

République Algérienne Démocratique et Populaire
Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique
Université 8 Mai 1945 – Guelma
Faculté des Sciences et de la Technologie
Département de Génie Electrotechnique et Automatique



Domaine : Sciences et Technologie
Filière : Electrotechnique
Spécialité : Réseaux Electriques

Mémoire de fin d'études
Pour l'obtention du diplôme de Master Académique

Conception optimale par la méthode GWO d'une MSAP
destinée pour une éolienne

Présenté par :
- KHELLAF Fateh
- HEZILI Yasser

Sous la direction de : M. MENDACI Sofiane

Juin 2017



REMERCIENNEMENT



Je remercie Allah, de m'avoir donné la santé et tout ce dont j'avais besoin pour réaliser le Travail imposé et rédiger ce mémoire.

Nous tenons à exprimer nos vifs remerciements et profondes gratitudes à M. MENDACI Sofiane, notre encadreur pour l'aide précieuse et les conseils judicieux qu'elle nous a apporté durant la réalisation de ce mémoire.

Ainsi que les membres du jury qui m'ont fait l'honneur d'examiner ce travail.

Je terminerai par remercier tous les enseignants du département d'électrotechnique





Dédicace

Tout d'abord, louange à ALLAH qui m'a guidée sur le droit chemin tout au long du travail ne serait pas et les justes réflexes, sans sa miséricorde, ce travail ne serait pas abouti.

A la lumière de mes jours; la source de mes efforts, la flamme de mon cœur, ma vie et mon bonheur; maman. DJIEDA et papa MED TAHAR qui j'adore.

A mes deuxièmes parent papa EL ARBI et mama FATMA

A les petite enfants mon amour ANFEL, ANES, ABD ELMOMEN

A l'homme de ma vie, mon exemple éternel, mon soutien moral et ma source de joie et de bonheur, celui qui s'est toujours sacrifié pour me voir réussir, que dieu te garde dans son vaste paradis, à toi mon frère ABD EL AZIZE

A mes très chers frères KHIER EL EDDINNE, HAROUN, ZAKI, HAMZA, AHMED, RAFIK, HOUSSEM, présents dans tous mes moments d'examens par leur soutien moral et leurs belles surprises sucrées. Je vous souhaite un avenir plein de joie, de bonheur, de réussite et de sérénité. Je vous exprime à travers ce travail mes sentiments de fraternité et d'amour.

Et bien sûr je n'oublie pas mes sœurs les plus belles sœurs au monde RACHIDA, SALIHA, SABRINA, SAMIA, HADDA, ISSMAHAN, NADIA qui présents dans tous mes moments d'examens par leur soutien moral et leurs belles surprises sucrées. Je vous souhaite un avenir plein de joie je t'aime.

Mes proches et toute la famille **KHELLAF**, et **LAAMMAMRA** et tous les gens qui m'aiment.

A mon binôme Yasser HEZILI et mes fidèles amies: ISHAK, MED, ACHREF, YASSER, OSSAMA, OKBA, FARES,

A mes bras HOUSSEM et LOTFI

A mon amie ce qui donné la force de continuer SOUMIA

Tous ceux qui ne sont pas mentionnés sur les lignes, sont au fond de mon cœur.

A tous les étudiants de la promotion de réseau électrique 2016/2017 et tous ceux qui me connaissent.

Fateh khellaf



DEDICACES

A mon père et ma chère mère

À la plus belle créature que Dieu a créée sur terre

*La source de tendresse et l'exemple du dévouement qui n'a pas cessé
De m'encourager et de prier pour moi.*

A mon beau-frère Mokhtar

A tous les membres de ma famille, petite et grande

À tous mes chers amis et mes collègues de l'Université de Guelma

Et à tous ce qui ont enseigné moi au long de ma vie scolaire

*Je vous dédie ce travail avec tous mes vœux de bonheur, de santé et de
réussite.*

Yasser HEZILI

Sommaire

INTRODUCTION GÉNÉRALE -----	1
Chapitre I : Démarche de conception et Méthodes d'optimisation	
Démarche de conception et Méthodes d'optimisation -----	3
1. INTRODUCTION -----	4
2. Démarche de conception par optimisation -----	4
2.1. Analyse du cahier des charges-----	5
2.2. Formulation du problème d'optimisation -----	5
2.3. Résolution du problème -----	5
2.4. Analyse et exploitation des solutions-----	5
3. Formalisation mathématique d'un problème d'optimisation -----	5
3.1. Problème mono-objectif sans contraintes-----	6
3.2. Problème mono-objectif avec contraintes -----	6
3.2.1 <i>Traitement des contraintes</i> -----	6
3.3. Problème à objectifs multiples-----	8
4. Les méthodes d'optimisations -----	8
4.1. Les méthodes déterministes -----	9
a) <i>Les méthodes du gradient</i> -----	9
b) <i>Les méthodes géométriques ou heuristiques</i> -----	9
4.2. Les méthodes stochastiques -----	10
a) <i>Les algorithmes génétiques</i> -----	10
b) <i>Monte-Carlo (recherche purement aléatoire)</i> -----	10
c) <i>Le recuit simulé</i> -----	10
d) <i>La méthode d'optimisation par Essaim particulaire PSO</i> -----	11
e) <i>La méthode d'optimisation par colonies de fourmis</i> -----	11
5. Méthode d'optimisation par GWO -----	11
5.1. Généralité -----	11
5.2. Optimisateur de loup gris (GWO) -----	12
5.2.1 Comportement de chasse -----	12
5.3. Développement d'algorithme -----	13
6. Conclusion -----	15
Chapitre II: Modélisation analytique de la machine synchrone à aimants permanents	
1. Introduction -----	17
2. Description de la structure étudiée -----	17

3. Modélisation analytique des deux structures étudiée	19
3.1 Transformation de la structure dentée en structure lisse	19
3.2 Mise en équation	20
3.3 Expressions des inductions magnétiques	27
3.4 Expression du couple électromagnétique	29
3.5 Expressions du flux et de la force électromotrice d'un enroulement	30
3.6 Induction magnétique dans les culasses	32
3.7 Induction magnétique dans les dents	35
4. Conclusion	35
Chapitre III: Dimensionnement optimal d'une MSAP destinée pour une éolienne	
1. Introduction	38
2. Cahier des charges	38
2.1 Généralités sur les éoliennes urbaines.	38
2.2 Contraintes d'optimisation.	39
a) <i>Contraintes géométriques</i>	39
b) <i>Contraintes magnétiques</i>	40
c) <i>Contraintes électriques</i>	40
d) <i>Contraintes thermiques</i>	40
2.3. Objectif d'optimisation	41
2.4. Objectifs et contraintes fixées pour la conception de la MSAP destinée pour l'éolien	41
3. Dimensionnement de la MSAP	42
3.1 Formulation du problème d'optimisation	42
3.2 Dimensionnement optimal de la MSAP	43
4. Conclusion	45
CONCLUSION GÉNÉRALE	46
bibliographie	48
Annex A	50
Annex B	57

LISTE DES FIGURES

Figure I.1. Démarche de résolution d'un problème d'optimisation -----	4
Figure I.2. Hiérarchie du loup gris (la dominance diminue de haut en bas).-----	12
Figure I.3. La technique de chasse des loups gris: (A) approcher, Et garder une trace de la proie (B-D) la poursuite et le harcèlement et l'encerclement (E) position fixe et attaque. -----	12
Figure I.4. Les vecteurs de position 2D et 3D et leurs éventuels emplacements suivants.-----	13
Figure I.5. Mise à jour des positions des solutions Omega (ω). -----	14
Figure II-1-a. Structure bidimensionnelle de la MSAP à rotor intérieur.-----	17
Figure II-1-b. Structure bidimensionnelle de la MSAP à rotor extérieur.-----	17
Figure II-2. Transformation de la structure dentée en une structure lisse.-----	19
Figure II-3. Régions d'étude de la structure simplifiée.-----	21
Figure II-4. Répartition de l'aimantation radiale des aimants. -----	24
Figure II-5. Composantes de l'induction magnétique en fonction du temps dans un point au milieu de l'entrefer d'une machine sans encoche à vide : (a) Radiale, (b) tangentielle. -----	28
Figure II-6. Couple de détente. -----	30
Figure II-7. Distribution du flux à vide traversant la phase A-----	32
Figure II-8. distribution de la FEM induite à vide aux bornes de la phase A -----	32
Figure II-9. Parcours des lignes du champ dans la culasse rotorique et l'aimant-----	33
Figure III-1. Aérogénérateur à aimants débitant à travers un pont de diodes sur le bus continu-----	39
Figure III-2. Évolution de la meilleure solution en fonction des itérations. -----	43

INTRODUCTION GÉNÉRALE

Face à l'épuisement des ressources énergétiques fossiles et aux problèmes environnementaux causés par l'émission des gaz à effet de serre lors de l'exploitation de ces ressources, d'autres ressources énergétiques alternatives ont été et doivent continuer à être développées. Parmi elles, nous pouvons citer les énergies renouvelables, qui offrent la possibilité de produire de l'électricité proprement et surtout dans une moindre dépendance des ressources, à condition d'accepter leurs fluctuations naturelles et parfois aléatoires [Abd 08], [Abd 07].

Aujourd'hui, les éoliens sont devenus très compétitifs en termes de coûts de production par rapport aux centrales classiques. Ils sont en train de contribuer à la réduction des rejets de gaz à effet de serre. Les premières génératrices utilisées pour les éoliennes étaient des machines asynchrones à cage qui sont très robustes, pas chères et bien maîtrisées. Cependant, ces machines nécessitent des multiplicateurs de vitesses mécaniques coûteux qui sont une source de pannes fréquente. Pour contourner ce problème, une nouvelle génération de systèmes éoliens a été développée, ce nouveau système utilise des génératrices asynchrones à double alimentation capable de fonctionner sur une large plage de variation de la vitesse du rotor de l'éolienne. Ce type d'éolien utilise un multiplicateur moins complexe que celui de la machine asynchrone à cage [Abd 08], [Abd 07], [Men 15].

Une nouvelle génération d'éoliens, utilisant la génératrice synchrone à aimants permanents se développe actuellement à grande vitesse pour les petites et grandes éoliennes. Cette troisième génération n'utilise pas le multiplicateur de vitesse ce qui augmente la fiabilité et diminue le coût du système global.

Cependant, la conception optimale d'une chaîne de génération pour éolienne constitue une phase importante pour améliorer son rendement et diminuer son coût.

