cités quatre structures de machines synchrones à aimants permanents qui se distinguent principalement par la géométrie du rotor. La méthode de dimensionnement du stator est la même pour toutes les structures. Bien que le calcul des dimensions du rotor dépende de la géométrie choisie, la méthode utilisée suit toujours le même formalisme. On découple les calculs du stator et du rotor. Afin de simplifier les calculs, on prend comme hypothèses que :

- Les circuits magnétiques ont une perméabilité infinie;
- On néglige les effets de la saturation.

On définit tout d'abord les variables d'entrées du dimensionnement. Ces variables sont fixées pour déterminer toutes les dimensions géométriques de la machine : la charge linéique

au stator A , l'induction magnétique dans l'entrefer B, le diamètre d'alésage de l'entrefer D , épaisseur de l'entrefer mécanique e , la densité de courant au stator J , l'épaisseur d'aimant (aimantation radiale) e_a , l'induction rémanente d'aimant B_r , le nombre de phases Q ,le nombre d'encoches z , le nombre de paires de pôles p . Les valeurs de ces variables dépendent de la structure choisie et du cahier des charges [15].

II.2.1 Configuration de la machine étudiée

Soit une machine synchrone à aimants permanents, constituée de trois phases au stator et des aimants permanents au rotor avec 2 paires de pôles. La configuration de la machine avec ses paramètres géométriques considérée dans cette étude est présentée sur la figure II.1 [12].

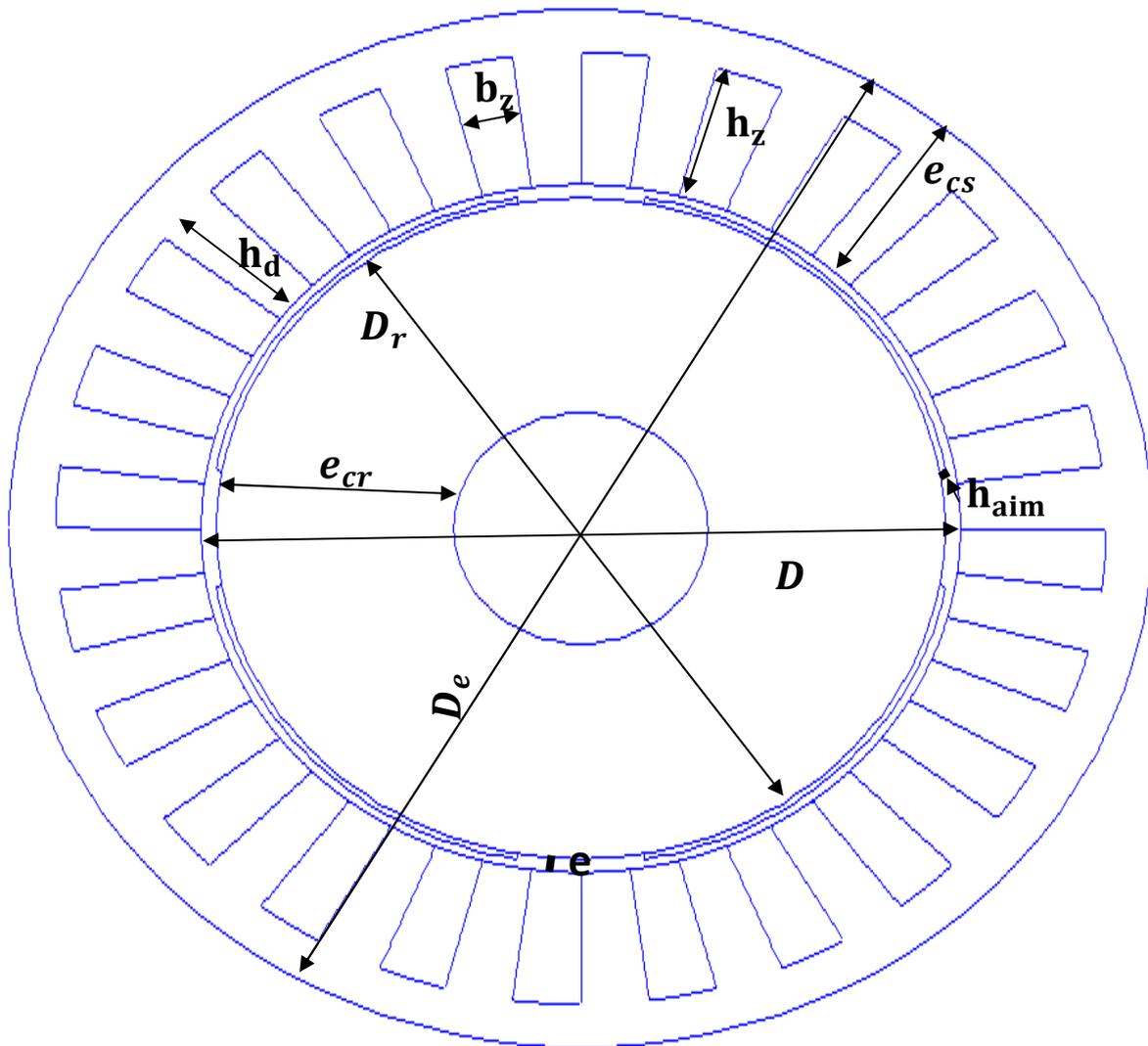


Figure II.1: configuration de la machine avec ses paramètres géométriques

II.2.1.1 Structure géométrique

La structure géométrique de la machine synchrone à aimants permanents adoptée dans ce travail est décrite à l'aide de points, de segments de droites et d'arcs comme l'indique la figure II.1.

Un enchaînement de procédures a été suivi pour réaliser cette étape [1]:

- Création d'un système de coordonnées.
- Insertion et identification des points suivant le type de coordonnées.
- Création et identification des segments et arcs.
- Création et identification des différentes faces.

II.2.2 Démarche de dimensionnement

Le principe du dimensionnement repose sur le choix de plusieurs paramètres d'entrée que l'utilisateur modifie à son gré. Nous allons montrer qu'à partir d'un choix judicieux des paramètres d'entrée, des relations analytiques permettent de déterminer toutes les dimensions définissant la machine [16].

II.2.2.1 Définition des paramètres

Nous allons ici définir les paramètres géométriques de la machine que nous utiliserons lors de la modélisation.

e : épaisseur de l'entrefer;

e_{CS} : épaisseur de la culasse statorique;

e_{CR} : épaisseur de la culasse rotorique;

D_r : diamètre rotorique;

D : diamètre d'alésage;

D_e : diamètre extérieure;

h_{aim} : hauteur de l'aimant;

e_{aim} : épaisseur de l'aimant;

h_z : profondeur de l'encoche;

b_z : largeur de l'encoche;

h_d : hauteur de la dent.

II.2.2.2 Hypothèses de dimensionnement

Ayant effectué les choix initiaux issus de l'analyse du cahier des charges et à partir des propriétés générales des différentes solutions, un module de dimensionnement basé sur un modèle analytique et des équations algébriques a été développé [17].

II.2.3 Méthodes de dimensionnement et calcul des MSAP

Ils existent plusieurs méthodes pour le dimensionnement des machines électriques, c'est un domaine très large dont l'approche utilise beaucoup d'hypothèses. La méthode en général ne change pas puisque on remarque toujours un même cheminement qui autorise à dimensionner le stator suivi par un calcul du rotor. Les caractéristiques statiques et dynamiques sont calculées d'après les schémas équivalents de la machine. Par la suite nous vous proposons une liste de quatre méthodes de calcul non exhaustives rencontrées dans notre recherche bibliographique [18].

II.2.3.1 Première méthode

Cette méthode proposée par Marcel JUFER [19] et Jean-Claude SABONNADIÈRE [20], repose sur le calcul en utilisant pour commencer les formules de dimensionnement du Fer statorique ensuite ils entament le calcul rotorique : Le dimensionnement du circuit magnétique, est basé sur les contraintes suivantes [18] :

- Imposer un niveau d'induction correspondant au coude de saturation de façon à limiter les chutes de potentiel et les pertes fer, tout en diminuant le volume et la masse du fer ; puis définir ce niveau d'induction par la géométrie et le principe de conservation du flux magnétique.
- Le diamètre d'alésage et la longueur active sont les dimensions caractéristiques du processus de dimensionnement. Mais le facteur clé associé est l'induction radiale dans l'entrefer, sa distribution sera admise sinusoïdale.

II.2.2.2 Deuxième Méthode

Cette deuxième méthode à caractère pédagogique utilisée à l'école polytechnique de MONREAL est une méthode à but didactique, La méthode suggérée offre une certaine marge de manœuvres, des compromis doivent être faits pour le choix de certains paramètres comme le diamètre d'alésage du moteur par exemple, le résultat obtenu doit quelquefois faire l'objet de changement afin de satisfaire les exigences visées, Cette méthode inclue aussi les dispersions due à la disposition en biais des encoches rotoriques [18].

II.2.2.3 Troisième méthode

Cette procédure réuni le calcul et la conception assistée par ordinateur de la machine, et emprunte différentes phases de calcul suivant un ordre chronologique. Cette approche est basée sur le principe de conception de G.KOUSKOFF [19] et LIWSCHITZ [19]. Sauf qu'on impose les données géométriques d'une machine industrielle déjà existante, comme contraintes auxquelles nous devons nous soumettre. Les résultats numériques du calcul sont comparés avec ceux donnés par la méthode des essais classiques puis traités par une analyse dynamique simulée du comportement de la machine en vue de mettre au point la corrélation et la concordance de ces résultats de conception avec ceux délivrés par le constructeur de la machine étudiée [18].

II.2.2.4 Méthode Classique « calcul de LIWSCHITZ »

Cette méthode est une approche analytique qui permet le dimensionnement des différentes parties de la machine stator, rotor, électrique, magnétique. Elle est basée sur des formules empiriques et des abaques [18].

II.3 Modélisation de la machine synchrone à aimants permanents

La machine synchrone à aimants permanents montés en surface (MSAP) comporte, au stator, un enroulement triphasé représenté par les trois axes (a, b, c) déphasés, l'un par rapport à l'autre, de 120° électrique (figure II.2) et au rotor des aimants permanents assurant son excitation [8].

En fonction de la manière dont les aimants sont placés, on peut distinguer deux types de rotors :

- Dans le premier type, les aimants sont montés sur la surface du rotor offrant un entrefer homogène, la machine est appelée à rotor lisse et les inductances ne dépendent pas de la position du rotor.
- Dans le deuxième, par contre, les aimants sont montés à l'intérieur de la masse rotorique et l'entrefer sera variable à cause de l'effet de la saillance. Dans ce cas, les inductances dépendent fortement de la position du rotor.

Dans ce travail nous avons calcul les dimensionnes pour le premier type de rotor.

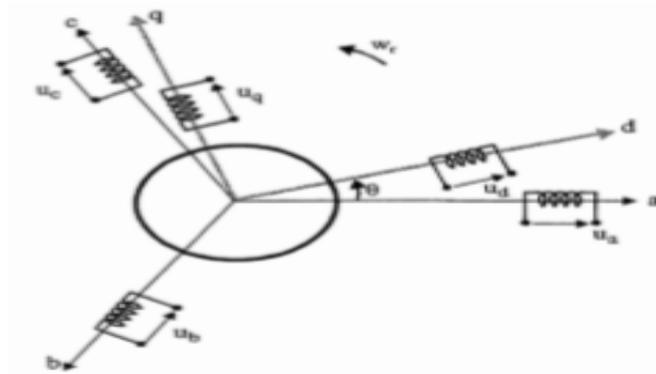


Figure II.2 : Référentiel a, b, c et le référentiel d, q.

Le diamètre du rotor du premier type est moins important que celui du deuxième ce qui réduit considérablement son inertie en lui offrant la priorité dans l'entraînement des charges rapides.

Les hypothèses simplificatrices usuelles adoptées dans la modélisation de la machine, données dans la majorité des références [21]:

- La distribution sinusoïdale de le F.M.M créée par les enroulements du stator;
- La résistance des enroulements ne varie pas avec la température.

II.3.1 Modélisation de la MSAP par le calcul du champ électromagnétique

Depuis plusieurs années, grâce à l'évolution en puissance de calcul et en capacité mémoire des ordinateurs, la modélisation des dispositifs électromagnétiques est de plus en plus faite à l'aide des méthodes numériques, comme la méthode des éléments finis. Ces méthodes numériques permettent en effet de décrire de manière de plus en plus précise le

fonctionnement de ces dispositifs où interviennent des phénomènes complexes comme les courants induits, les mouvements ou l'interaction avec le circuit électrique extérieur [1].

II.3.1.1 Modèle électromagnétique

Le comportement des phénomènes électromagnétiques est résumé par l'emploi des équations de Maxwell, où la détermination du champ électromagnétique dans un système peut être obtenue à partir de ces équations en utilisant, soit des potentiels scalaires ou des potentiels vecteurs. Elles sont regroupées en trois groupes [15].

❖ Equations de couplage et conservation

- Loi de Maxwell-Faraday

$$\overrightarrow{\text{rot}}\vec{E} = - \frac{\partial \vec{B}}{\partial t} \quad (\text{II.1})$$

- Loi de Maxwell-Ampère

$$\overrightarrow{\text{rot}}\vec{H} = \vec{J}_c + \vec{J}_D \quad (\text{II.2})$$

- Conservation du flux magnétique

$$\text{div}\vec{B} = \vec{0} \quad (\text{II.3})$$

- Loi de Maxwell-Gauss

$$\text{div}\vec{D} = \rho \quad (\text{II.4})$$

Où

\vec{E} : Champ électrique [v/m].