Sachant que l'élément principal d'une éolienne est sa génératrice, cette dernière doit être conçue pour répondre aux principales exigences de ce domaine. En effet, on doit prendre en compte de nombreux phénomènes de natures différentes (mécanique, thermique, magnétique, électrique) et sachant que, le temps de mise sur le marché d'un

produit concurrentiel est très critique, cela fait que le développement d'une démarche permettant le choix et le dimensionnement des machines électriques destinées pour les éoliennes s'avère très intéressant. C'est dans ce contexte que nous développons dans ce travail une approche de modélisation et de dimensionnement optimal d'une machine synchrone à aimants permanents MSAP à flux radial à rotor extérieur destinée pour une éolienne.

Pour cela, nous avons décomposé ce mémoire en trois chapitres.

Dans le premier, une méthodologie de conception générale applicable pour tous les dispositifs électromagnétiques sera présentée. L'accent sera mis sur la méthode d'optimisation stochastique par les loups gris, en anglais Grey Wolf Optimizer (GWO).

Dans le deuxième chapitre, nous développons un modèle analytique par le calcul du champ au niveau de la machine synchrone à aimants permanents à flux radial. Nous nous appliquons à tenir compte d'un maximum de phénomènes qui interviennent d'un point de vue quantitatif dans le fonctionnement du système. Ainsi, nous modélisons à la fois les comportements magnétiques et électromécaniques.

Dans la dernière partie, pour répondre à un cahier des charges spécifique pour une éolienne, nous appliquons cette démarche de conception pour le dimensionnement optimal d'une MSAP à rotor extérieur. Les résultats trouvés seront ensuite analysés et discutés.

Enfin, on terminera ce travail par des conclusions et des perspectives concernant les travaux futurs.

Chapitre I :
Démarche de conception et Méthodes
d'optimisation

1. INTRODUCTION

Aujourd'hui, la conception optimale des systèmes de l'ingénierie est en pleine évolution. En effet, la forte concurrence économique en matière de qualité, prix, design, innovations technologiques et durée de renouvellement des produits, pousse les entreprises à abandonner les processus de conception classique basés sur l'expérience, l'intuition et le savoir-faire des concepteurs. La présence de la composante humaine peut parfois mener à des résultats erronés. Une approche alternative est la conception optimale assistée par ordinateur, [Abd 08], [Abd 07], [Men 13], [Cou 08], [Sab 05].

Dans ce chapitre, après une présentation d'une méthodologie générale de conception optimale et l'état de l'art des techniques d'optimisation mathématiques, l'accent sera mis sur la méthode d'optimisation stochastique par les loups gris, en anglais Grey Wolf Optimizer (**GWO**).

2. Démarche de conception par optimisation

D'une manière générale, la méthodologie de dimensionnement par optimisation doit faire l'objet d'une démarche globale qui comporte quatre phases fondamentales résumées à la Figure II-1, [Abd 07], [Sar 99], [Men 13].

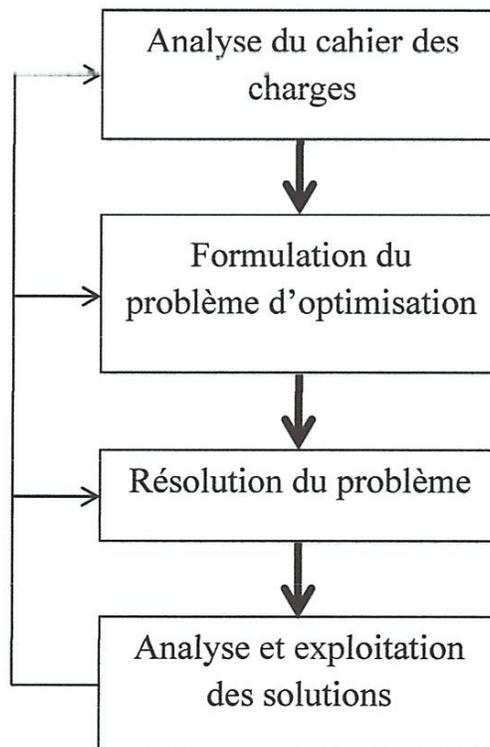


Figure II.1. Démarche de résolution d'un problème d'optimisation

2.1. Analyse du cahier des charges

Cette phase impose une caractérisation rigoureuse du dispositif à optimiser. Elle consiste à définir de façon précise, [Abd 07], [Sar 99] :

- le comportement et les performances souhaités (objectifs) ;
- les paramètres de conception qui permettront d'influencer les performances (variables de conception aussi appelées variables objets) ;
- les éventuelles contraintes liées à la fabrication ou à l'utilisation du dispositif.

Cette phase est fondamentale dans le processus d'optimisation parce qu'elle conditionne les autres étapes de la conception. Elle n'est pas facile à aborder car le choix des variables objets n'est jamais unique.

2.2. Formulation du problème d'optimisation

Cette phase consiste en la traduction du problème physique en un problème mathématique équivalent. Cette étape est très délicate car la formulation mathématique d'un problème n'est jamais unique et généralement très complexe, en particulier les définitions des critères d'optimalité et de la fonction caractérisant les performances du système.

2.3. Résolution du problème

La recherche de l'optimum d'un problème est réalisée à l'aide de méthodes d'optimisation mathématiques. Nous aborderons ce point plus en détail dans les paragraphes suivants.

2.4. Analyse et exploitation des solutions

Une fois le problème résolu, il est impératif d'évaluer la qualité de la solution et en cas d'échec il faut revenir sur les phases 1, 2 ou 3, car la résolution d'un problème mal formulé (tant au niveau du cahier des charges que du problème mathématique lui-même) ne peut conduire qu'à une solution erronée, quelle que soit la technique de résolution employée.

3. Formalisation mathématique d'un problème d'optimisation

Les formulations utilisées pour l'optimisation sont souvent décrites par ordre croissant de complexité.

3.1. Problème mono-objectif sans contraintes

Un problème d'optimisation continu sans contraintes avec une seule fonction objective $f(x)$ peut se formuler par , [Abd 07], [Sar 99], [Abd 08], [Men 13]:

$$\left\{ \begin{array}{l} \text{minimiser } f(x) \\ X = \{x_1, \dots, x_n\} \\ x_{imin} \leq x_i \leq x_{imax} \quad i = 1, \dots, n \text{ avec: } X \in S \subset R^n \end{array} \right. \quad (\text{I.1})$$

Où : les composantes x_i ($i=1, \dots, n$) sont les variables ou paramètres de conception

S est l'espace de recherche (espace des solutions).

x_{imin} et x_{imax} désignent les limites (contraintes) du domaine de recherche pour chaque variable.

f est le critère à optimiser souvent appelé fonction objectif.

3.2. Problème mono-objectif avec contraintes :

Un problème d'optimisation continu avec contraintes et une seule fonction objective $f(x)$ s'écrit de la manière suivante, [Abd 07], [Sar 99], [Abd 08], [Men 13] :

$$\left\{ \begin{array}{l} \text{minimiser } f(x) \\ X \in S \subset R^n \\ \text{sous les contraintes:} \\ g_j(x) \leq 0 \quad 1 \leq j \leq m \\ h_k(x) = 0 \quad 1 \leq k \leq l \\ x_{imin} \leq x_i \leq x_{imax} \quad 1 \leq i \leq n \end{array} \right. \quad (\text{I.2})$$

Les fonctions $g_i(x)$ et $h_k(x)$ sont respectivement des contraintes d'inégalité et d'égalité associées à la faisabilité du dispositif et à son adaptation au cahier des charges.

L'ensemble des régions de l'espace de recherche où les contraintes de conception sont vérifiées est dénommée « espace réalisable » ou « domaine admissible ». Inversement, l'espace irréalisable « non réalisable » ou « non admissible » (ou le domaine interdit), désigne l'ensemble des zones de l'espace où les contraintes sont violées.

3.2.1 Traitement des contraintes

Le traitement des contraintes dans les processus d'optimisation se fait par différentes méthodes, qui sont généralement basées sur la transformation du problème avec contraintes en un problème sans contraintes. Parmi les méthodes les plus utilisées, on trouve [Abd 08], [Sar 99] :

a) Transformation du problème par les méthodes de pénalités

Ces méthodes sont souvent utilisées dans l'optimisation des problèmes contraints car elles sont assez simples et efficaces. Le principe est de remplacer le problème avec contraintes (I.2) par un autre sans contraintes (I.3) en introduisant dans la fonction objectif une pénalisation concernant chacune des contraintes violées, [Abd 07], [Sar 99], [Abd 08] :

$$\begin{cases} \text{minimiser } f'(x) = f(x) + P(g_j(X), h_k(X)) \\ X \in S \subset \mathbb{R}^n, & 1 \leq j \leq m, & 1 \leq k \leq l \\ x_{imin} \leq x_i \leq x_{imax} & 1 \leq i \leq n \end{cases} \quad (\text{I.3})$$

Suivant le choix de la forme de la fonction de pénalité \mathbf{P} , on distingue principalement deux typés de pénalité : **Les pénalités intérieures** et **les pénalités extérieures**.

Dans le cas de la pénalité intérieure, on utilise une fonction de pénalité construite de telle façon que la possibilité de réalisation soit garantie. Généralement, ces fonctions garantissent la règle suivante : plus x_i se rapproche de la frontière du domaine admissible, plus la fonction de pénalisation croît et tend vers l'infini. A cause de ce principe, l'algorithme d'optimisation aura moins de chances à trouver le minimum proche de la frontière du domaine admissible. En plus, le point de départ pour cette méthode doit obligatoirement être à l'intérieur de la région admissible, ce qui conduit à la nécessité d'un algorithme supplémentaire pour le trouver. C'est à cause de ces problèmes, que la méthode de pénalités extérieures est la plus utilisée. Son principe consiste à augmenter la pénalisation des solutions à mesure que l'on s'éloigne de l'espace réalisable. La fonction de pénalité extérieure la plus populaire est la suivante :

$$p(g_j(x), h_k(x)) = \sum_{j=1}^m \alpha_j \max^2(0, g_j(x)) + \sum_{k=1}^l \beta_k h_k(x)^2 \quad (\text{I.4})$$

α et β sont appelés coefficients de pénalités.

L'avantage de cette méthode est la continuité de la nouvelle fonction objective, puisque toutes les solutions sont acceptées même à l'extérieur de l'espace réalisable.

b) Transformation du problème par le Lagrangien

L'idée des multiplicateurs de Lagrange est de disposer de coefficients dont les valeurs s'adaptent à la situation rencontrée lors de l'optimisation. Cette méthode transforme le

problème avec contraintes en un problème sans contraintes via les multiplicateurs de Lagrange λ et v , [Abd 07], [Sar 99], [Men 13]:.

$$L(X, \lambda, v) = f(X) - \sum_{j=1}^m \lambda_j g_j(X) - \sum_{k=1}^l v_k h_k(X) \quad (I.5)$$

Il ne s'agit pas d'une technique de substitution telles que les pénalités mais d'un problème d'optimisation dit augmenté puisque de nouvelles variables, les coefficients de Lagrange, viennent augmenter le nombre d'inconnues.

3.3. Problème à objectifs multiples

L'optimisation à objectifs multiples ou optimisation multicritères a pour objet la minimisation simultanée de plusieurs fonctions, à partir des mêmes variables objets. Ces problèmes entrent dans la catégorie des problèmes d'optimisation vectoriels (Vector Optimization Problems ou VOP) [Sar 99]. Un problème d'optimisation vectoriel contraint peut être exprimé de la façon suivante :

$$\left\{ \begin{array}{l} \text{minimiser } F(X) = [f_1(X) \dots f_p(X)] \\ X \in S \subset \mathbb{R}^n \\ \text{Sous les contraintes:} \\ g_j(X) \leq 0 \quad 1 \leq j \leq m \\ h_k(X) = 0 \quad 1 \leq k \leq l \\ x_{imin} \leq x_i \leq x_{imax} \quad 1 \leq i \leq n \end{array} \right. \quad (I.6)$$

Les fonctions $F(X)$, $g_j(X)$ et $h_k(X)$ sont respectivement les objectifs et les contraintes du problème. L'opérateur doit permettre la minimisation simultanée des composantes du vecteur $F(X)$.

Lorsqu'on cherche une solution unique de ce type de problème, la plus simple solution est de le transformer en un problème mono-objectif (scalaire). La méthode de pondération ou de Marglin [Kon 93] sont habituellement employées pour effectuer ce type de transformation.

4. Les méthodes d'optimisations :

Le choix de la méthode d'optimisation dépend fortement de la formulation du problème à variables continues, discrètes ou mixtes, sans ou avec contraintes, mono-objectif ou multi objectif. En fait, les méthodes d'optimisation des problèmes continus ne

peuvent pas résoudre efficacement les problèmes discrets. De même, les méthodes d'optimisation pour les problèmes sans contraintes ne sont pas directement applicables aux problèmes avec contraintes. Le choix de la méthode d'optimisation dépend également du type de modélisation du problème. Par exemple, pour les modélisations par les éléments finis des machines électriques, l'application de méthodes de type évolutionnaires n'est pas possible en un temps raisonnable. Ainsi, le choix d'une méthode d'optimisation efficace pour résoudre en pratique des problèmes d'optimisation d'une telle difficulté est très délicat. L'hybridation de méthodes existantes est une voie intéressante à explorer pour les traiter efficacement.

En résumé, il n'existe pas d'algorithme efficace pour tous les problèmes : quand un algorithme progresse sur une classe de fonctions, il régresse sur une autre.

Les méthodes d'optimisation peuvent être divisées en deux grandes familles selon le mode de recherche de l'optimum, [Abd 07], [Sar 99], [Abd 08], [Cou 08]:

4.1. Les méthodes déterministes :

Comme leur nom l'indique, pour un problème donné et pour un point de départ donné, ces méthodes convergent toujours vers le même optimum en parcourant de la même manière l'espace des solutions.

Cette famille peut être, à son tour, divisé en deux sous-familles :

a) Les méthodes du gradient : La recherche de l'optimum est orientée à l'aide du calcul des dérivées partielles de la fonction objectif, permettant de « plonger » rapidement dans la direction de l'optimum le plus proche. Parmi ces méthodes nous citons notamment la technique de la plus grande pente (steepest descent), les méthodes de Newton ou quasi-Newton (BFGS ou DFP), la méthode de Levenberg-Marquardt (Rao, 1996).

b) Les méthodes géométriques ou heuristiques : Ces méthodes utilisent uniquement les valeurs de la fonction objective. Elles explorent l'espace des solutions par essais successifs en recherchant les directions les plus favorables. Comme pour les méthodes gradient, la convergence des méthodes géométriques reste « locale » mais la robustesse est meilleure, en particulier si la fonction à optimiser est faiblement bruitée ou discontinue. Le principal inconvénient de ces méthodes réside dans l'augmentation du coût de calcul lorsque le nombre de variables de conception augmente. Parmi les heuristiques les plus couramment employées, nous trouvons les méthodes de Hook e& Jeeves, simplex de Nelder et Mead, Rosenbrock, etc.[Kon 93], [Abd 07], [Sar 99], [Abd 08], [Men 13].

4.2. Les méthodes stochastiques :

Les méthodes stochastiques sont basées sur une prospection aléatoire de l'espace des solutions à l'aide de règles de transition probabilistes. Ainsi, pour des optimisations distinctes avec les mêmes configurations de départ, le trajet vers l'optimum peut être différent.

Ces méthodes ont une grande possibilité de trouver l'optimum global du problème. Contrairement à la plupart des méthodes déterministes, elles ne nécessitent ni point de départ, ni la connaissance du gradient de la fonction objectif pour atteindre la solution optimale. Cependant, elles demandent un nombre important d'évaluations de la fonction objectif.

Les méthodes stochastiques les plus populaires pour les problèmes d'optimisation sont les suivantes, [Kon 93], [Abd 07], [Sar 99], [Abd 08], [Men 13] :

a) *Les algorithmes génétiques :*

L'algorithme génétique est une technique d'optimisation inspirée de la sélection naturelle et de la génétique. L'algorithme part d'un ensemble de solutions possibles initialisé aléatoirement dans l'espace de recherche. Les individus sont représentés par leurs variables de conception ou par un codage binaire de celles-ci (chromosome). Pour chercher l'optimum, cette méthode applique des opérateurs génétiques (tel que : la sélection, le croisement et la mutation) sur les individus jusqu'à ce que la condition d'arrêt soit vérifiée.

b) *Monte-Carlo (recherche purement aléatoire) :*

C'est une méthode très simple. Elle consiste à tirer une solution au hasard à chaque itération. La fonction objective est évaluée en ce point. Si elle est meilleure que l'optimum courant, cette valeur est enregistrée, ainsi que la solution correspondante et le processus continue jusqu'à ce que les conditions d'arrêt soient vérifiées. Il s'agit donc d'un processus d'exploration purement aléatoire.

c) *Le recuit simulé :*

La méthode du recuit simulé, introduite par Kirk Patrick [Vas 94], est basée sur une analogie avec le processus physique de recuit des solides pour trouver un minimum. En effet, pour qu'un métal retrouve une structure proche du cristal parfait (l'état cristallin correspond au minimum d'énergie de la structure atomique du métal), on porte celui-ci à une température élevée, puis on le laisse refroidir lentement de manière à ce que les atomes aient le temps de s'ordonner régulièrement.

d) La méthode d'optimisation par Essaim particulaire PSO :

La méthode d'optimisation par essaims particulaires (Particule Swarm Optimization PSO en anglais) a été introduite par Russel Eberhart (ingénieur en électricité) et James Kennedy (socio-psychologue) en 1995.

Elle est basée sur le principe de l'intelligence collective (la collaboration des individus entre eux) qui s'appuie aussi sur le concept d'auto-organisation. A chaque itération, chaque particule va être influencée par sa meilleure position connue (aussi appelée meilleur Personnel) et par la meilleure position connue dans l'espace de recherche (meilleur global). De cette manière l'essaim (le groupe des solutions) est guidé vers les meilleures solutions

e) La méthode d'optimisation par colonies de fourmis :

La méthode a d'ailleurs des similarités avec les algorithmes par essaims particulaires en s'inspirant du comportement collectif des fourmis. Bien que les fourmis aient individuellement des capacités cognitives très réduites, elles sont capables collectivement de résoudre le problème de la découverte du plus court chemin allant de leur colonie vers une source de nourriture. Pour ce fait, les fourmis utilisent l'environnement comme support de communication : elles échangent indirectement de l'information en déposant des phéromones.

Et on peut ajouter à cette liste la méthode des loups gris que nous avons choisie pour notre travail qui a pour objectif la conception par optimisation d'une machine synchrone à aimants permanents.

5. Méthode d'optimisation par GWO :**5.1. Généralité :**

L'optimiseur de loup gris (Grey Wolf Optimizer GWO en anglais) est une nouvelle technique, qui peut être appliquée avec succès pour résoudre les problèmes d'optimisation. Elle a été introduite par Seyedali Mirjalili et al en 2014, [Mir 14], [Mir web].

L'algorithme des loups gris est un algorithme inspiré du comportement du loup gris, et qui constitue une méthode d'optimisation stochastique méta-heuristique. En plus, la méthode GWO utilise une population de loups créés au hasard (solutions candidates).

5.2. Optimisateur de loup gris (GWO) :

Le loup gris (*Canis lupus*) appartient à la famille canidé. Les loups gris sont considérés comme le pic des prédateurs, ce qui signifie qu'ils sont au sommet de la chaîne alimentaire. Les loups gris préfèrent vivre en groupes. La taille du groupe est de 5 à 12 en moyenne. Un intérêt particulier est qu'ils ont une hiérarchie sociale très stricte comme le montre la Fig I.2 [Mir 14].

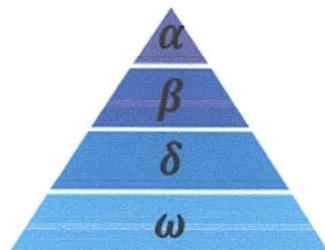


Figure I.2. Hiérarchie du loup gris (la dominance diminue de haut en bas).

α est le leader et le décideur.

β et δ aident α à la prise de décisions.

Le reste des loups sont appelés ω , ils sont des adeptes.

5.2.1 Comportement de chasse

Le comportement de chasse en groupe des loups est très important dans l'étude de l'optimisation, ce comportement est divisé en trois étapes :

- Suivre, poursuivre et approcher la proie.
- Encercler et harceler la proie jusqu'à ce qu'elle s'arrête en mouvement.
- Attaque contre la proie.

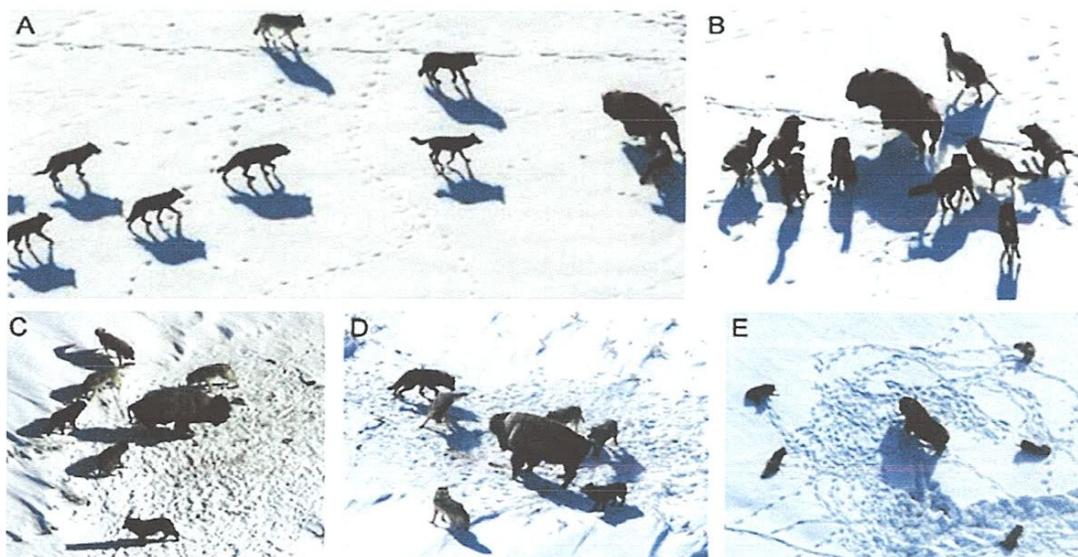


Figure I.3. La technique de chasse des loups gris: (A) approcher, Et garder une trace de la proie (B-D) la poursuite et le harcèlement et l'encercler (E) position fixe et attaque.