\vec{B} : L'induction magnétique [T].

\vec{D} : L'induction électrique [A.S/m²].

\vec{H} : Champ magnétique [A/m].

ρ : La densité de la charge d'espace [C/m³].

- \vec{J}_c exprime la densité de courant de conduction électrique induit ou inducteur donnée par :

$$\vec{J}_c = \vec{J}_s + \vec{J}_{\text{ind}} \quad (\text{II.5})$$

➤ \vec{J}_s étant la densité de courant source et \vec{J}_{ind} représente la densité de courant résultant de phénomène induit.

➤ \vec{J}_D représente la densité de courant de déplacement dont l'expression est la suivante :

$$\vec{J}_D = \frac{\partial \vec{D}}{\partial t} \quad (\text{II.6})$$

❖ Equations de milieux

Les champs vectoriels ne sont pas indépendants les uns des autres, leur liaison est fonction de milieu où ils régent. Ainsi pour définir complètement le phénomène électromagnétique à l'intérieure d'un milieu isotrope et homogène, on ajoute aux équations précédentes les lois de comportement de ce milieu. Elles sont les suivantes [22] :

- Loi d'Ohm généralisée avec mouvement

$$\vec{j} = \sigma(\vec{E} + \vec{v}_d \wedge \vec{B}) \quad (\text{II.7})$$

En l'absence de mouvement, l'équation (II.7) devient :

$$\vec{j} = \sigma \vec{E} \quad (\text{II.8})$$

- Relation magnétique :

$$\vec{B} = \mu \vec{H} + \vec{B}_r \quad (\text{II.9})$$

- Relation diélectrique :

$$\vec{D} = \varepsilon \vec{E} \quad (\text{II.10})$$

Où

\vec{v}_d : La vitesse de déplacement des parties mobiles.

σ : La conductivité électrique[S/m].

\vec{B}_r : Induction rémanente de l'aimant permanent[T].

μ : Perméabilité [H/m].

ε : La permittivité électrique [F/m].

❖ Hypothèses simplificatrices

En pratique, il est généralement usuel de simplifier les équations de Maxwell précédentes on se basant sur les conditions de travail.

L'une des plus importantes simplifications est celle de négliger la densité du courant de déplacement dans le matériau conducteur, parce que leur densité est très faible par rapport à celle de conduction [23].

Donc, la loi d'Ampère s'écrit comme suit :

$$\overline{\text{rot}}\vec{H} = \vec{J}_c \quad (\text{II.11})$$

Avec :

$$\vec{J}_c = \vec{J}_s + \overline{\text{rot}}\vec{D} \quad (\text{II.12})$$

A partir des équations de Maxwell précédentes, on peut définir la loi de conservation de la densité de courant.

On a : $\overline{\text{rot}}\vec{H} = \overline{\text{rot}}\vec{D} + \vec{J}_s$ et $\text{div}(\overline{\text{rot}}\vec{H}) = 0$ et $\text{div}\vec{D} = \rho$

Donc :

$$\text{div}\vec{J} = -\frac{\partial\rho}{\partial t} \quad (\text{II.13})$$

Une notre simplification consiste à négliger la charge d'espace dans les matériaux conducteurs ($\rho=0$).

L'équation de conservation de la densité de courant (II.13) s'écrit comme suit :

$$\text{div}\vec{J} = 0 \quad (\text{II.14})$$

II.3.1.2 Formulation du champ électromagnétique

Pour la résolution des équations de Maxwell, des variables d'état de type champs électrique \mathbf{E} et magnétique \mathbf{H} sont directement utilisées. Des variables de type potentiel peuvent aussi être introduites.

Dans le cas des problèmes électromagnétiques tridimensionnels, plusieurs formulations en termes de potentiels magnétiques et électriques, scalaires ou vecteurs ont été proposées dans la littérature scientifique.

La formulation en potentiel vecteur magnétique \mathbf{A} et la formulation en potentiel vecteur magnétique \mathbf{A} associé au potentiel scalaire électrique V semblent être les plus adaptées pour les problèmes bidimensionnels magnétostatiques et magnétodynamiques respectivement [22].

- **Equation magnétostatique**

Dans le cas magnétostatique, le champ est produit par des courants indépendants du temps. A partir de l'équation (II-3), on définit le potentiel vecteur magnétique. Les équations à résoudre dans ce cas sont les suivantes [24] :

$$\vec{B} = \text{rot} \vec{A} \quad (\text{II.15})$$

$$\text{rot} \vec{H} = \vec{J}_s \quad (\text{II.16})$$

$$\vec{B} = \mu \cdot \vec{H} + \vec{B}_r \quad (\text{II.17})$$

La combinaison des équations (II.15), (II.16), et (II.17) nous donne l'équation électromagnétique magnétostatique suivante :

$$\text{rot} (\text{rot} \vec{A}) = \vec{J}_s \quad (\text{II.18})$$

Dans le cas de la présence d'aimants permanents, la relation (II.18) sera combinée à la relation (II.17) et devient :

$$\text{rot} (\text{rot} \vec{A}) = \vec{J}_s + (\text{rot} \vec{B}_r) \quad (\text{II.19})$$

- **Equation magnétodynamique**

Dans le cas des systèmes alimentés par des sources variables dans le temps et dans lesquels il y a présence de courants induits produits par la variation du champ dans le temps, La combinaison des équations (II.1) et (II-15) donne [24]:

$$\text{rot} \left(\vec{E} - \frac{\partial \vec{A}}{\partial t} \right) = 0 \quad (\text{II.20})$$

A partir de la relation (II-20), on peut définir un potentiel scalaire électrique V tel que :

$$\vec{E} - \frac{\partial \vec{A}}{\partial t} = -\text{grad} V \quad (\text{II.21})$$

❖ Loi de comportement magnétique

$$\vec{B} = \mu \cdot \vec{H} + \vec{B}_r \quad \text{Ou} \quad H = \nu(B - B_r) \quad (\text{II.22})$$

❖ Loi d'Ohm en mouvement

$$\vec{j} = \sigma(\vec{E} + \vec{v} \wedge \vec{B}) \quad (\text{II.23})$$

La combinaison des équations (II.21) et (II.22), donne :

$$\vec{j} = -\sigma \left(\frac{\partial \vec{A}}{\partial t} + g\vec{r}\vec{a}d v \right) \quad (\text{II.24})$$

En remplaçant la relation (II.24) dans la relation (II.16), on aboutit à l'équation magnétodynamique suivante :

$$r\vec{o}t v r\vec{o}t \vec{A} + \sigma \left(\frac{\partial \vec{A}}{\partial t} + g\vec{r}\vec{a}d v \right) = \vec{j}_s \quad (\text{II.25})$$

Dans le cas de la présence des aimants permanents, la relation (II.25) sera combinée à la relation (II.22) et devient :

$$r\vec{o}t v r\vec{o}t \vec{A} + \sigma \left(\frac{\partial \vec{A}}{\partial t} + g\vec{r}\vec{a}d v \right) = \vec{j}_s + r\vec{o}t v \vec{B}_r \quad (\text{II.26})$$

II.3.2 Résolution des équations différentielles aux dérivées partielles

Plusieurs méthodes peuvent être utilisées pour résoudre les EDP du champ électromagnétique. On peut les classer en trois grandes familles : analytiques, semi-analytiques et numériques.

II.3.2.1 Méthodes analytiques

Ces méthodes consistent à la résolution analytique de l'EDP pour en faire sortir une solution sous une forme explicite $y = f(x)$, ou encore sous une forme implicite $f(x, y) = 0$. Les méthodes analytiques consistent à rechercher la solution exacte du problème en résolvant les équations qui régissent le modèle [25].

II.3.2.2 Méthodes semi-analytiques

Les méthodes semi analytiques ne résolvent pas directement l'équation de diffusion électromagnétique car elles font usage à l'expression analytique du potentiel vecteur magnétique donnée par la formule de Biot et savart. Cette classe de méthode reste limitée, car elle est exploitée dans le cas des milieux linéaires seulement [26].

II.3.2.3 Méthodes numériques

Ces méthodes sont connues par leur robustesse et puissance pour la résolution des problèmes électromagnétiques à géométries complexes et avec de fortes non-linéarités physiques. Elle regroupe trois méthodes [22] :

- Méthode des différences finies (MDF)
- Méthode des volumes finis (MVF)
- Méthode des éléments finis (MEF)

Dans notre travail de modélisation, nous intéressons à la méthode des éléments finis.

➤ Méthode des éléments finis

La méthode des éléments finis est devenue un outil très répandu. Elle consiste à chercher une solution approchée à partir d'une discrétisation du domaine.

Cette méthode ne s'applique pas directement aux équations aux dérivées partielles, mais à une formulation intégrale qui est équivalente au problème à résoudre, en utilisant l'une des deux approches suivantes [15]:

- La méthode des résidus pondérés ou méthode projective qui consiste à minimiser le résidu induit par l'approximation de la fonction inconnue.
- La méthode variationnelle qui consiste à minimiser une fonctionnelle qui représente généralement l'énergie du système étudié.
 - **Principe du calcul par éléments finis**

Le principe de calcul par éléments finis est de diviser la structure étudiée en un nombre important d'éléments de dimensions finies puis de résoudre les équations de Maxwell sur chacun de ces éléments. Les conditions aux limites de chaque élément sont fixées par les éléments voisins. La combinaison de tous ces éléments de calcul permet alors de connaître l'état magnétique de la structure complète et donc d'effectuer des calculs de flux, de force, et inductance.....etc [15].

La méthode des éléments finis discrétise une formulation intégrale de l'équation aux dérivées partielles pour conduire à un système d'équations algébriques qui fournit une solution approchée du problème étudié [15].

- **Etapas principales de la méthode des éléments finis [15]**

La mise en œuvre de la méthode des éléments finis repose sur trois étapes essentielles :

- ✓ Formulation des équations aux dérivées partielles à partir des lois physiques.
- ✓ Transformation des équations en un système algébrique qu'il convient de résoudre pour obtenir la solution du problème posé.
- ✓ Exécution des problèmes sur ordinateur à partir de logiciel approprié.

II.4 Conception optimale des machines électriques

La démarche de conception peut prendre deux chemins complètement différents suivant les moyens et les outils en présence.

- La première approche, appelée approche direct, basée sur l'utilisation des outils et des logiciels d'analyse pour faire la simulation des performances des machines dont l'utilisateur doit proposer les structures et les dimensions.
- La deuxième approche, appelée approche inverse ou indirecte, consiste à trouver la structure et les dimensions de la machine qui remplissent l'ensemble des performances exigées par le cahier des charges. Elle utilise des processus itératifs composés d'une suite d'essais et d'erreurs qui aboutissent souvent à plus d'une solution, voire une infinité de solutions, tandis que, l'approche directe conduit habituellement à une solution unique [2].

En électrotechnique, le problème inverse de conception est traité de trois manières différentes.

La première utilise une approche procédurale visant à faire séquentiellement les différentes étapes nécessaires. Elle comporte des tests et des retours en arrière pour remettre en cause des choix non judicieux. Cette procédure est ensuite implantée en utilisant des outils informatiques tels que les tableurs et la méthode des plans d'expériences [2].

La deuxième utilise une approche basée sur les techniques de l'intelligence artificielle est un system expert qui peut reproduire le raisonnement d'un expert humain. Cette tâche englobe toutes les connaissances et les règles nécessaires à une procédure de conception. Ce raisonnement peut être utilisé pour la démarche de conception [27].

La troisième approche de résolution, largement employée en électrotechnique, consiste en la formulation du problème inverse en terme de problème d'optimisation non linéaire sous contraintes [28].

II.4.1 Méthodologie de conception adoptée

La méthodologie d'optimisation de la MSAP est composée de quatre étapes fondamentales imbriquées de sorte que chacune d'elles peut être l'objet d'une remise en question si l'une des contraintes du cahier de charges n'est pas satisfaite.

II.4.1.1 Définition de la structure

La première phase consiste à choisir l'ensemble des éléments (système) le plus adéquat à l'application ce qui sous-entend de définir simultanément une structure électromagnétique, une structure de convertisseur ainsi qu'un type de commande [2].

II.4.1.2 Modélisation en vue du dimensionnement

La deuxième étape consiste à écrire les équations mathématiques traduisant les phénomènes physiques (électromagnétique, mécanique, thermique...) régissant le fonctionnement de chaque élément, ainsi que celles permettant de simuler le système. C'est sans doute l'étape la plus délicate et la plus coûteuse du processus d'optimisation, car la formulation mathématique d'un problème n'est jamais unique. Elle dépend fortement de la nature des critères d'optimisation considérés : optimisation globale du système ou optimisation locale d'un objet [2].

II.4.1.3 Dimensionnement en terme d'optimisation

La troisième phase consiste à chercher les dimensions optimales de la structure en conformité avec le cahier des charges. Cette recherche est exprimée en terme d'un problème d'optimisation multi-physique et sous contraintes, qui peut être résolu en utilisant des méthodes statistiques, déterministes ou bien stochastiques [2].