5.3. Développement d'algorithme :

Afin de modéliser mathématiquement la hiérarchie sociale des loups lors de la conception de la méthode GWO, nous considérons la solution la plus adaptée comme l'alpha (α). Par conséquent, la deuxième et la troisième meilleure solution sont appelées bêta (β) et delta (δ) respectivement. Le reste de la solution candidate est supposé être Omega (ω). Dans l'algorithme GWO, la chasse (optimisation) est guidée par alpha, beta et delta, les loups Omega suivent ces trois loups. [Mir 14], [Mir web].

Encercler la proie :

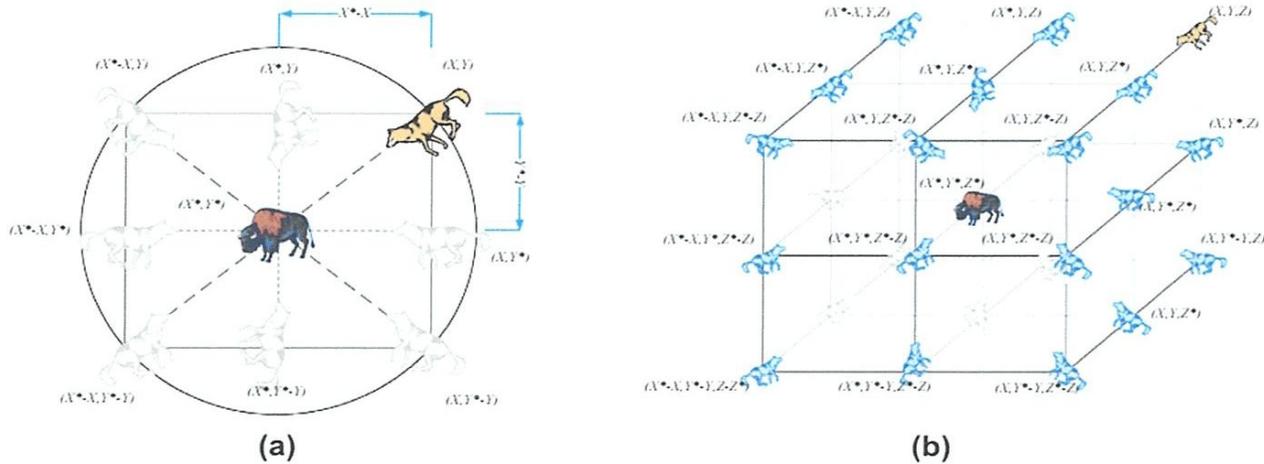


Figure I.4. Les vecteurs de position 2D et 3D et leurs éventuels emplacements suivants.

Le même concept peut être étendu à un espace de recherche avec n dimensions, et les loups gris se déplacent en hyper-cubes (ou hyper-sphères) autour de la meilleure solution obtenue jusqu'à présent.

Modèle mathématique :

Le modèle mathématique du comportement des loups lors de la phase « Encercler la proie » est représenté par les équations suivantes :

$$D = |C \cdot X_p(t) - X(t)| \tag{I.7}$$

$$X(t + 1) = |X_p(t) - A \cdot D|$$

A et C sont des vecteurs de coefficients donnés par :

$$\begin{aligned} A &= 2a \cdot r_1 - a \\ C &= 2 \cdot r_2 \end{aligned} \tag{I.8}$$

t est l'itération actuelle.

X est le vecteur de position d'un loup

r_1 et r_2 sont des vecteur aléatoires $\in [0,1]$.

a varie linéairement de 2 à 0.

Dans la méthode GWO, nous adaptons à chaque itération les positions des solutions Omega (ω) en fonction des potions des solutions (α), (β) et (δ) par les équations suivantes :

$$\begin{aligned} D_\alpha &= |C_1 \cdot X_\alpha - X| \\ D_\beta &= |C_2 \cdot X_\beta - X| \\ D_\delta &= |C_3 \cdot X_\delta - X| \end{aligned} \tag{I.9}$$

$$\begin{aligned} X_1 &= X_\alpha - A_1 \cdot (D_\alpha) \\ X_2 &= X_\beta - A_2 \cdot (D_\beta) \\ X_3 &= X_\delta - A_3 \cdot (D_\delta) \end{aligned} \tag{I.10}$$

$$X(t+1) = \frac{X_1 + X_2 + X_3}{3} \tag{I.11}$$

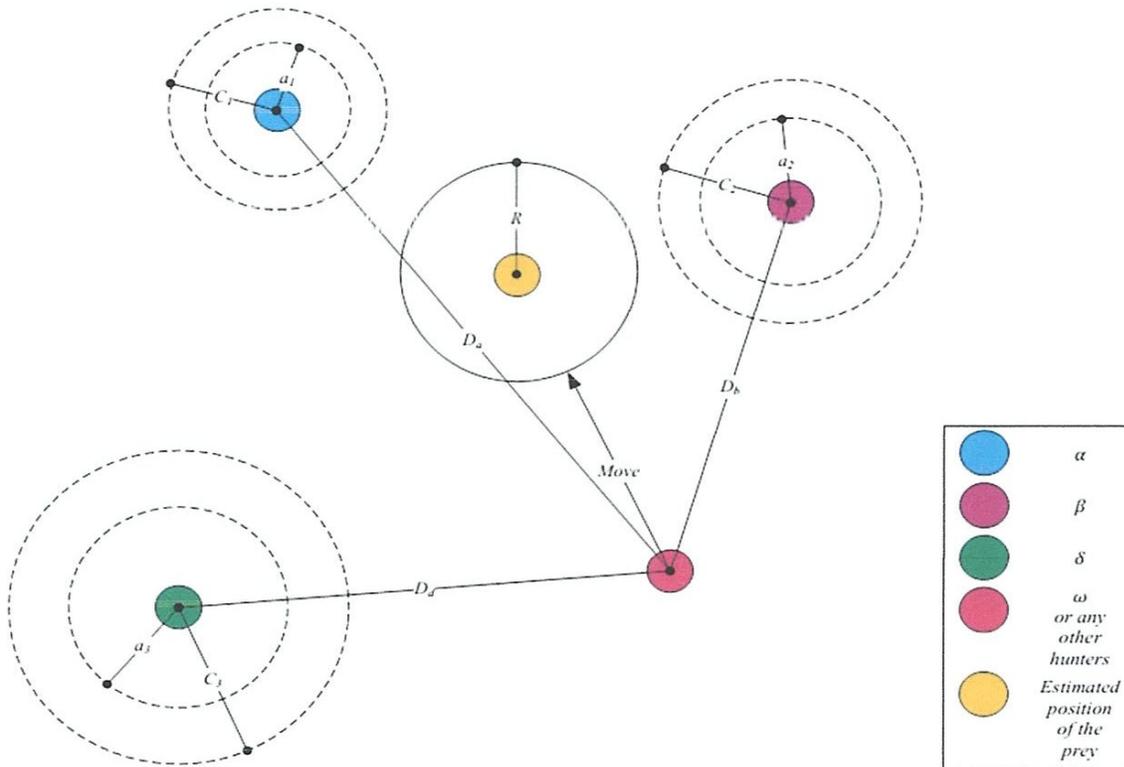


Figure I.5. Mise à jour des positions des solutions Omega (ω).

Structure de la méthode GWO

A- Initialisation :

Génération de la population initiale, initialisation des paramètres de contrôle a , A et C .

B- Evaluation de la fonction objectif de chaque solution

C- Actualiser les trois solutions : X_α^t , X_β^t et X_δ^t

D- Actualiser les positions de tous les loups en utilisant les équations (I.9), (I.10) et (I.11)

E- Actualiser a , A et C en utilisant les équations suivantes (I.8)

F- Répéter les étapes (B), (C), (D) et (E) tant que la condition d'arrêt n'est pas vérifiée.

6. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté en premier lieu les étapes à suivre dans une démarche générale de conception par optimisation. Ensuite, un état de l'art des méthodes d'optimisation mathématiques a été présenté. Ces méthodes peuvent être réunies d'une façon générale en deux grandes familles : les méthodes déterministes et les méthodes stochastiques.

Parmi l'ensemble des techniques présentées, nous avons choisi de nous intéresser aux algorithmes des loups gris GWO qui est une méthode stochastique moderne équivalente aux autres méthodes bien connues tel que les algorithmes génétiques, les PSO, les ANT,...

Cette méthode sera utilisée pour la conception d'une MSAP destinée pour une éolienne.

Chapitre II

Modélisation analytique de la machine synchrone à aimants permanents

1. Introduction

Dans ce chapitre, nous allons présenter un modèle analytique par calcul du champ d'une machine synchrone à aimants permanents à flux radial MSAP. Ce modèle a été développé dans le souci de trouver les équations des grandeurs importantes (tel que le couple, la FEM, les pertes, les inductions) en fonction des dimensions et des caractéristiques de la MSAP.

En effet, le modèle est basé sur un modèle magnétique bidimensionnel s'appuyant sur le calcul analytique des champs dans différentes régions de la machine. Ces champs sont déterminés en résolvant la formulation magnétostatique issue des équations de Maxwell par le biais de la technique de séparation des variables.

Dans ce modèle, les encoches sont négligées et les courants statoriques sont remplacés par une densité surfacique au niveau du stator. A partir de cette hypothèse, le modèle devient simple mais les effets des encoches sur les inductions et le couple électromagnétique seront négligés [Kon 93], [Sab 05], [Cou 08], [Men 13].

2. Description de la structure étudiée

Dans un souci de généralité, nous avons travaillé sur deux types de machine qui sont, MSAP à rotor intérieur et MSAP à rotor extérieur. Alors, nous avons deux structures bidimensionnelles qui sont présentées par les figures, figure II-1-a et figure II-1-b.

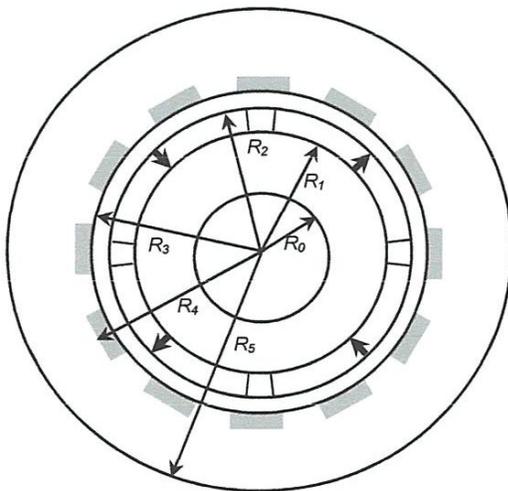


Figure II-1-a. Structure bidimensionnelle de la MSAP à rotor intérieur.

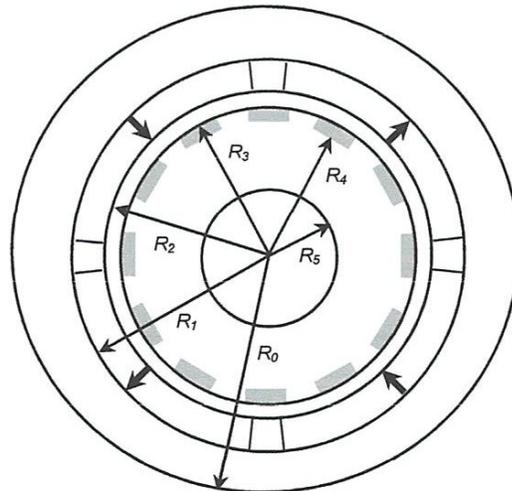


Figure II-1-b. Structure bidimensionnelle de la MSAP à rotor extérieur.

Les principales dimensions et caractéristiques sont précisées dans le tableau suivant :

Symbole	DESCRIPTION	valeur
p	Nombre de pair de pôle	
R_0	Rayon externe de la culasse rotorique	mm
R_1	Rayon interne de la culasse rotorique	mm
R_2	Rayon de la surface des aimants	mm
R_3	Rayon de la surface des dents statoriques	mm
R_4	Rayon externe de la culasse statorique	
R_5	Rayon interne de la culasse statorique	mm
L	Longueur active de la machine	mm
e	Entrefer mécanique	mm
B_r	Induction rémanente des aimants permanents	T
Q_s	Nombre d'encoches statoriques	
N_{enpp}	Nombre d'encoches par pôle et par phase	
K_{ra}	Coefficient de remplissage des pôles (rapport entre l'ouverture angulaire du pôle et le pas polaire)	
L_s	Longueur de l'ouverture d'encoche	mm
w_s	Angle d'ouverture de l'encoche sur l'entrefer	degré
μ_r	Perméabilité relative des aimants permanents	

Tableau II-1. Caractéristiques et dimensions principales de la MSAP à rotor extérieur.

Pour le développement du modèle analytique, nous avons supposé les hypothèses simplificatrices suivantes, [Kon 93], [Sab 05], [Abd 07], [Abd 08], [Men 13], [Men 15]:

- ✓ Les perméabilités magnétiques du stator et du rotor sont très grandes (infinie) ;
- ✓ La courbe de désaimantation des aimants est une droite linéaire ;
- ✓ La perméabilité des aimants est égale à celle du vide μ_0 ;
- ✓ La direction de l'aimantation des aimants est radiale (pas de composante tangentielle) ;
- ✓ La machine est suffisamment longue pour que les effets tridimensionnels puissent être négligés et que l'étude puisse être effectuée en bidimensionnel ;
- ✓ La saturation et les courants induits sont négligés (pas de courants induits dans les aimants permanents ou les culasses magnétiques) ;
- ✓ Les encoches ont une forme rectangulaire pour ce modèle.

3. Modélisation analytique des deux structures étudiée

La méthode de modélisation présentée dans cette partie a été largement exploitée pour l'étude et la conception des machines à aimants permanents sans pièces polaires, en particulier le cas des machines sans encoches destinées pour les hautes vitesses [Kon 93], [Sab 05], [Cou 08].

3.1 Transformation de la structure dentée en structure lisse

En plus des hypothèses simplificatrices communes, citées précédemment pour les deux types de la MSAP, nous transformons la structure cylindrique dentée du stator en une structure cylindrique lisse équivalente, figure II-2.

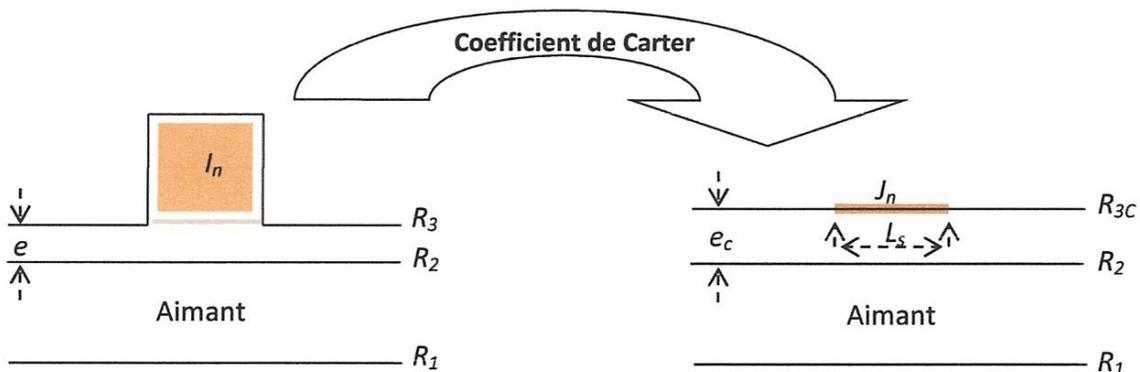


Figure II-2. Transformation de la structure dentée en une structure lisse.

La densité de courant linéique du modèle équivalent J_n est calculée en fonction du courant réel I_n de la phase n et de la longueur de l'ouverture d'encoche L_s par l'équation suivante :

$$J_n = \frac{I_n}{L_s} \quad (\text{II.1})$$

Dans ce modèle, l'effet des encoches sur les grandeurs magnétiques est pris en compte d'une façon indirecte par la correction de l'entrefer mécanique. L'entrefer fictif résultant est alors obtenu en multipliant l'entrefer réel par le coefficient de Carter.

$$e_c = K_c e \quad (\text{II.2})$$

Le coefficient de Carter K_c est déterminé en fonction des dimensions géométriques des encoches. Il se calcule par l'équation suivante [Sab 05], [Kon 93]:

$$K_c = \frac{P_d}{P_d - \frac{4}{\pi} \left(\frac{L_s}{2e} \text{Arctg} \left(\frac{L_s}{2e} \right) - \text{Log} \left(\sqrt{1 + \left(\frac{w_s}{e} \right)^2} \right) \right)} \approx \frac{P_d}{P_d - \frac{L_s^2}{(5e + L_s)}} \quad (\text{II.3})$$

P_d et L_s sont respectivement le pas dentaire et la longueur de l'ouverture de l'encoche sur l'entrefer.

Nous remarquons aussi, que la correction de l'entrefer conduit automatiquement à une augmentation du rayon statorique. Le nouveau rayon sera noté R_{3C} .

3.2 Mise en équation

Les hypothèses simplificatrices utilisées dans ce modèle (en particulier : la perméabilité infinie des parties ferromagnétiques, perméabilité des aimants égale à celle du vide et la transformation de la structure) vont conduire à une simplification remarquable du domaine d'étude. En effet, deux régions circulaires (l'entrefer et la couronne aimantée) seront considérées pour le calcul du champ par la résolution analytique des équations de Maxwell, figure II-3.

Les caractéristiques magnétiques des deux régions considérées sont données par les équations suivantes :

- Région I (couronne aimantée) :

$$\mathbf{B}^I = \mu_r \mu_0 \mathbf{H}^I + \mathbf{B}_r \quad (\text{II.4})$$

- Région II (entrefer) :

$$\mathbf{B}^{\text{II}} = \mu_0 \mathbf{H}^{\text{II}} \tag{II.5}$$

Où B_r représente l'induction rémanente des aimants permanents supposée constante dans cette étude.

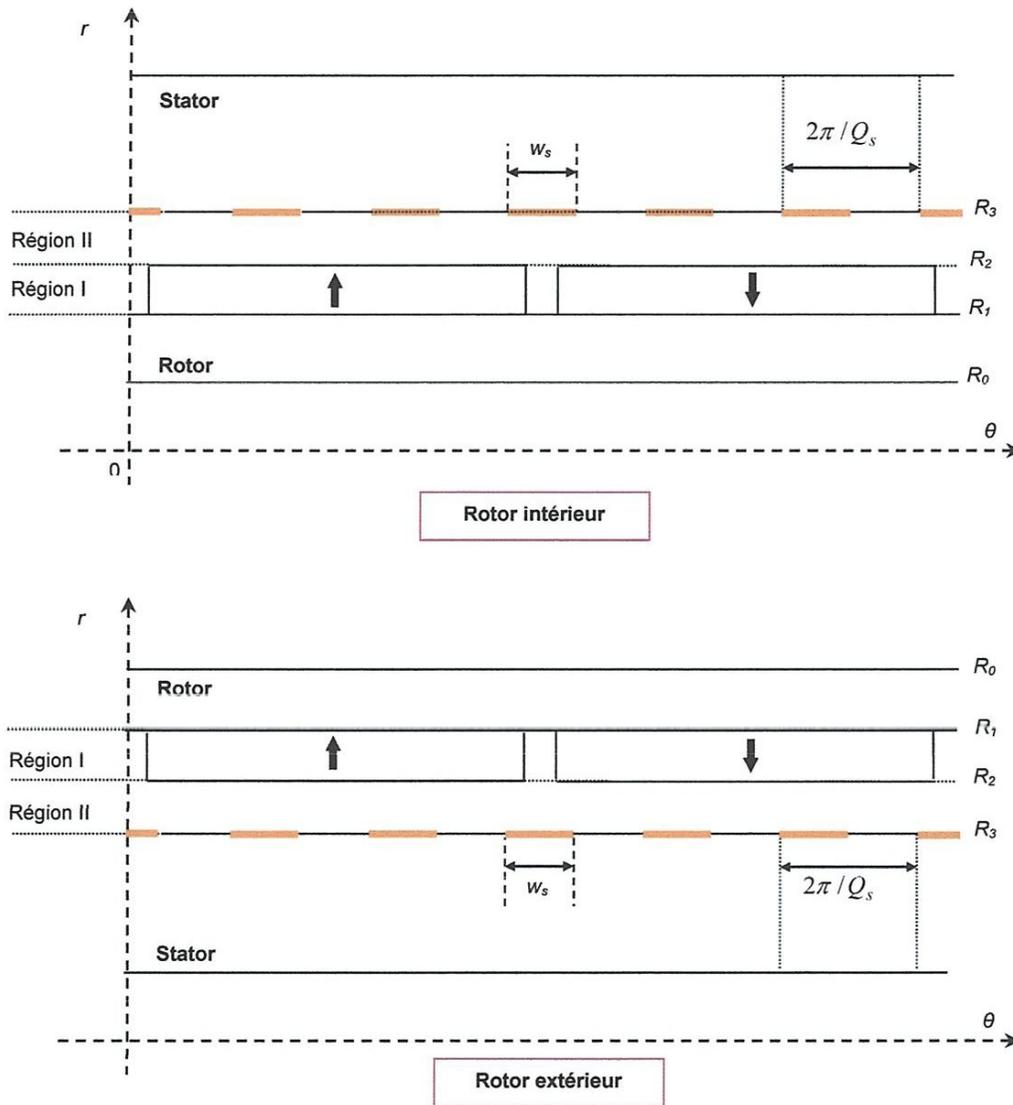


Figure II-3. Régions d'étude de la structure simplifiée.