II.4.1.4 Modélisation par éléments finis

Lors de la dernière étape, la structure optimisée est modélisée finement en tenant compte des caractéristiques non linéaires des matériaux en présence, par le biais de la méthode des

éléments finis. Cette dernière phase devrait permettre de valider les choix initiaux et conduire à un premier prototypage ou de revenir à une des étapes précédentes en cas de problèmes [2].

II.4.2 Formulation du problème inverse de conception en terme d'optimisation non linéaire sous contraintes

Comme l'ont démontré plusieurs auteurs [20], [28], [29], le problème de dimensionnement en électrotechnique peut s'écrire sous forme de problème d'optimisation multicritère et sous contraintes suivant :

$$\begin{cases} \min\{F(x)\} \\ h_k(x) \leq 0 & k \in [1, p] \\ g_j(x) \leq 0 & j \in [1, q] \\ x_i^l \leq x_i \leq x_i^u & i \in [1, n] \end{cases} \quad (\text{II.15})$$

où $F(x)$ est la fonction objectif composée des critères à minimiser. Ces critères peuvent inclure les performances de la structure que nous cherchons à optimiser (pertes, coût, volume, masse,...). x est un vecteur de n composantes qui sont les paramètres d'optimisation (dimensions géométriques, grandeurs physiques,...). $h(x)$ et $g(x)$ sont des fonctions qui dépendent de ces paramètres et représentent les contraintes d'égalités et d'inégalités sur les performances et les caractéristiques physiques de la structure (densité de courant, inductions maximales, rendement...) [2].

II.4.3 Méthodes de résolution

Les principales méthodes employées pour résoudre le problème constituent deux grandes classes. La première de ces classes regroupe les méthodes dites primales. Ces méthodes opèrent directement sur le problème sans transformation préalable. Elles consistent à résoudre le système d'équations non linéaire composé par les contraintes d'égalité et ne retenir comme solutions que celles qui remplissent les contraintes d'inégalité, et qui sont les mieux adaptées aux objectifs formulés. La deuxième classe regroupe les méthodes de transformation. Ces méthodes transforment le problème d'optimisation avec contraintes en une séquence de problèmes d'optimisation sans contraintes [2].

II.4.3.1 Méthodes d'optimisation sans contraintes

Dans la pratique, on classe les méthodes d'optimisation, d'une part, suivant la façon avec laquelle elles explorent l'espace de recherche (déterministe ou heuristique, locale ou globale), et d'autre part, suivant la nature des informations qu'elles exploitent (continuité, différentiabilité de la fonction objectif) [2].

❖ Méthodes déterministes

Les méthodes déterministes sont des méthodes qui conduisent pour une première solution donnée toujours au même résultat finale. Elle s'appuient sur première direction de recherche qui peut être fournie par les dérivées de la fonction objectif. Ces méthodes sont efficaces lorsque la solution initiale est proche de l'optimum recherché [27].

❖ Méthodes stochastiques

Contrairement aux méthodes déterministes, les méthodes stochastiques explorent l'espace des solutions d'une façon probabiliste. Elles se révèlent très intéressantes que les méthodes déterministes pour plusieurs raisons [2]:

- elles ne requièrent que la valeur de la fonction objectif, et ne nécessitent donc ni continuité ni différentiabilité.
- elles ne nécessitent pas la connaissance d'un point de départ, elles sont globales et couvrent tout l'espace de recherche.

II.4.3.2 Traitement des contraintes

Le traitement des contraintes se fait souvent à base d'une méthode de pénalité intérieure ou extérieure, ou encore à l'aide de la méthode de Lagrangien augmenté. Les techniques de pénalités reposent sur la théorie de Lagrange et de Kuhn et Tucker. Leur concept de base est de transformer la résolution du problème d'optimisation avec contraintes en une suite de résolutions de problème d'optimisation sans contraintes en associant à l'objectif une pénalisation dans l'évaluation s'arrête dès qu'une des contraintes est violée [2].

II.5 Conclusion

Dans ce chapitre, l'accent a été mis sur le dimensionnement, le calcul, la modélisation et l'optimisation des machines électriques, notamment celles synchrones à aimants permanents.

Ces différentes étapes et l'étude de l'influence de la température sur l'induction magnétique seront abordées dans le prochain chapitre à travers une application portée sur une machine synchrone à aimants montés en surface, où, le dimensionnement de la machine sera effectué par la méthode classique de Liwschitz et la modélisation de son comportement magnétostatique sera obtenue par l'utilisation de la méthode des éléments finis dans le cas bidimensionnel linéaire. Pour la résolution du problème d'optimisation, la méthode des algorithmes génétiques sera adoptée.

III.1 Introduction

Dans ce chapitre, nous allons calculer le champ électromagnétique qui règne dans une machine synchrone à aimants permanents montés en surface à travers la résolution de l'équation différentielle aux dérivées partielles du champ (EDP), formulée en terme de potentiel vecteur magnétique \mathbf{A} dans le cas magnétostatique. Pour ce faire, la méthode des éléments finis est employée.

A partir de la connaissance des valeurs de ce potentiel aux nœuds du maillage, nous pouvons calculer les autres grandeurs électromagnétiques, telles que l'induction magnétique \mathbf{B} et la densité d'énergie magnétique stockée dans l'entrefer. L'effet de la température sur la valeur de l'induction rémanente, voir donc sur les performances globales de la machine, est aussi étudié.

Dans la deuxième partie de cette application est dont le but de maximiser l'énergie stockée dans l'entrefer et réduire l'effet de la désaimantation thermique, nous allons coupler le programme d'analyse par éléments finis avec une méthode d'optimisation stochastique basée sur l'algorithme génétique.

III.2 Présentation de la machine synchrone à aimants considérée

Une machine synchrone à aimants permanents montés en surface est considérée dans ce travail. Les paramètres physiques et géométriques de la machine sont donnés ci-dessous.

III.2.1 Modèle géométrique de la machine étudiée

La configuration de la machine avec ses régions est présentée dans la figure (III.1).

La région(1) : Le noyau polaire.

La région(2) : La culasse statorique.

La région(3) : Encoches statoriques.

La région(4) : L'entrefer.

La région(5) : Les aimants permanents.

Les encoches de la machine étudiée sont des encoches complètement ouvertes avec une section droite. La figure (III.2) présente l'encoche statorique considérée.

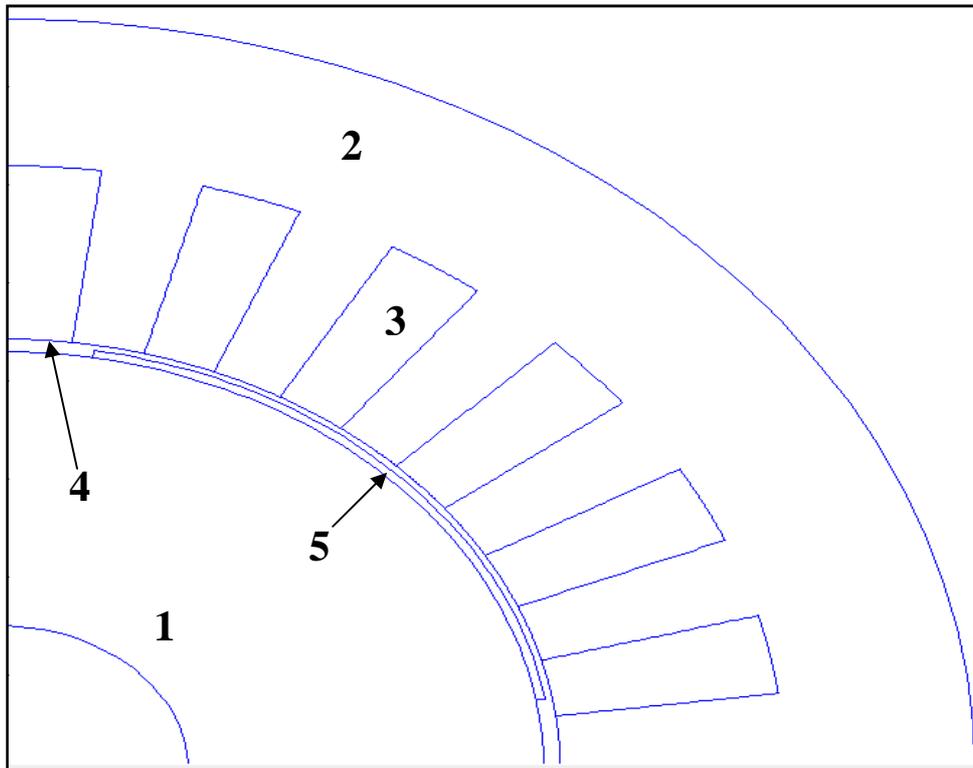


Figure III.1 Les différentes régions de la machine étudiée.

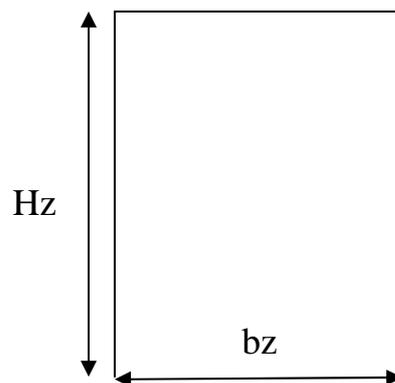


Figure III.2 Encoche statorique ouverte à section droite.

III.2.2 Caractéristiques physiques

➤ Partie rotorique

Les aimants sont de types terres rares NdFeB :

L'induction rémanente vaut : $B_r = 1.2[\text{T}]$.

Les aimants sont aimantés radialement.

Matériaux ferromagnétiques doux du noyau polaire ayant une perméabilité relative $\mu_r = 500$.

➤ Partie statorique

Culasse statorique de même matériau magnétique que le rotor.

➤ Affectation des caractéristiques physiques aux différentes régions constitutives de la machine

1. Région d'entrefer :

$$\begin{cases} B_r = 0 \\ \mu_r = 1 \end{cases}$$

2. Région du noyau polaire :

$$\begin{cases} B_r = 0 \\ \mu_r \neq 1 \end{cases}$$

3. Les aimants permanents :

$$\begin{cases} B_r \neq 0 \\ \mu_r \approx 1 \\ \sigma \neq 0 \end{cases}$$

4. Les encoches :

$$\begin{cases} B_r = 0 \\ \mu_r \approx 1 \end{cases}$$

5. Culasse statorique :

$$\begin{cases} B_r = 0 \\ \mu_r \neq 1 \end{cases}$$

III.3 Dimensionnement de la machine étudiée

Le dimensionnement de la machine est l'étude permettant de définir les dimensions de la machine afin de répondre à des besoins bien spécifiques. L'objectif de cette partie est de procéder à un dimensionnement de la machine synchrone à aimants permanents montés en surface. Ci-dessous quelques formules analytiques simples permettent d'obtenir un premier dimensionnement de la machine tout en fixant certains paramètres et dimensions de la machine.

➤ Le diamètre d'alésage D :

$$D = \frac{(2*p)\tau_p}{\pi} \quad (\text{III.1})$$

D : Diamètre d'alésage.

τ_p : Pas polaire.

Nous fixons la valeur de τ_p à 0.68 [m].

p : nombre de paire de pôles.

➤ La valeur de l'entrefer est approximée par la relation empirique suivante:

$$\delta = 3 * \frac{A}{B_s} * \tau_p * 10^{-7} \quad (\text{III.2})$$

δ Épaisseur de l'entrefer.

B_s : L'induction magnétique de saturation.

A : La charge linéique en [A/m].

➤ Le diamètre rotorique D_r :

$$D_r = D - 2 * \delta \quad (\text{III.3})$$

➤ Espace angulaire entre deux encoches voisines :

$$\theta_d = \frac{2*p}{Z} \quad (\text{III.4})$$

Où z : le nombre des encoches.

- L'angle d'ouverture de l'aimant est déterminé par :

$$\theta_p = k_a * \frac{\pi}{p} \quad (\text{III.5})$$

Le coefficient k_a varie entre 0 (pas d'aimants) et 1 (pas d'espace inter-aimants).

Nous fixons la valeur de k_a à 0.78.

- La largeur des encoches b_z est déterminée à partir du rayon intérieur statorique :

$$b_z = k_{ids} * \frac{2*p}{z} * R_{ints} \quad (\text{III.6})$$

Le coefficient k_{ids} représente un arbitrage entre les pertes Joule et les pertes fer.

Nous fixons la valeur de k_{ids} à 0.98.

R_{ints} : Rayon intérieur statorique.

- L'épaisseur de la culasse statorique est calculée à partir de la largeur des encoches statoriques :

$$e_{cs} = k_{cs} * b_z \quad (\text{III.7})$$

Si on impose le coefficient k_{cs} à une valeur égale à 0,98.

- La hauteur des dents h_d est calculée à partir de :

$$h_d = R_{exts} - (e_{cs} + R_{ints}) \quad (\text{III.8})$$

R_{exts} : Rayon extérieure statorique.

e_{cs} : Épaisseur de culasse statorique.

- La profondeur des encoches h_z vaut :

$$h_z = R_{dr} * R_{ints} \quad (\text{III.9})$$

Où R_{dr} est le rapport entre la profondeur de l'encoche et le rayon d'alésage :

$$R_{dr} = \frac{h_z}{R_{ints}} \quad (\text{III.10})$$

Nous fixons la valeur de R_{dr} à 0,4.