A partir de l'hypothèse sur la perméabilité des aimants (considérée constante est égale à celle du vide), l'équation (II.4) devient :

$$\mathbf{B}^{\text{I}} = \mu_0 \mathbf{H}^{\text{I}} + \mathbf{B}_r \tag{II.6}$$

Notons que cette hypothèse est valable uniquement pour le cas des aimants modernes. Cependant, pour le cas d'une structure à aimants jointifs (pas d'inter aimants), la perméabilité ne change pas le long de la couronne aimantée (zone I). Dans ce cas, cette hypothèse n'est pas obligatoire et on peut garder la perméabilité réelle des aimants pour tous les calculs.

Pour déterminer les expressions analytiques des inductions magnétiques, nous utilisons les équations de Maxwell dans le cadre des régimes quasi stationnaires. En l'absence de densité de charge électrostatique, ces équations sont les suivantes :

$$- \text{Equation de conservation du flux magnétique : } \nabla \cdot \mathbf{B} = 0 \quad (\text{II.7})$$

$$- \text{Equation de Maxwell – Ampère: } \nabla \times \mathbf{H} = \mathbf{J} \quad (\text{II.8})$$

D'après l'équation (II.7), il existe un potentiel vecteur magnétique A tel que :

$$\mathbf{B} = \nabla \times \mathbf{A} \quad (\text{II.9})$$

Ce potentiel vecteur vérifié l'équation suivante (gauge de Coulomb) :

$$\nabla \cdot \mathbf{A} = 0 \quad (\text{II.10})$$

La combinaison entre les équations des milieux (II.5) et (II.6) et les équations (II.7), (II.8), (II.9) et (II.10) donnent l'équation générale à résoudre suivante :

$$\nabla \times (\nabla \times \mathbf{A}) = \begin{cases} \mathbf{0} & \text{Région II} \\ -\nabla \times \mathbf{B}_r & \text{Région I} \end{cases} \quad (\text{II.11})$$

Nous avons supposé dans les hypothèses que la structure est bidimensionnelle (structure invariante par translation), cela impose que le potentiel vecteur A n'a plus qu'une seule composante non nulle A_z située dans la direction (O_z) dans le repère cylindrique (O, r, θ, z). Dans ces conditions l'équation (II.11) peut être écrite par l'équation suivante :

$$\frac{\partial^2 A_z}{\partial r^2} + \frac{1}{r} \frac{\partial A_z}{\partial r} + \frac{1}{r^2} \frac{\partial^2 A_z}{\partial \theta^2} = \begin{cases} 0 & \text{Région II} \\ \frac{1}{r} \frac{\partial B_{rr}}{\partial \theta} - \frac{1}{r} \frac{\partial (r B_{r\theta})}{\partial r} & \text{Région I} \end{cases} \quad (\text{II.12})$$

B_{rr} et $B_{r\theta}$ sont respectivement les composantes radiale et tangentielle de l'induction rémanente.

Dans cette équation, on ne voit pas les courants d'alimentation d'une façon explicite. Mais ils vont intervenir dans les conditions aux limites.

La résolution analytique de l'équation aux dérivées partielles (II.12) est obtenue par l'utilisation de la méthode de séparation des variables. Etant donné la périodicité de $\frac{2\pi}{p}$ de la structure, le potentiel vecteur dans les deux régions est de la forme :

$$A_z^I(r, \theta) = \sum_{g=-\infty}^{+\infty} (C_1 r^{gp} + C_2 r^{-gp} + A_{sp}) e^{jgp\theta} \quad (\text{II. 13})$$

$$A_z^{II}(r, \theta) = \sum_{g=-\infty}^{+\infty} (C_3 r^{gp} + C_4 r^{-gp}) e^{jgp\theta} \quad (\text{II. 14})$$

A_{sp} est une solution particulière qui dépend du deuxième membre de l'équation générale correspondante à la région I. Son expression est donnée par :

$$A_{sp} = \begin{cases} \frac{jgpB_{rr,g} - B_{r\theta,g}}{1 - (gp)^2} r & \text{if } gp \neq 1 \\ \frac{jgpB_{rr,g} - B_{r\theta,g}}{2} r \ln(r) & \text{if } gp = 1 \end{cases} \quad (\text{II. 15})$$

$B_{rr,g}$ et $B_{r\theta,g}$ sont les coefficients de la décomposition en série complexe de Fourier des composantes radiale et tangentielle de l'induction rémanente, équations (II.16) et (II.17).

$$B_{rr}(\theta) = \sum_{g=-\infty}^{+\infty} B_{rr,g} e^{jgp\theta} \quad (\text{II. 16})$$

$$B_{r\theta}(\theta) = \sum_{g=-\infty}^{+\infty} B_{r\theta,g} e^{jgp\theta} \quad (\text{II. 17})$$

- Interface entre les aimants et l'entrefer :

$$H_{\theta}^I(R_2, \theta) = H_{\theta}^{II}(R_2, \theta) \quad (\text{II.21})$$

$$B_r^I(R_2, \theta) = B_r^{II}(R_2, \theta) \quad (\text{II.22})$$

J est la densité totale du courant surfacique ; elle est donnée par :

$$J(\theta, t) = \sum_{n=1}^m J_n = \sum_{n=1}^m I_n C_n(\theta) \quad (\text{II.23})$$

m est le nombre de phases et J_n est la densité de courant de la phase n .

C_n est la densité linéique de conducteurs de la phase n , elle est donnée par l'équation générale suivante :

$$C_n(\theta) = \sum_{g=-\infty}^{+\infty} \frac{S_g}{2j} e^{jgp\left(\theta - \frac{(n-1)2\pi}{m}\right)} \quad (\text{II.24})$$

Le coefficient de la décomposition de Fourier S_g est calculé en prenant en compte la forme et les caractéristiques du bobinage. Une démarche de calcul pour un cas général de bobinage est présentée en annexe A.

Dans le cas général, la densité totale du courant statorique peut être écrite par :

$$J(\theta, t) = \sum_{g=-\infty}^{+\infty} J_g(t) e^{jgp\theta} \quad (\text{II.25})$$

J_g est le coefficient complexe de la décomposition en série de Fourier de $J(\theta, t)$, son expression générale est donnée par l'équation :

$$J_g(t) = \frac{S_g}{2j} \sum_{n=1}^m I_n(t) e^{-jg(n-1)\frac{2\pi}{m}} \quad (\text{II.26})$$

Les composantes normale B_r et tangentielle B_θ de l'induction magnétique peuvent être calculées en fonction de A_z , par :

$$\begin{cases} B_r^i(r, \theta) = \frac{1}{r} \frac{\partial A_z^i}{\partial \theta} \\ B_\theta^i(r, \theta) = -\frac{\partial A_z^i}{\partial r} \end{cases} \quad \text{avec : } i = \text{I, II} \quad (\text{II.27})$$

L'utilisation des équations (II.5), (II.6) et (II.27) pour la simplification des conditions aux limites, donne le système d'équation suivant, [Kon 93], [Sab 05], [Men 13] :

$$\begin{bmatrix} gpR_1^{gp-1} & -gpR_1^{-gp-1} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & gpR_{3c}^{gp-1} & -gpR_{3c}^{-gp-1} \\ R_2^{gp} & R_2^{-gp} & -R_2^{gp} & -R_2^{-gp} \\ gpR_2^{gp-1} & -gpR_2^{-gp-1} & -gpR_2^{gp-1} & gpR_2^{-gp-1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} C_1 \\ C_2 \\ C_3 \\ C_4 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{\partial A_{sp}(R_1)}{\partial r} - B_{r\theta,g} \\ \mu_0 J_g \\ -A_{sp}(R_2) \\ -\frac{\partial A_{sp}(R_2)}{\partial r} - B_{r\theta,g} \end{bmatrix} \quad (\text{II.28})$$

Dans le système précédent, la première matrice (4×4) dépend uniquement des rayons et du nombre de paire de pôles de la machine, donc elle reste inchangée quelque soit la complexité de la structure de la machine considérée (plusieurs enroulements, enroulement à pas raccourci, aimantations non radiale,...). Aussi ce modèle reste valable pour les machines à bobinage incliné à condition de discrétiser la machine en plusieurs sections supposées non inclinées.

La résolution du système d'équation (II.28) par l'utilisation d'une méthode numérique appropriée donne les inconnus C_1 , C_2 , C_3 et C_4 avec une grande précision. Cependant, la recherche des expressions analytiques exactes de ces coefficients en fonction des sources du champ et des dimensions de la machine permet un calcul rapide des coefficients par rapport aux méthodes numériques. Ce gain en temps devient plus important quand nous utilisons ces expressions dans des problèmes de dimensionnement optimal par les méthodes stochastiques qui exigent plusieurs itérations (évaluation de la fonction objectif) pour converger. Son seul inconvénient est la convergence qui n'est pas assurée pour un nombre d'harmonique élevé (à partir d'un certain nombre d'harmonique, la solution diverge).

Après avoir déterminé les expressions des coefficients d'intégration du potentiel magnétique créé par les sources du champ (les aimants et les courants) dans les deux régions I et II (annexe A), nous pouvons déterminer les expressions analytiques des potentiels vecteurs A_z^I et A_z^{II} .

$$A_z^I(r, \theta, t) = \sum_{g=-\infty}^{+\infty} \left[\begin{aligned} &(P_{2,r}^I B_{rr,g} + P_{3,r}^I B_{r\theta,g}) e^{-j(gp\Omega t - \frac{\pi}{2})} \\ &+ P_{1,r}^I S_g \sum_{n=1}^m I_n(t) e^{-j(g(n-1)\frac{2\pi}{m} + \frac{\pi}{2})} \end{aligned} \right] e^{jgp\theta} \quad (\text{II. 29})$$

$$A_z^{II}(r, \theta, t) = \sum_{g=-\infty}^{+\infty} \left[\begin{aligned} &(P_{2,r}^{II} B_{rr,g} + P_{3,r}^{II} B_{r\theta,g}) e^{-j(gp\Omega t - \frac{\pi}{2})} \\ &+ P_{1,r}^{II} S_g \sum_{n=1}^m I_n(t) e^{-j(g(n-1)\frac{2\pi}{m} + \frac{\pi}{2})} \end{aligned} \right] e^{jgp\theta} \quad (\text{II. 30})$$

Les expressions des coefficients $P_{1,r}^I$, $P_{2,r}^I$, $P_{3,r}^I$, $P_{1,r}^{II}$, $P_{2,r}^{II}$ et $P_{3,r}^{II}$ sont données dans l'annexe A.

En regardant ces équations, Nous remarquons la contribution des sources de champs (aimants et courants) à la création du potentiel vecteur. Aussi, ces équations sont en fonction des dimensions de la machines (fonctions $P_{i,r}^j$) et de la forme du bobinage (coefficient S_g).

La détermination des potentiels vecteurs va nous permettre de calculer toutes les autres grandeurs électromagnétiques caractéristiques de la machine.

3.3 Expressions des inductions magnétiques

Les composantes des inductions magnétiques dans les deux régions sont calculées à partir des équations (II-27), (II-29) et (II-30). Les expressions finales des inductions sont donnée par :

$$B_r^i(r, \theta, t) = 2 \sum_{g=1}^{+\infty} \left[\begin{aligned} &(N_{2,r}^i B_{rr,g} + N_{3,r}^i B_{r\theta,g}) \cos(gp(\Omega t - \theta)) \\ &- N_{1,r}^i S_g \sum_{n=1}^m I_n(t) \cos\left(g\left(p\theta - (n-1)\frac{2\pi}{m}\right)\right) \end{aligned} \right] \quad (\text{II. 31})$$

$$B_\theta^i(r, \theta, t) = 2 \sum_{g=1}^{+\infty} \left[\begin{aligned} &(T_{2,r}^i B_{rr,g} + T_{3,r}^i B_{r\theta,g}) \sin(gp(\Omega t - \theta)) \\ &+ T_{1,r}^i S_g \sum_{n=1}^m I_n(t) \sin\left(g\left(p\theta - (n-1)\frac{2\pi}{m}\right)\right) \end{aligned} \right] \quad (\text{II. 32})$$

$$N_{j,r}^i = \frac{-gP}{r} P_{j,r}^i \text{ et } T_{j,r}^i = -\frac{dP_{j,r}^i}{dr}, \text{ avec: } j=1,2,3 \text{ et } i=I,II.$$

Le modèle analytique basé sur le calcul de champ par la résolution des équations de Maxwell que nous venons de présenter est basé sur plusieurs hypothèses, donc ces résultats doivent être comparés avec ceux obtenus par le calcul numérique du champ par les éléments finis.

Pour valider ce modèle, nous présentons les résultats de simulation à vide (sans courants statoriques) pour une vitesse de rotation de 1500 tours/mn pour les deux machines synchrones à aimants permanents (à rotor intérieur et à rotor extérieur) dont les dimensions sont données respectivement dans le tableau II-1-a et le tableau II-1-b.

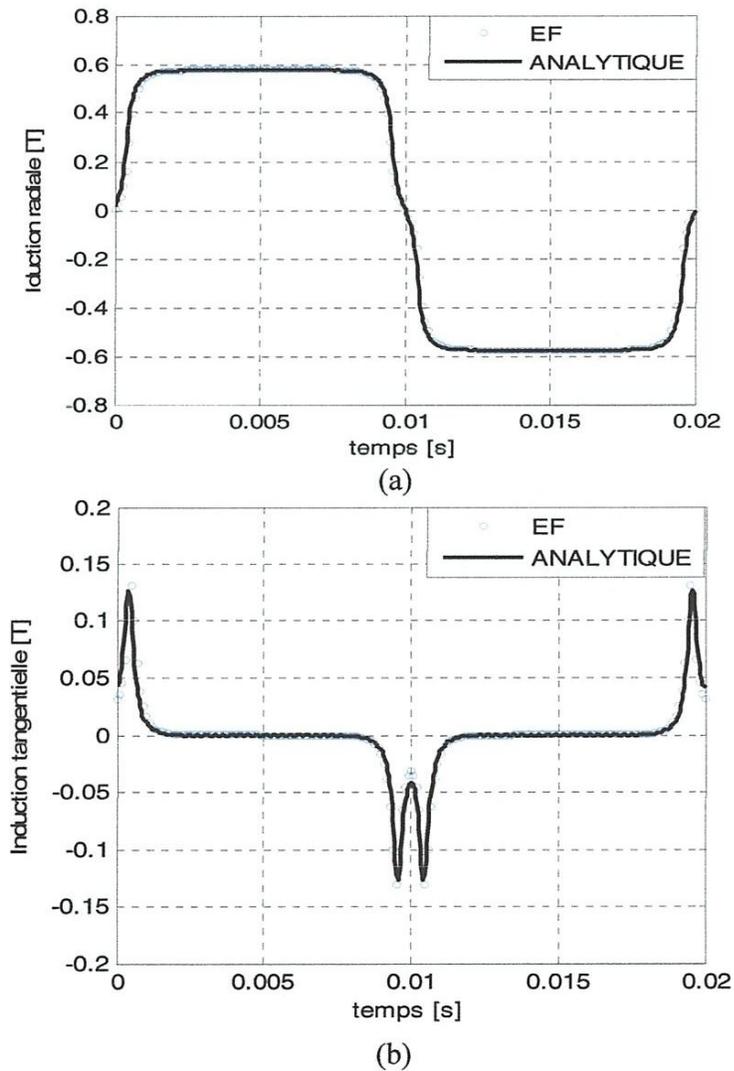


Figure II-5. Composantes de l'induction magnétique en fonction du temps dans un point au milieu de l'entrefer d'une machine sans encoche à vide : (a) Radiale, (b) tangentielle.

La figure I-5 montre une comparaison entre les inductions calculées analytiquement et celles par éléments finis dans un point situé au milieu de l'entrefer d'une machine sans encoches à vide. On voit bien que les courbes sont pratiquement identiques pour les deux composantes, ce qui justifie la précision du modèle développé pour ce type de machines.

En résumé, ce modèle analytique peut être utilisé sans soucis dans des problèmes de conception pour répondre à des cahiers des charges qui exigent des performances globales (couple nominal, force électromotrice FEM, etc.). En revanche, on ne peut pas l'utiliser pour perfectionner les formes (réduire les oscillations du couple ou de la FEM).

3.4 Expression du couple électromagnétique

Le couple électromagnétique développé par les machines électriques est généralement calculé par l'intégration du tenseur de Maxwell [Abd 08], [Kon 93], [Cou 08], donné par l'équation suivante :

$$C_e = \frac{LR_2^2}{\mu_0} \int_0^{2\pi} B_r^{II} B_\theta^{II} d\theta \quad (\text{II. 33})$$

La substitution des inductions par leurs expressions (II.31) et (II.32) dans l'équation (II.33) et après intégration, le couple électromagnétique peut être donné par (II.34) :

$$C_e = \frac{8\pi L p^2}{\mu_0} \sum_{g=1}^{\infty} g^2 N_g S_g \left(\sum_{n=1}^m I_n(t) \sin \left(gp \left(\Omega t - \frac{(n-1) 2\pi}{p} \frac{m}{m} \right) \right) \right) \quad (\text{II. 34})$$

avec : $N_g = (E_1 F_2 - E_2 F_1) B_{rr,g} + (E_1 F_3 - E_3 F_1) B_{r\theta,g}$

Les coefficients E_i et F_i ($i=1,2,3$) sont donnés dans l'annexe A.

D'après l'expression du couple, on voit bien qu'il dépend des dimensions et des caractéristiques de la machine, ce qui permet d'utiliser l'équation (II.34) comme contrainte (ou objectif) dans les problèmes de dimensionnement des MSAP.

La figure II-6 montre l'évolution du couple de détente (couple à vide) calculé par les deux méthodes (analytique et par éléments finis). On voit bien que les niveaux moyens des deux courbes sont pratiquement nuls. Cependant, au niveau ondulations il y a une grande différence,

par ce que le modèle analytique utilise la transformation de Carter qui considère les moyennes des inductions dans l'entrefer.

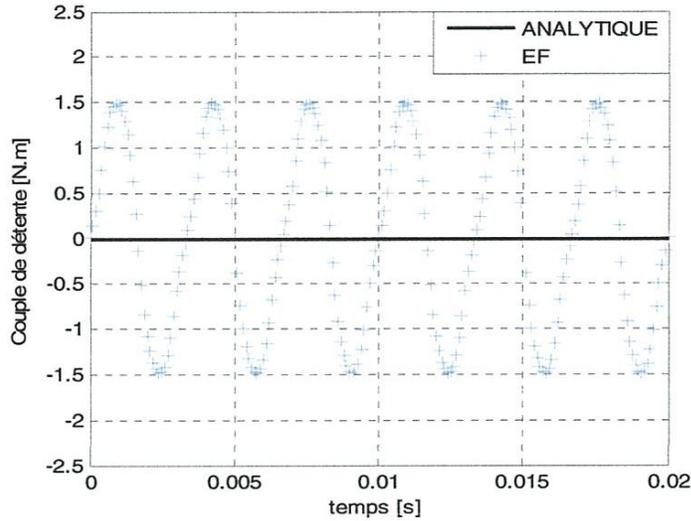


Figure II-6. Couple de détente.

3.5 Expressions du flux et de la force électromotrice d'un enroulement

Pour calculer la force électromotrice, on doit avant tout calculer le flux magnétique renvoyé par les sources du champ est embrassé par une phase n .