- Le diamètre extérieure de la machine est calculé par :

$$D_e = D + 2 * (e_{cs} + h_z) \quad (\text{III.11})$$

e_{cs} : Épaisseur de culasse statorique.

h_z : Hauteur de l'encoche.

- La hauteur de l'aimant est calculée par la relation :

$$h_{aim} = (R_{extr} - (d_{ar} + e_{cr} + R_{arb})) \quad (\text{III.12})$$

Nous fixons la valeur de d_{ar} à 20 [mm].

d_{ar} : La distance minimale entre l'aimant et le rayon extérieur rotorique.

e_{cr} : Épaisseur de la culasse rotorique.

R_{extr} : Rayon extérieure rotorique.

R_{arb} : Rayon de l'arbre.

- L'épaisseur de la culasse rotorique est calculée par :

$$e_{cr} = k_{cr} * \theta_p * (R_{extr} - e_{aim} - e_f) \quad (\text{III.13})$$

Nous fixons les valeurs de k_{cr} à 0,45, e_{aim} à 0,1[mm] et e_f à 0,1[mm].

e_{aim} : Épaisseur de l'aimant.

e_f : Épaisseur de la frette, elle est dépendante de la tenue mécanique.

L'ensemble de dimensions principales de la machine calculées par les relations précédentes sont rassemblées dans le tableau III.1.

Tableau III.1 Dimensions principales de la machine étudiée.

Nombre de phases (q)	3
Nombre de paires de pôles (p)	2
Nombre d'encoches par phase et par pôle (me)	2
Nombre d'encoches statoriques (Z)	24
Rayon intérieure du rotor (R_{intr}) en (mm)	430
Rayon max de rotor +hauteur de l'aimant (R_{aim}) en (mm)	437,5
Rayon extérieure de la machine (R_{ext}) en (mm)	770
Rayon extérieure des encoches (R_e) en (mm)	620
Rayon d'arbre (R_{arb}) en (mm)	150
Rayon extérieure du rotor (R_{extr}) en (mm)	520
Profondeur de l'encoche (h_z) en (mm)	174
Hauteur de la culasse statorique (e_{cs}) en (mm)	70
Epaisseur de l'entrefer (δ) en (mm)	1,5
Hauteur de l'aimant (h_{aim}) en (mm)	7,5
Largeur de la dent (b_d) en (mm)	70,7
Hauteur de la dent (h_d) en (mm)	250
Largeur de l'encoche (b_z) en (mm)	70,7

III.4 Modélisation et analyse du champ électromagnétique

Le comportement électromagnétique dans la machine étudiée est gouverné par une équation différentielle aux dérivées partielles (EDP) issue de la combinaison des équations de Maxwell et les relations de milieux. La résolution de cette EDP est obtenue par l'application de la méthode des éléments finis. Les valeurs de potentiel vecteur magnétique \mathbf{A} , voir donc les valeurs du champ électromagnétique, en tous points de domaine sont donc identifiées.

Le maillage de la structure étudiée est obtenu en utilisant le mailleur automatique de Matlab. La machine est découpée en un ensemble d'éléments triangulaires de premier ordre, il est illustré dans la figure (III.3).

Les paramètres de ce maillage sont :

- Le nombre totale de nœuds : $N=18745$
- Le nombre des éléments finis : $NE=37296$

Les lignes équipotentiels de potentiel vecteur magnétique dans la machine étudiée sont présentées dans la figure (III.4).

Ces lignes ont une distribution radiale dans l'entrefer de la machine.

La connaissance de potentiel vecteur magnétique permet d'obtenir les autres grandeurs électromagnétiques telles que les inductions magnétiques.

Dans la figure (III.5) nous présentons la répartition de l'induction magnétique dans la machine étudiée.

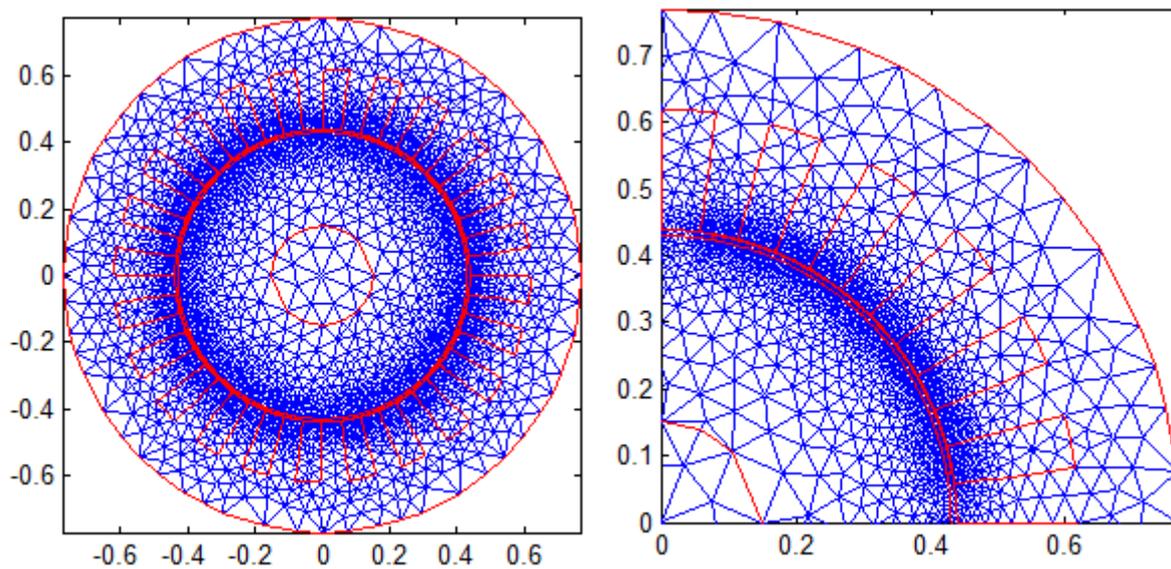


Figure III.3 Maillage éléments finis de la machine.

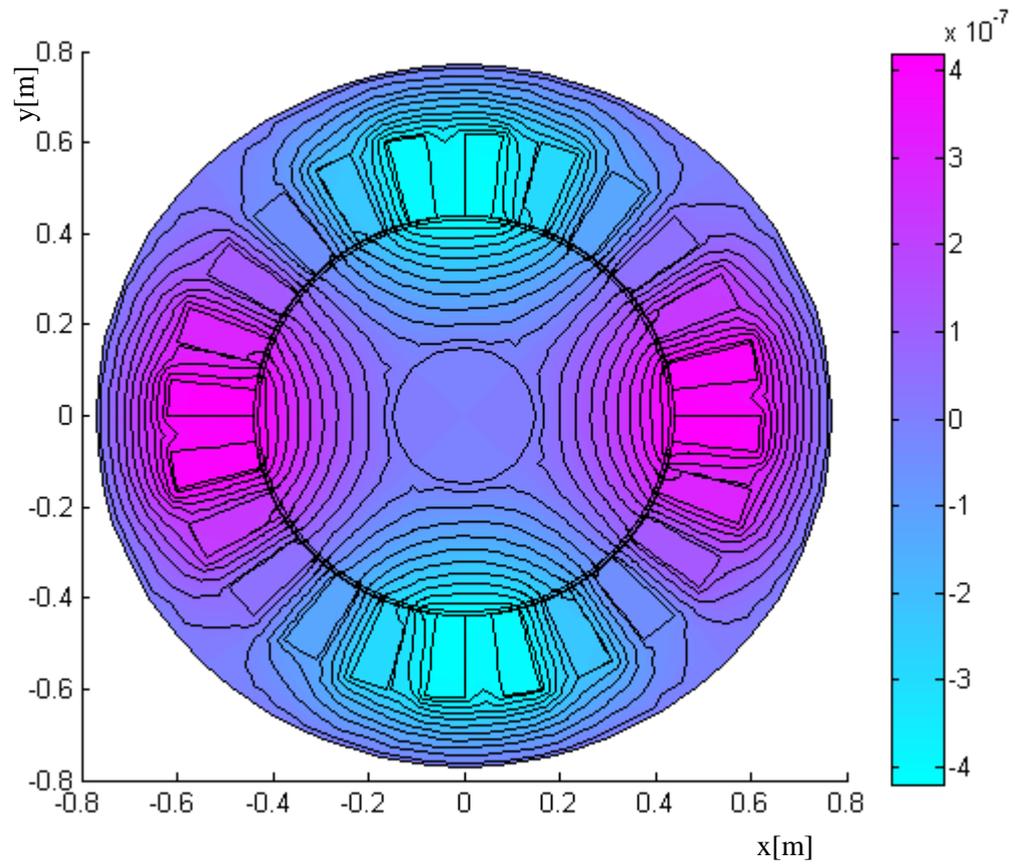


Figure III.4 Les lignes équipotielles de potentiel vecteur magnétique A [T.M.].

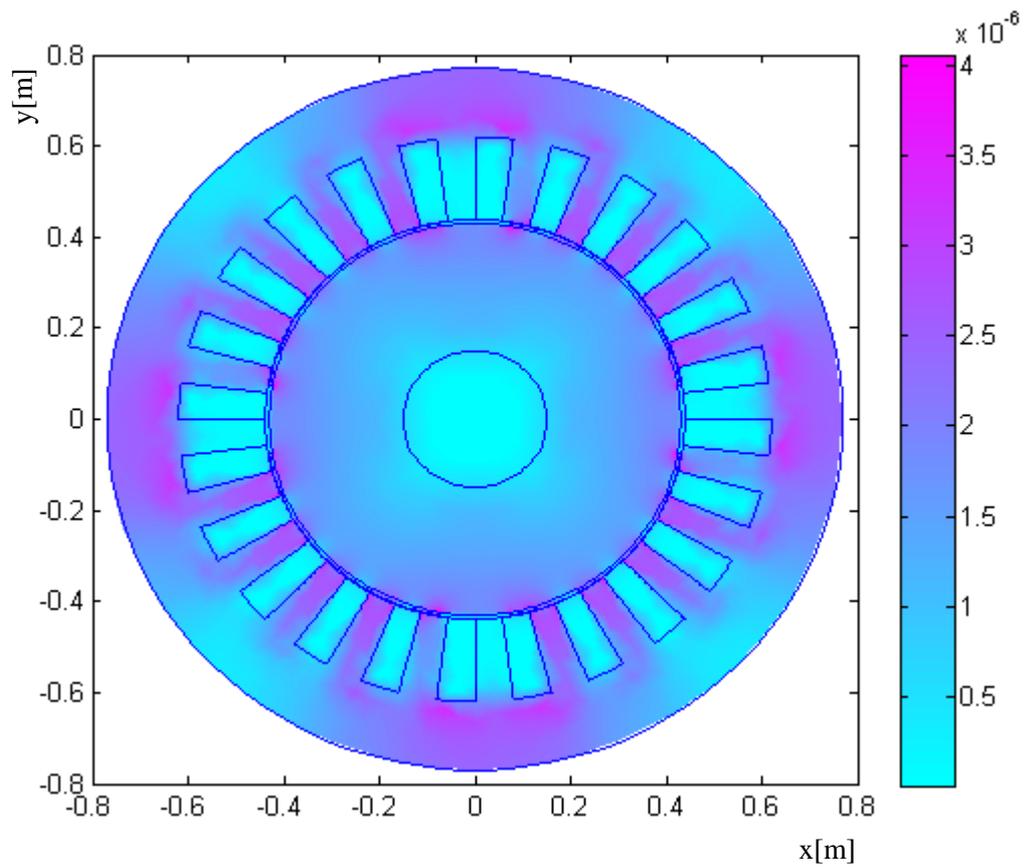


Figure III.5 répartition de l'induction magnétique B [T.]

Comme on peut le voir à partir de la figure (III.5), l'induction magnétique minimale est concentrée au niveau des encoches et l'espace inter-aimants. Parcontre, elle est maximale au niveau des aimants permanents et la culasse statorique.

III.4.1 Simulation de la désaimantation thermique des aimants

La diminution de l'induction rémanente dans l'aimant provoque le problème de la désaimantation. Ce phénomène engendre une diminution des grandeurs électromagnétiques et des performances globales de la machine.

En effet, la désaimantation d'un aimant est influencée par l'élévation de la température et la durée d'exposition à celle-ci. Une température élevée de l'aimant provoque le déplacement du point limite 'K' dans le deuxième quadrant. La température à laquelle l'aimantation de l'aimant réduite à zéro est appelée la température de Curie. L'effet de la diminution de l'induction rémanente à haute température est évalué à travers le coefficient de température réversible α à l'aide de l'équation (III.15) [6]:

$$B_r(T) = B_{r20}[1 + \alpha(T - T_{20})] \quad (\text{III.14})$$

Où

B_r : L'induction rémanente.

T_{20} : La température ambiante de l'aimant permanent (20°C).

B_{r20} : L'induction rémanente de l'aimant permanent à la température T_{20} .

α : Le coefficient de température réversible exprimé en % par degré Celsius.

Dans cette partie, nous allons étudier la variation de l'induction magnétique et l'induction rémanente en fonction de la température. Pour ce faire, nous allons appliquer une variation de la température dans une plage allant de 20°C à 150°C, où l'induction rémanente pour chaque valeur de la température est évaluée par l'équation (III.14). Après, Nous allons choisir un point au milieu de l'entrefer et calculer la valeur de l'induction magnétique pour chaque température.

A partir des figures (III.6) et (III.7), nous remarquons que l'induction rémanente et l'induction magnétique dans l'entrefer sont inversement proportionnelles à la température.

Elles diminuent rapidement et direct avec l'augmentation de la température. Il en résulte alors une dégradation des caractéristiques globales de la machine.

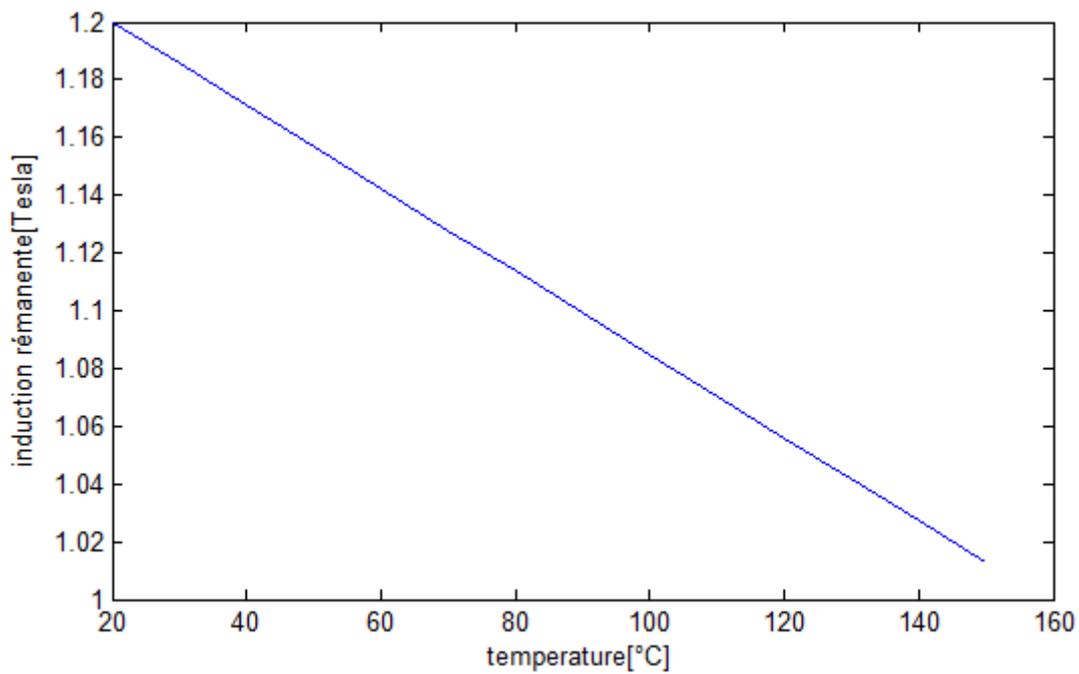


Figure III.6 Variation de l'induction rémanente (B_r) en fonction de la température (T)

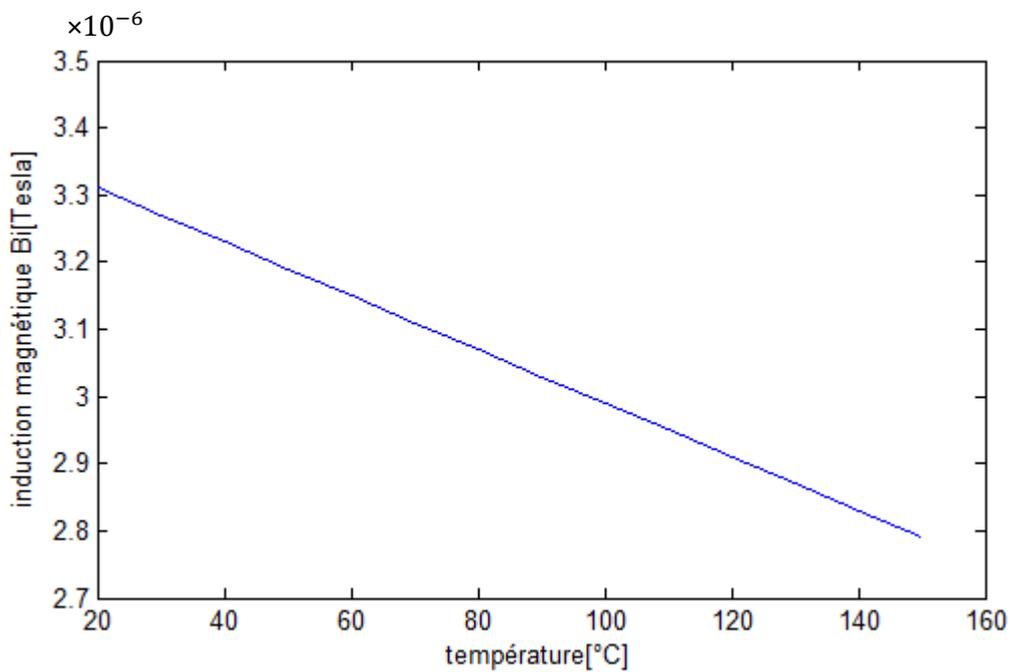


Figure III.7 Variation de l'induction magnétique (B_i) dans un point au milieu de l'entrefer en fonction de la température (T).

III.5 Optimisation de la machine étudiée

Le processus d'optimisation adopté consiste à coupler le programme d'analyse par éléments finis avec une méthode d'optimisation stochastique basée sur l'algorithme génétique. Comme paramètres d'optimisation nous avons choisis deux paramètres: la hauteur et l'ouverture angulaire de l'aimant, h_{aim} et θ_p .

Certains paramètres géométriques de la machine dépendent de h_{aim} qui sont :

R_s : Rayon d'alésage.

R_e : Rayon d'encoches.

R_{ext} : Rayon extérieure de la machine.

Les relations qui montre la dépendent de ces paramètres avec h_{aim} sont les suivantes :

$$R_s = R_r + \delta + h_{aim} \quad (III.15)$$

$$R_e = R_r + \delta + h_{aim} + R_s + h_z \quad (III.16)$$

$$R_{ext} = R_e + e_{cs} \quad (III.17)$$

h_{aim} : Hauteur d'aimant.

III.5.1 Formulation de problème d'optimisation

Nous considérons dans cette étude, deux problèmes d'optimisation.

III.5.1.1 Premier problème posé

Le première problème vise à déterminer les dimensions optimales de l'aimant pour avoir une densité volumique maximale de l'énergie magnétique stockée dans l'entrefer, dans les conditions normales (température ambiante $T=20^\circ\text{C}$). Donc la fonction objectif à maximiser est la suivante :

$$f(x) = \max\left(\sum_{i=1}^n \left[\frac{(B_i^2)}{2*\mu_0}\right]\right) \quad (III.18)$$

On transforme le problème de maximisation à un autre de minimisation dont la formulation est la suivante :

$$f'(x) = \min(-f(x)) \quad (\text{III.19})$$

Avec :

x : Désigne le vecteur des paramètres d'optimisation. La hauteur de l'aimant h_{aim} et son ouverture θ_p . Leurs plages de variation sont fixées par :

$$0.006 \text{ [m]} \leq h_{aim} \leq 0.008 \text{ [m]} \quad \text{et} \quad 1.2095 \text{ [Rad]} \leq \theta_p \leq 1.2409 \text{ [Rad]}.$$

n : L'ensemble des points choisis au milieu de l'entrefer dans le premier quadrant de la machine.

B_i : L'induction magnétique calculée aux points i avec $i=1$ à n .

• Résultats d'optimisation

Le problème d'optimisation posé est résolu par l'application de la méthode des algorithmes génétique (AG). Trois simulations ont été effectuées avec aucun changement, chacune d'elles a fourni un résultat différent des autres, car la méthode stochastique utilisée s'appuie sur des mécanismes aléatoires qui explorent l'espace de recherche et convergent vers l'optimum global. Leur nature aléatoire implique que plusieurs exécutions de ces méthodes conduisent à des résultats différents. On a retenu le meilleur résultat.

Le tableau (III.2) résume les paramètres et les résultats d'optimisation par le GA.

Tableau III.2 : Résultats d'optimisation par algorithme génétique.

Algorithme génétique	Taille de la population	8	
	Nombre de générations	25	
Résultats	Fonction objectif	-2.6755e-005	
	Paramètres d'optimisation	θ_p [rad]	1.2096
		haim [m]	0.008
	Temps de calcul en minutes	41.7536	

L'évolution de la fonction objectif avec les itérations de l'algorithme génétique est montrée sur la figure (III.8).

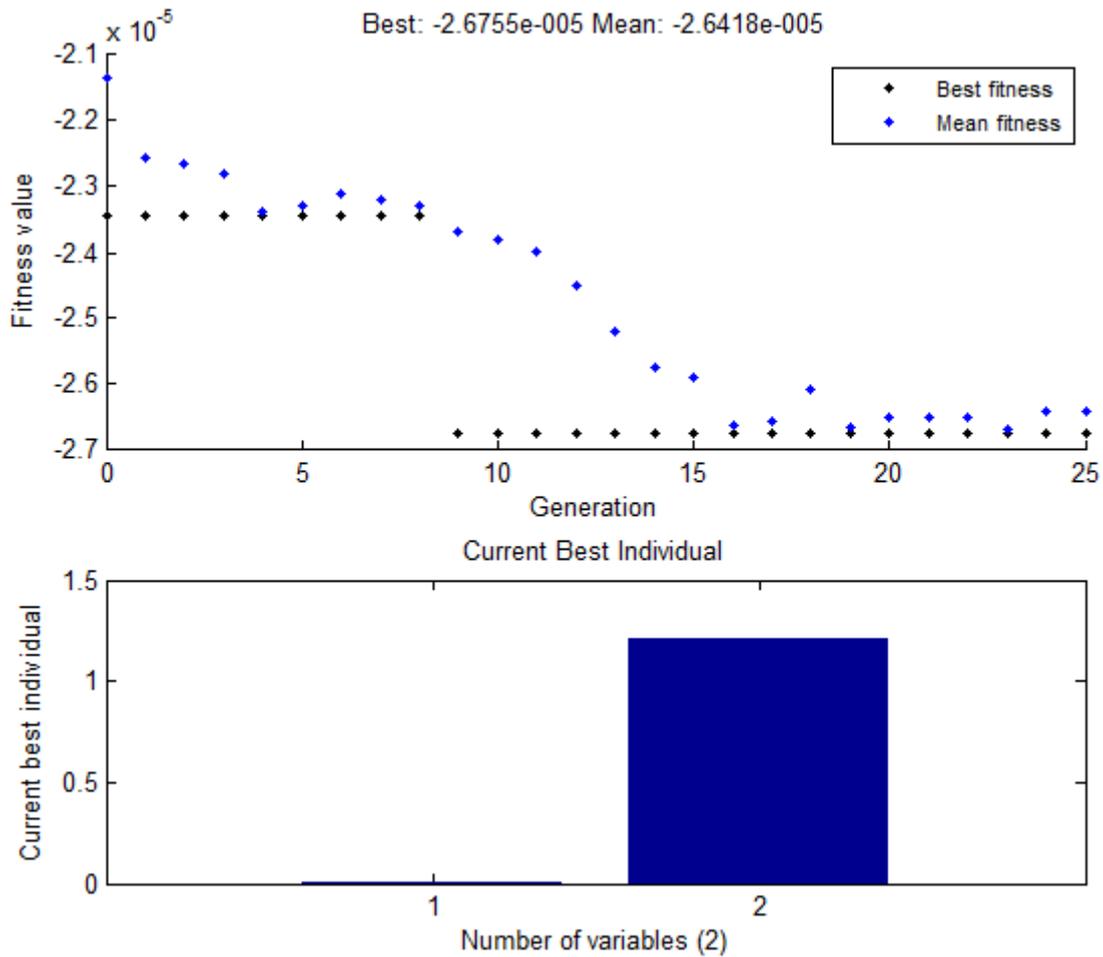


Figure III.8 Evolution de la fonction objectif avec les itérations de l'algorithme génétique

L'application de l'algorithme génétique permet de minimiser la fonction objectif et trouver les meilleurs paramètres assurant les exigences de problème d'optimisation considéré.

Nous présentons dans la figure (III.9), une comparaison entre les inductions magnétiques obtenues avec les configurations initiale et finale issue de l'optimisation par algorithme génétique.

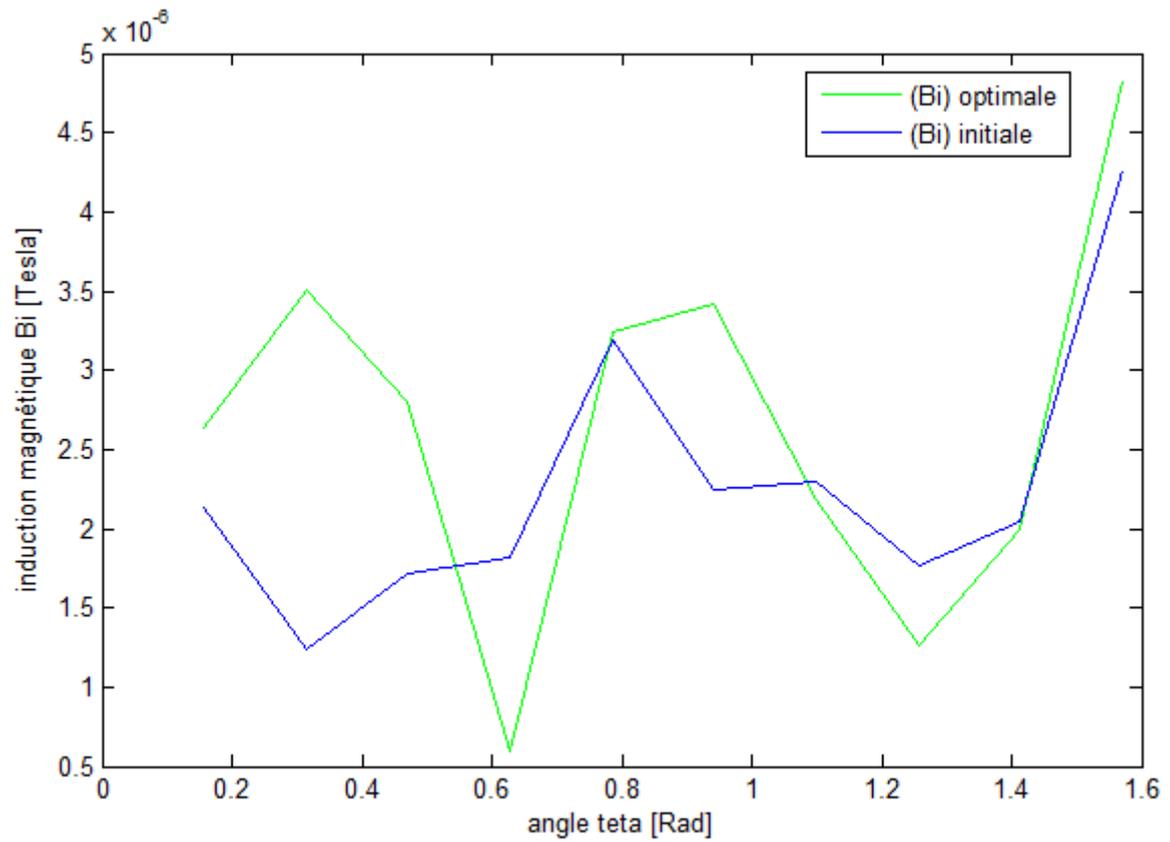


Figure III.9 : variation de l'induction (B_i) calculée aux point i ($i=1 :10$) dans l'entrefer pour la configuration initiale et optimale en fonction de l'angle teta allant de $\pi/20$ à $\pi/2$ [Rad] pour $T=20^\circ\text{C}$.

Les lignes équipotentielles et l'induction magnétique dans les configurations initiale et optimale sont présentées dans les figures ci-dessous.

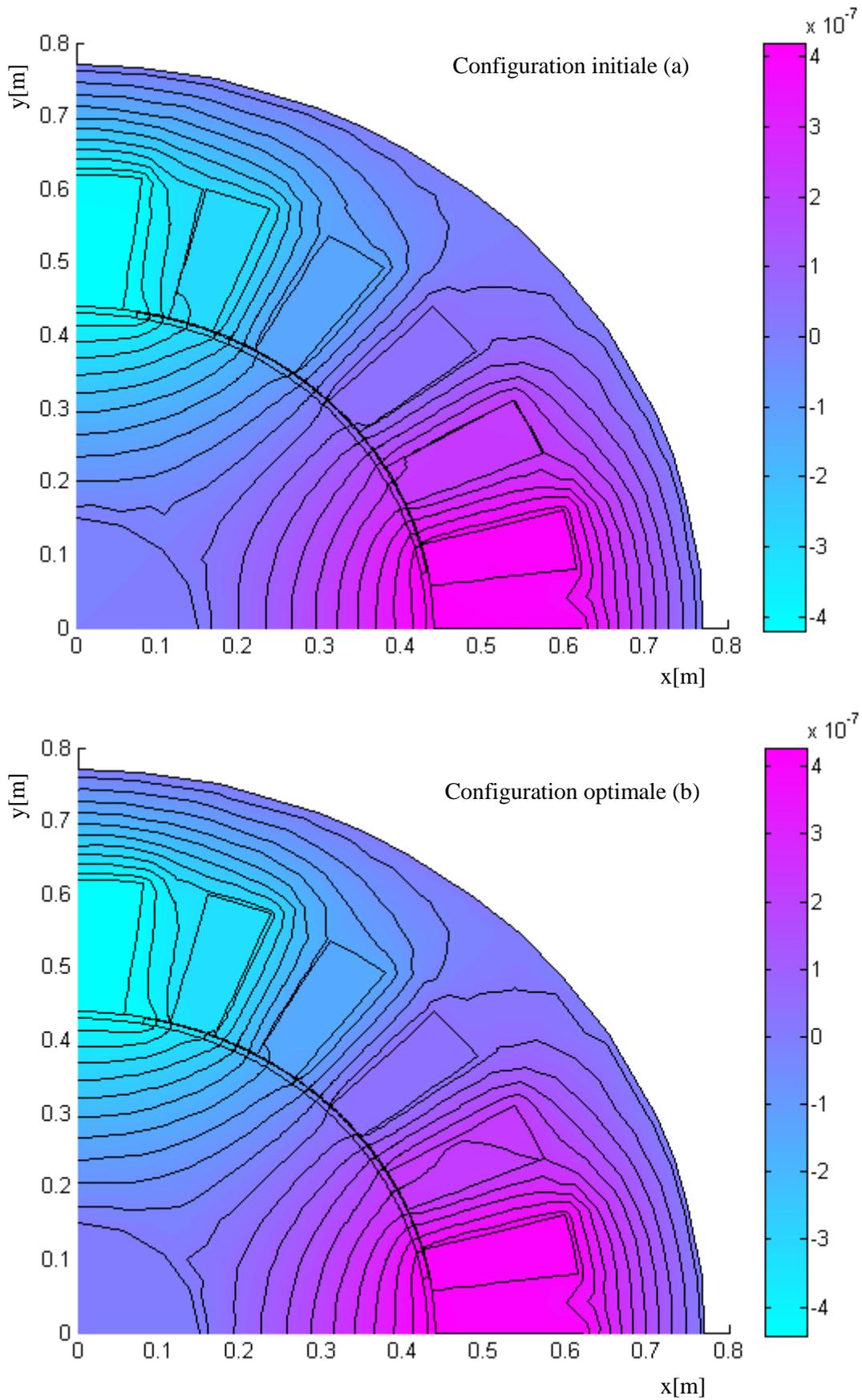


Figure III.10 : Les lignes équipotentielles dans les configurations initiale et optimale.

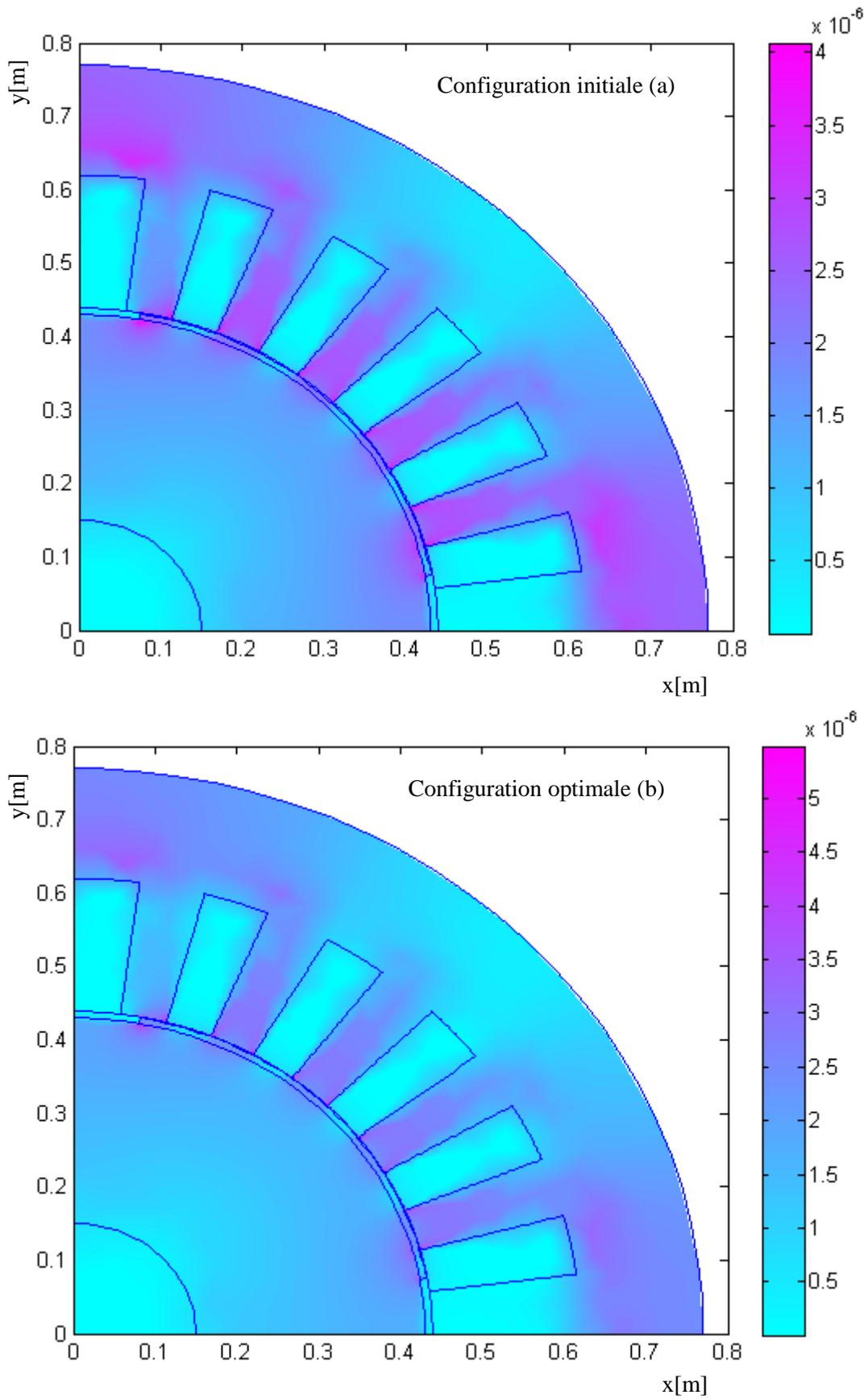


Figure III.11 : L'induction magnétique dans les configurations initiale et optimale.

III.5.1.2 Deuxième problème posé

Pour le deuxième problème, nous allons changer la valeur de la température de 20 à 50°C. Dans ce cas, l'objectif est de déterminer les dimensions optimales de l'aimant qui minimisent l'effet de la température sur la valeur de l'induction magnétique. Donc la fonction objectif à minimiser est la suivante :

$$f(x) = \min \left(\frac{1}{2} * \left[1 - \frac{B_i}{B_{0i}} \right]^2 \right) \quad (\text{III.20})$$

B_i : L'induction magnétique aux points i , similaires à ceux du premier cas, à la température $T=50^\circ\text{C}$.

B_{0i} : L'induction magnétique aux mêmes points i à la température $T=20^\circ\text{C}$.

Le tableau (III.3) résume les paramètres et les résultats d'optimisation par AG de deuxième problème.

Tableau III.3 : Résultats d'optimisation par algorithme génétique

Algorithme génétique	Taille de la population	8	
	Nombre de générations	25	
Résultats	Fonction objectif	1.9489e-004	
	Paramètres d'optimisation	θ_p [rad]	1.2289
		haim [m]	0.0078
	Temps de calcul en minutes	33.0135	

L'évolution de la fonction objectif avec les itérations de l'algorithme génétique de deuxième problème est montrée sur la figure (III.12).

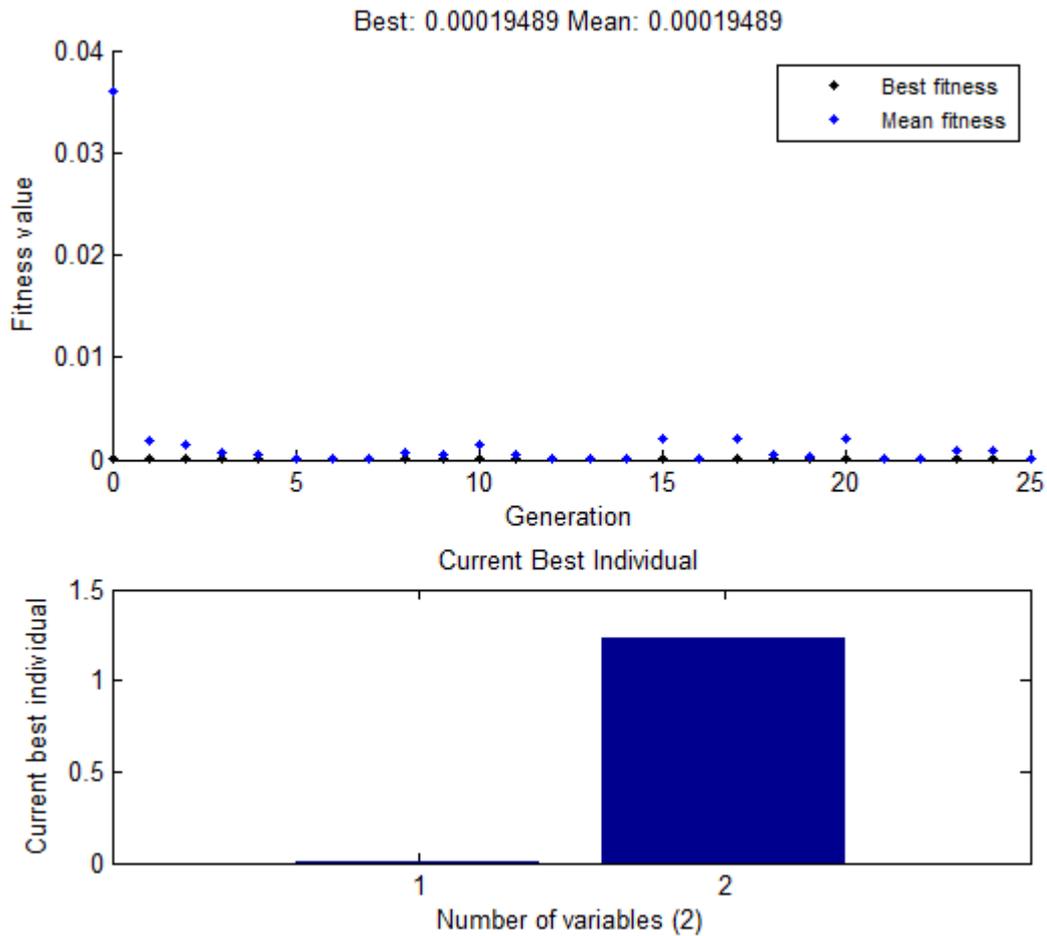


Figure III.12 : Evolution de la fonction objectif avec les itérations de l'algorithme génétique

La figure (III.13), montre les valeurs de l'induction B_i , aux points i dans l'entrefer, dans les deux configurations initiale et optimale.

Les lignes équipotentielles et la répartition de l'induction magnétique dans les deux configurations initiale et optimale sont présentées dans les figures (III.14) et (III.15).

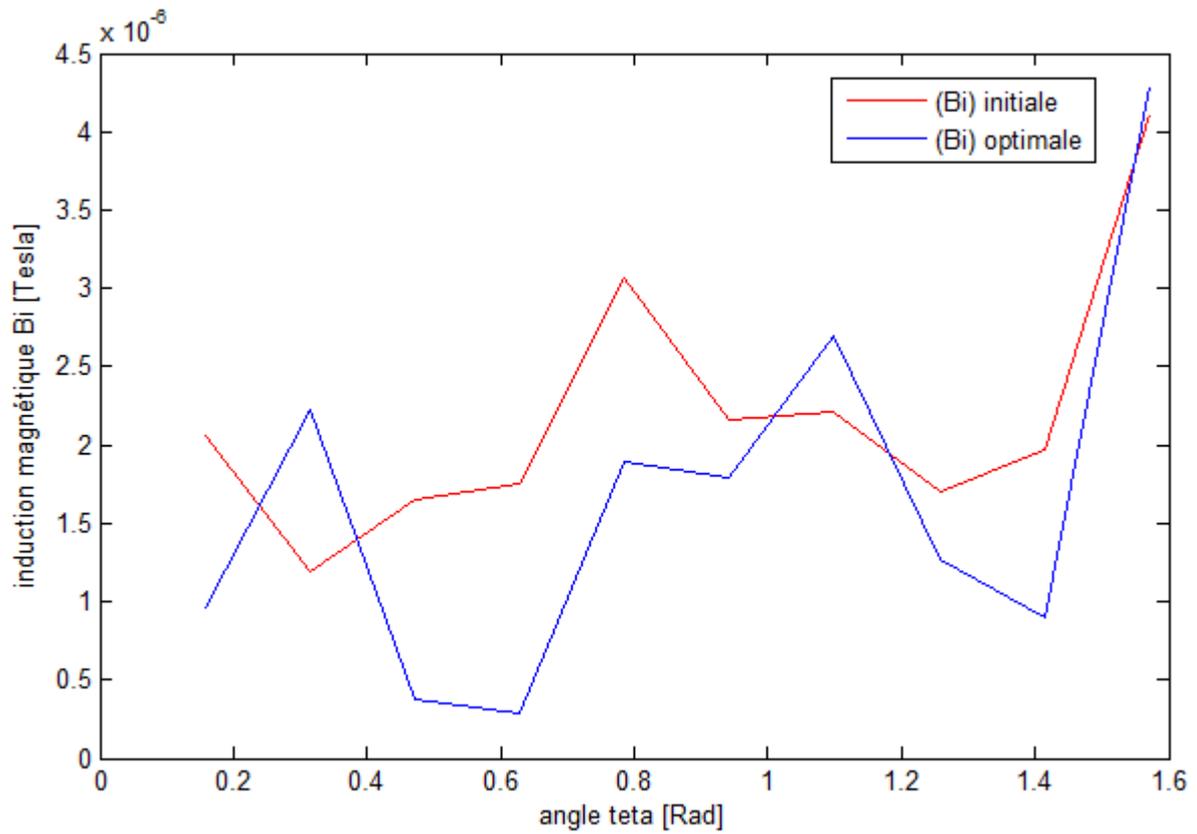


Figure III.13 : variation de l'induction (B_i) calculée aux point i ($i=1 : 10$) dans l'entrefer pour la configuration initiale et optimale en fonction de l'angle teta allant de $\pi/20$ à $\pi/2$ [Rad] pour $T=50^\circ\text{C}$.

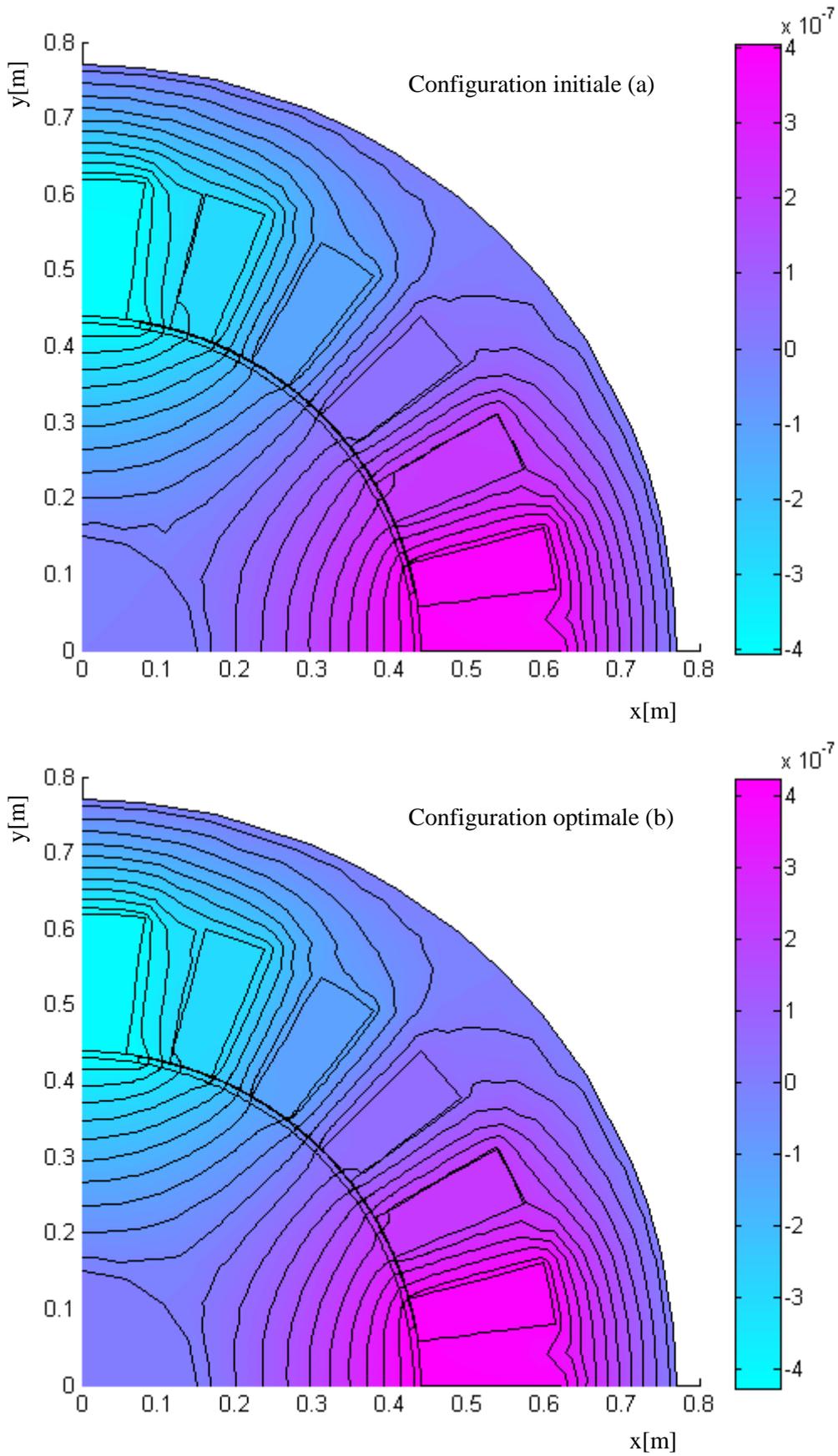


Figure III.14 : Les lignes équipotentielles dans les configurations initiales et optimales de deuxième problème

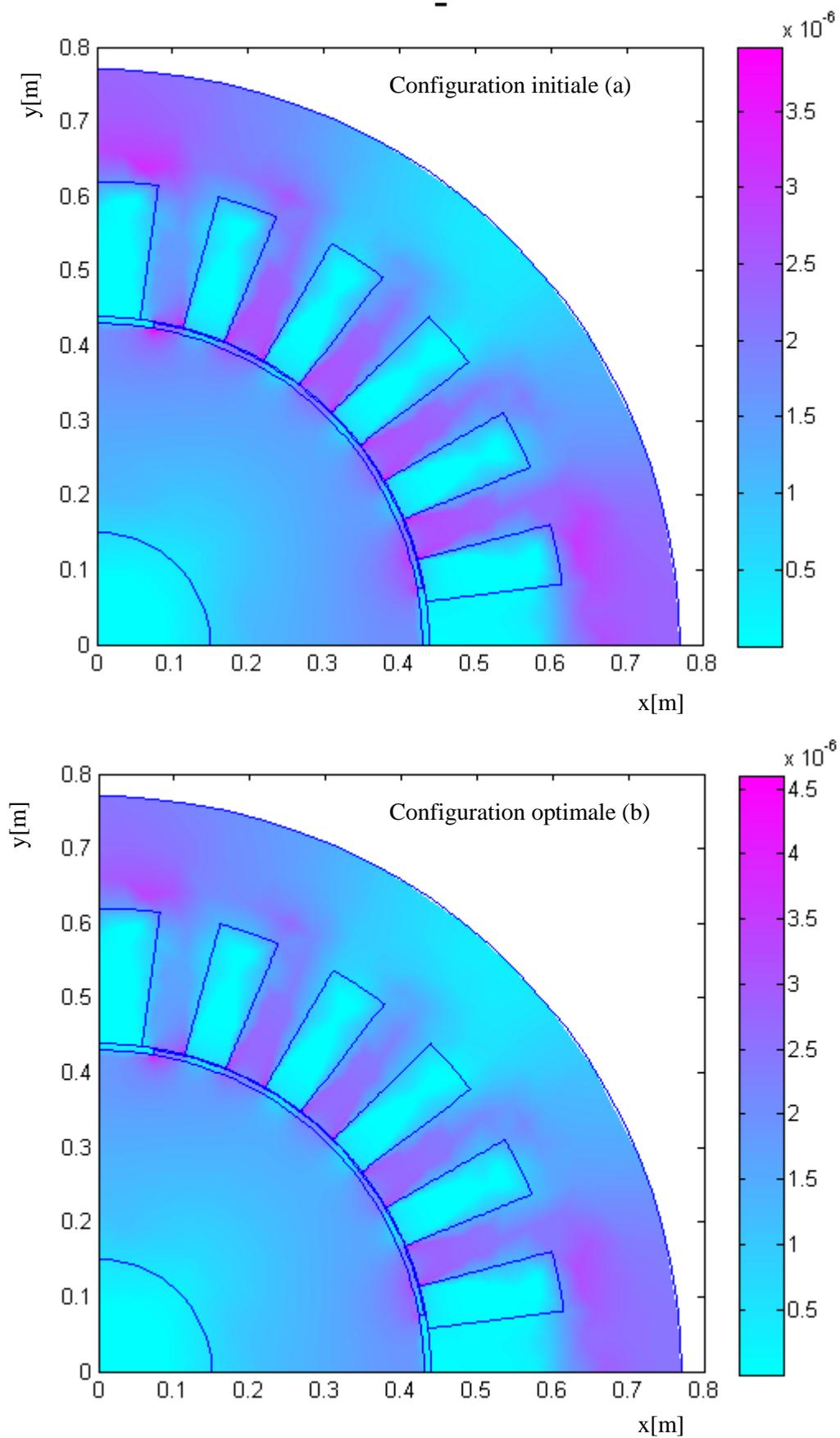


Figure III.15 : L'induction magnétique dans les configurations initiales et optimale à 50°C.

D'après les résultats obtenus pour les deux problèmes, nous remarquons un changement notable dans les valeurs de l'induction magnétique dans la configuration optimale par rapport à celle initiale. Cela montre que le choix des dimensions de l'aimant est aussi important pour améliorer les qualités de la machine quelque soit ses conditions de fonctionnement.

III.6 Conclusion

Dans la première partie de ce chapitre nous avons effectué un calcul de dimensions principales d'une machine synchrone à aimants montés en surface. Après une modélisation numérique sur la base de la méthode des éléments de la machine a été effectuée. Le problème de la désaimantation thermique, considéré par l'influence de la température sur la valeur de l'induction rémanente de l'aimant, donc sur les grandeurs globales de la machine, a été aussi étudié.

Dans la deuxième partie du chapitre, on a posé deux problèmes d'optimisation qui visent à une conception optimale de la machine. La stratégie d'optimisation adoptée pour résoudre ces deux problèmes consiste à associer l'analyse numérique du champ électromagnétique par éléments finis avec la méthode de l'algorithme génétique. Elle a permis la minimisation de la fonction objectif et l'obtention des meilleurs paramètres optimaux de l'aimant, assurant une densité volumique d'énergie magnétique maximale stockée dans l'entrefer pour le première problème, et la réduction des effets de la désaimantation thermique pour des températures supérieures à la température ambiante pour le deuxième problème.

L'inconvénient major de la méthode des algorithmes génétiques réside dans le temps de calcul qu'elle nécessite pour atteindre l'optimum global surtout lorsqu'elle est couplée avec la méthode des éléments finis.

Conclusion Générale et perspectives

Le travail présenté dans ce mémoire concerne le développement d'une démarche de conception optimale appliquée à une machine synchrone à aimants permanents montés en surface. La démarche développée part d'un calcul des dimensions principales de la machine, tout en utilisant des expressions analytiques, voir même empiriques, sur la base de la connaissance de certaines dimensions, fixées au début du processus de dimensionnement. Après, une modélisation par analyse du champ électromagnétique permettant d'évaluer les performances de la machine a été effectuée, où la méthode des éléments finis a été utilisée pour résoudre les équations du champ. La connaissance de la valeur de ce dernier en tous points de la structure, nous a permis de considérer l'influence de la température sur la qualité de l'induction produite par les aimants permanents, notamment ceux à base de Nd-Fe-B connus par leur grande sensibilité à la température. Afin d'améliorer les performances de la machine, l'outil numérique de calcul du champ a été intégré dans un processus d'optimisation par algorithme génétique. Les différentes étapes de la démarche adoptée au cours de ce travail sont programmées sous environnement Matlab.

Dans le premier chapitre, nous avons effectué une présentation générale des machines synchrones à aimants permanents ainsi que les caractéristiques de cette classe de matériaux ferromagnétiques et l'intérêt de leur emploi dans les machines électriques.

Dans le deuxième chapitre, le développement d'une procédure de dimensionnement de la machine synchrone à aimants permanents montés en surface a été fait. La modélisation de ce type de machine, par la résolution numérique avec la méthode des éléments finis des équations de Maxwell, a aussi fait l'objet de ce chapitre. A la fin, le problème d'optimisation en électrotechnique a été abordé, où la formulation mathématique d'un problème d'optimisation ainsi que les méthodes utilisées pour sa résolution ont été présentées.

Dans le dernier chapitre, la démarche développée a été appliquée pour l'étude de la machine considérée, où la souplesse du code numérique utilisé nous a permis de le coupler avec une procédure d'optimisation stochastique basée sur l'algorithme génétique. A travers l'application de cette procédure, on a pu constater que la conception optimale des machines électriques est d'une extrême importance pour améliorer les performances de produit existant et réduire l'impacte de certaines défaillances qui nuisent au bon fonctionnement de dispositif, tel que le cas de l'augmentation de la température dans une machine à aimants permanents qui

conduit à la baisse de leur induction rémanente, voir alors une désaimantation partielle ou totale de ces derniers.

Comme perspective principale de ce travail, un couplage magnétothermique s'avère nécessaire pour une modélisation thermique de la machine permettant de mener une étude plus rigoureuse du problème de la désaimantation thermique. Une autre perspective envisagée, est de développer une procédure d'optimisation multi objectifs qui tient en compte des contraintes géométriques et physiques de la machine.

Références bibliographiques

[1] : **B. Mansour**, « Identification des paramètres d'une machine synchrone à aimant permanent en vue d'une intégration dans des simulateurs en temps réel », Mémoire de magister, Université des Sciences et de la Technologie d'Oran 2015.

[2] : **J. Azzouzi**, « Contribution à la modélisation et à l'optimisation des machines synchrones à aimants permanents à flux axial. Application au cas de l'aérogénérateur », Thèse de doctorat, Université de Havre 2007.

[3] : **J.A. Farooq**, « Etude et détection de la désaimantation et des courts-circuits dans les machines synchrones à aimants permanents », Thèse de doctorat, Ecole Doctorale : Sciences Pour l'Ingénieur et microtechniques 2008.

[4] : **H. Dogan**, « Méthodologie de conception des machines synchrones à aimants permanents - Application au véhicule électrique avec chargeur rapide embarqué », Thèse de doctorat, Université de Grenoble 2013.

[5] : **B. Multon**, « Application des aimants aux machines électriques », Thèse de Doctorat, Ecole Normale Supérieure de Rennes, France, 2010.

[6] : **T. JE. Miller et J.R. Hendershot**, « Design of brushless permanent magnet motors », Magna Physics Publications and Oxford Press, ISBN 1-881855-03-1, pp- 4.1 – 4.33, 1994.

[7] : **F. Le prince-Ringuet**, « Aimant permanent : Matériaux et application », Technique de l'ingénieur, traité Génie électrique, D, 2100, Septembre 1990.

[8] : [www4.ac-nancy-metz.fr/cpge-pmf/epinal/Cours TD .../machine %20 synchrone.pdf](http://www4.ac-nancy-metz.fr/cpge-pmf/epinal/Cours_TD.../machine%20synchrone.pdf).

[9] : **N. Bounasla**, « Commande par mode de glissement d'ordre supérieur de la machine synchrone à aimants permanents », Mémoire de magister, Université Ferhat Abbas Sétif -1, Algérie, 2014.

[10] : **B. Boukais**, « Contribution à la modélisation des systèmes couples machines convertisseurs : application aux machines à aimant permanents (BDCM-PMSM) », Thèse de doctorat à Université Mouloud Mammeri Tizi-ouzou, Février 2012.

[11] : **R. Saou**, « Modélisation et optimisation de machines lentes à aimants permanents : Machines à double saillance et à inversion de flux », Thèse de doctorat d'état, ENP d'Alger, 2008.

[12] : **S. Belakehal**, « Conception & commande des machines à aimants permanents dédié aux énergies renouvelables », Thèse de doctorat, Université de Constantine 2010.

[13] : **C. Pertusa**, « Contribution à la définition de moteurs à aimants permanents pour un véhicule électrique hybride routier », Thèse de doctorat de l'Institut National Polytechnique de Toulouse 1996.

[14] : **H. Bouker**, « Conception et optimisation des machines synchrones à aimants permanents à haute vitesse dédiées aux véhicules électriques/ hybrides », Thèse de doctorat, L'université Paris-Saclay 2016.

[15] : **K. Aid et M. Akrou**, « Calcul et optimisation d'une Machine Synchrone à Aimants Permanents », Mémoire de fin d'étude, Université A.mira Bejaïa 2015.

[16] : **L. Gasc**, « Conception d'un actionneur à aimants permanents à faibles ondulations de couple pour assistance de direction automobile Approches par la structure et par la commande », Thèse de doctorat, Université de Toulouse, 2004.

[17] : **A. Abdelli**, « Optimisation multicritère d'une chaîne éolienne passive », Thèse docteur, INP Toulouse, 2007.

[18] : **A. Hamouda**, « Elaboration d'un programme de calcul des machines synchrones sous matlab en vu d'une étude d'optimisation », Mémoire de magister, Université de Tizi ouzou 2012.

[19] : **R. Redjem**, « calcul et conception assistée par ordinateur des machines électriques Application aux moteurs asynchrones », Mémoire de magister, Université Mentouri Constantine, 2006.

[20] : **J. J. Grefenstette**, « Optimization of control parameters for genetic algorithms, » IEEE Transactions on Systems, Man and Cybernetics, vol. 16, no. 1, 1986.

[21] : **A. Benbrahim**, «Commande prédictive généralisée d'une machine synchrone à aimants permanents», Thèse de Magistère à Université de Batna, juin 2009.

[22] : **W.Fanit et K.Boukrous**, « optimisation d'un actionneur électromagnétique linéaire et axisymétrique », Mémoire de fin d'étude, Université de Jijel, Algérie, 2013.

[23] : **K. Bouhrine et C. Merrouche**, « modèle éléments finis pour le calcul de forces d'origine magnétique », Université de Jijel, juin 2005.

[24] : **M. ZAOUIA**, « Modélisation Numérique du Couplage Electromagnétique - Mécanique dans les Structures Linéaires Tubulaires », Thèse de Doctorat, Université Mouloud Mammeri de Tizi-Ouzou, 05 Mai 2013.

[25] : **T. A. Miloud**, « Méthode numériques », TOME 1, ALGER-2007.

[26] : **R.Amieur**, « Etude et conception d'une machine synchrone à aimants permanents », Projet de fin d'études, Jijel 2009.

[27] : **T.Hacib**, « Conception assistée par ordinateur », Cours de Master 2, Université de jijel, 2017.

[28] : **A. D. Koné**, « Contribution à la conception des actionneurs électriques par formulation en termes d'optimisation », Thèse de Doctorat INP de Toulouse, Janvier 1993.

[29] : **G. Fuatler, Osama A. Mohammed, and Chang-Seop Koh**, « Utilizing genetic algorithms for the optimal design of electromagnetic devices», IEEE Trans. On Magnetics, vol. 30, no. 6, November 1994, pp. 4296-4298.

Annexe

Programme de dimensionnement de la machine

```
clear all
clc
```

```
%%%%%%%%%%%%input%%%%%%%%%
```

```
p=2;%=====nombre de paire de pole=====
f=50;%=====la fréquence=====
n=1500;%=====la vitesse tr/mn=====
Rextr=0.6528;%=====rayon externe de rotor en (m)=====
Rintr=0.2200;%=====rayon interne de rotor en (m)=====
Rarb=0.1500;%=====rayon d'arbre en (m)=====
Nspire=22;%=====nombre de spire=====
Z=24;%=====nombre d'encoche=====
```

```
%%%%%%%%calcul diamètre d'alésage%%%%%%%%
```

```
p=2;%=====nombre de paire de pole=====
Tp=0.68;%=====pas polaire=====
D=(Tp*(2*p)/pi);%=====diamètre d'lissage=====
```

```
%%%%%%%%%%%%calcul de l'entrefer%%%%%%%%
```

```
Bs=2.1;%=====induction de saturation=====
Q=3;%=====nombre de phase=====
Zl=158;%=====nombre des conducteurs=====
```

$I=93$; %====le courant nominal de la machine=====
 $A=((Q*Z1*I)/(pi*D))$; %====la charge linéique=====
 $e=3*(A/Bs)*Tp*10^{-7}$; %==== entrefer de la machine=====

%%%%%%%%calcul de D_r %%%%%%%%

$D_r=D-2*e$; %====diamètre rotorique=====

%%%%%%%%calcul de l'espace angulaire entre deux encoche%%%%%%%%

$tetad=(2*pi)/Z$; %====angle entre deux encoche=====

%%%%%%%%calcul de l'ouverture de l'aimant%%%%%%%%

$ka=0.78$; %====Le coefficient ka varie entre 0 et 1=====
 $tetap=ka*(pi/p)$; %====angle d'ouverture de l'aimant=====

%%%%%%%%calcul la largeur d'encoche%%%%%%%%

$kids=0.98$; %==Le coefficient kids représente un arbitrage entre les pertes Joule et les pertes fer=====
 $Rints=D/2$; %====rayon interne statorique=====
 $bz=kids*((2*p)/Z)*Rints$; %====largeur d'encoche=====

%%%%%%%%calcul de la hauteur de la dent%%%%%%%%

$kcs=0.98$; %====Le coefficient kcs varie entre 0 et 1=====
 $ecs=kcs*bz$; %====épaisseur de la culasse statorique=====

Rexts=0.7200;%=====rayon externe statorique en (m)=====

hd=Rexts-(ecs+Rints);%=====hauteur de la dent=====

%%%%%%%%calcul profondeur de l'encoche%%%%%%%%

Rdr=0.4022;%=rapport profondeur d'encoche /rayon d'alésage ==

Rints=0.4329;%=====rayon d'lisage en (m)=====

hz=Rdr*Rints; %=====hauteur d'encoche =====

%%%%%%%%calcul de diamètre extérieure%%%%%%%%

De=D+2*(ecs+hz);%=====diamètre extérieure en (m)=====

%%%%%%%%calcul de la hauteur des aimants%%%%%%%%

ef=0.001;%===épaisseur de la frette est dépendante de la tenue
mécanique en (m)=====

kcr=0.45;==== Le coefficient kcr varie entre 0 et1 =====

eaim=0.0010;%=====épaisseur de l'aimant en
(m)=====

dar=0.0200==== La distance minimale entre l'aimant et le rayon
extérieur rotorique en (m)=====

ecr=kcr*tetap*(Rextr-eaim-ef);%===épaisseur de la culasse
rotorique=====

haim=(Rextr-(dar+ecr+Rarb));%==hauteur de l'aimant=====