Le flux magnétique à travers une surface S , délimitée par un contour C , est donné par l'équation suivante, [Kon 93], [Sab 05], [Cou 08], [Men 13] :

$$\Phi_S = \int_S \mathbf{B} d\mathbf{S} = \int_C \mathbf{A} d\mathbf{L} \quad (\text{II. 35})$$

Sachant que le potentiel vecteur est orienté dans la direction axiale, donc le flux dépend du nombre de conducteurs et de la longueur active L du bobinage de la phase n . Dans ce cas, le flux traversant une ouverture angulaire $d\theta$ contenant $C_n(\theta)R_{3c}d\theta$ conducteurs est donné par :

$$d\Phi_n = R_{3c} L A_z^{II}(R_{3c}, \theta, t) C_n(\theta) d\theta \quad (\text{II. 36})$$

Donc le flux total embrassé par la phase n sera donné par :

$$\Phi_n = R_{3c} L \int_0^{2\pi} A_z^{II}(R_{3c}, \theta, t) C_n(\theta) d\theta \quad (\text{II. 37})$$

En remplaçant le potentiel vecteur et la densité linéaire de conducteurs $C_n(\theta)$ par leurs expressions (II-30) et (II-24), on trouve, après intégration, l'équation suivante :

$$\Phi_n = 2\pi R_{3c} L \sum_{g=1}^{\infty} \left[\begin{array}{c} \Phi_{Ag} \cos \left(gp \left(\Omega t - \frac{(n-1)2\pi}{p} \frac{2\pi}{m} \right) \right) \\ + \\ \Phi_{Ig} \sum_{i=1}^m I_i(t) \cos \left(g(n-i) \frac{2\pi}{m} \right) \end{array} \right] \quad (\text{II. 38})$$

avec : $\Phi_{Ag} = -S_g [P_{2g}^{II}(R_{3c})B_{rr,g} + P_{3g}^{II}(R_{3c})B_{r\theta,g}]$

$$\Phi_{Ig} = P_{1g}^{II}(R_{3c})S_g^2$$

Les expressions des coefficients P_{jg}^{II} $j=1,2,3$ sont données dans l'annexe A.

L'équation (II-38) montre clairement la contribution des courants et des aimants à la création du flux embrassé par la phase n . Aussi, cette équation donne les expressions des mutuelles entre les différents enroulements. Ainsi, la mutuelle entre les phases n et i est donnée par :

$$M_{ni} = 2\pi R_{3c} L \sum_{g=1}^{\infty} \Phi_{Ig} \cos \left(g(n-i) \frac{2\pi}{m} \right) \quad (\text{II. 39})$$

La force électromotrice induite uniquement par les aimants (à vide) au niveau de l'enroulement n est obtenue en appliquant la loi de Faraday. Son expression est donnée par :

$$E_{n0}(t) = 2\pi R_{3c} L p \Omega \sum_{g=1}^{\infty} g \Phi_{Ag} \sin \left(gp \left(\Omega t - \frac{(n-1)2\pi}{p} \frac{2\pi}{m} \right) \right) \quad (\text{II. 40})$$

Les figures II-7 et II-8 montrent le flux à vide qui traverse la phase 'A' et la force électromotrice induites aux bornes de cette même phase.

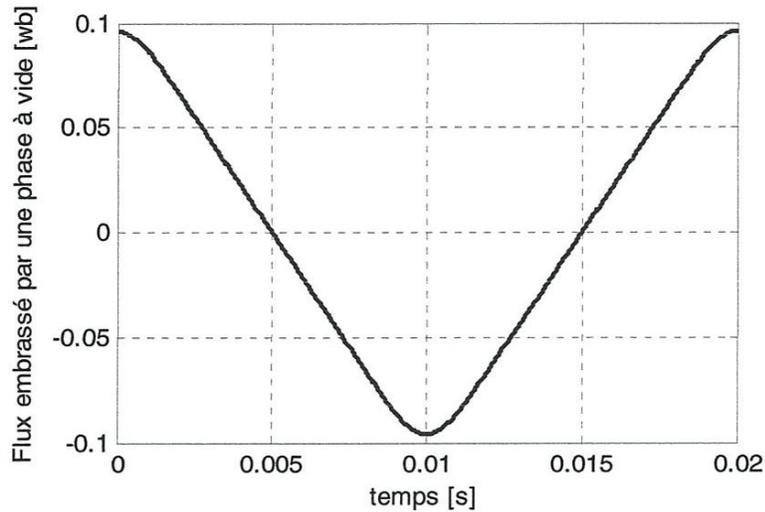


Figure II-7. Distribution du flux à vide traversant la phase A

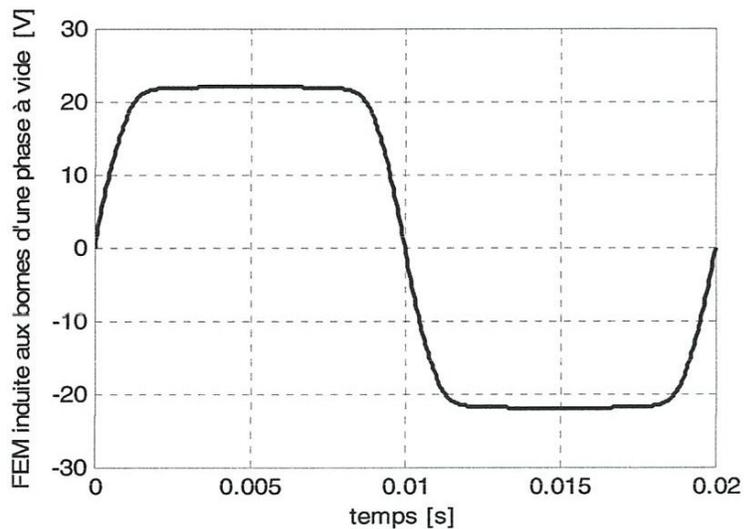


Figure II-8. Distribution de la FEM induite à vide aux bornes de la phase A

3.6 Induction magnétique dans les culasses

Le modèle analytique présenté précédemment ne permet pas de calculer explicitement l'induction magnétique aux niveaux des culasses. En effet, ce modèle suppose que les perméabilités des tôles ont une valeur infinie et calcule uniquement les inductions aux niveaux de l'entrefer et des aimants.

Un calcul approximatif de cette induction est possible si l'on considère que le flux magnétique qui traverse la culasse rotorique est égal à celui qui parcourt la moitié d'un aimant permanent (d'un pôle), [Kon 93], [Sab 05], figure I-9.

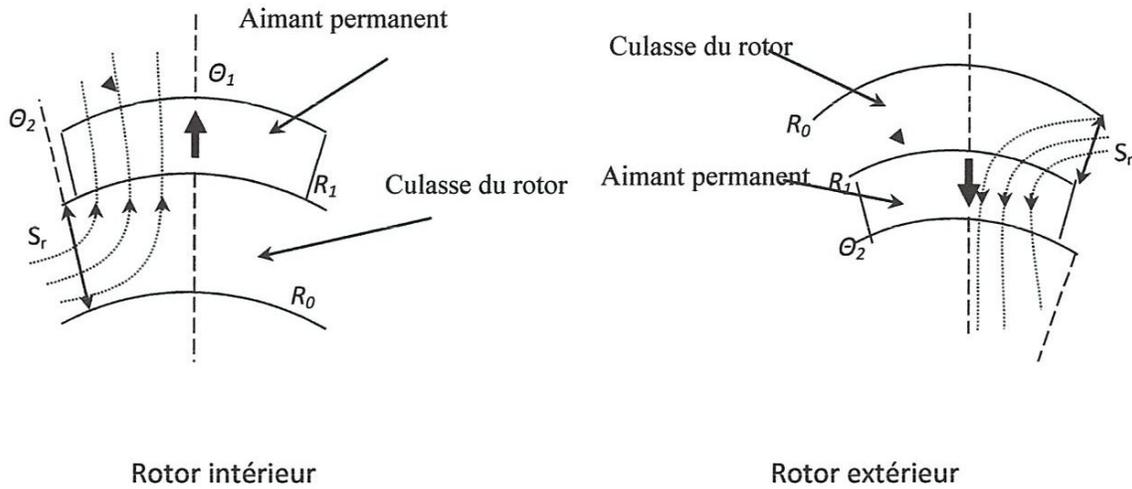


Figure II-9. Parcours des lignes du champ dans la culasse rotorique et l'aimant

A partir de la figure I-9, le flux traversant la culasse rotorique est donné par l'équation suivante :

$$\Phi_r(t) = B_c(t)S_r = L(R_1 - R_0)B_c(t) \quad (\text{II.41})$$

L'induction $B_c(t)$ au niveau de la culasse rotorique est supposée uniforme et tangentielle.

D'un autre côté, le flux traversant un demi pôle (la moitié d'un aimant) est donné par :

$$\Phi_{dp}(R_1, t) = \int A_z^I(R_1, \theta, t) dl = L [A_z^I(R_1, \theta_2, t) - A_z^I(R_1, \theta_1, t)] \quad (\text{II.42})$$

Avec :

$$\theta_2 = \theta_1 + \frac{\pi}{2p}$$

En remplaçant le potentiel vecteur par son expression (II.29) dans l'équation (II.42), nous trouverons, après simplification :

$$\Phi_{dp}(R_1, t) = 4L.$$

$$\times \sum_{g=1}^{+\infty} \left[\begin{array}{c} \Phi_{AP}(R_1) \cos \left(gp(\Omega t - \theta_1) - g \frac{\pi}{4} \right) \\ - \\ \Phi_I(R_1) \sum_{n=1}^m I_n(t) \cos \left(gp\theta_1 - g(n-1) \frac{2\pi}{m} + g \frac{\pi}{4} \right) \end{array} \right] \sin \left(g \frac{\pi}{4} \right) \quad (\text{II. 43})$$

Avec :

$$\Phi_{AP}(R_1) = -(P_{2,R_1}^I B_{rr,g} + P_{3,R_1}^I B_{r\theta,g}); \quad \Phi_I(R_1) = -P_{1,R_1}^I S_g$$

Dans le référentiel rotorique $\theta_l = \Omega t$. dans ce cas l'équation précédente devient :

$$\Phi_{dp}(R_1, t) = 4L$$

$$\times \sum_{g=1}^{+\infty} \left[\begin{array}{c} \Phi_{AP}(R_1) \cos \left(g \frac{\pi}{4} \right) \\ - \\ \Phi_I(R_1) \sum_{n=1}^m I_n(t) \cos \left(gp\Omega t - g(n-1) \frac{2\pi}{m} + g \frac{\pi}{4} \right) \end{array} \right] \sin \left(g \frac{\pi}{4} \right) \quad (\text{II. 44})$$

À partir des équations (II.41) et (II.44), on peut calculer l'induction magnétique au niveau de la culasse rotorique par :

$$B_c(t) = \frac{1}{L(R_1 - R_0)(1 - 2\sigma)} \Phi_{dp}(R_1, t) \quad (\text{II. 45})$$

$$= \frac{4}{(R_1 - R_0)(1 - 2\sigma)} \sum_{g=1}^{+\infty} \left[\begin{array}{c} \Phi_{AP}(R_1) \cos \left(g \frac{\pi}{4} \right) \\ - \\ \Phi_I(R_1) \sum_{n=1}^m I_n(t) \cos \left(gp\Omega t - g(n-1) \frac{2\pi}{m} + g \frac{\pi}{4} \right) \end{array} \right] \sin \left(g \frac{\pi}{4} \right)$$

Si les culasses rotorique et statorique ont la même épaisseur, l'équation précédente reste valable pour le calcul de l'induction de la culasse statorique. Pour le cas où les deux épaisseurs sont différentes, on utilise la section appropriée (la plus petite section) de chaque culasse dans le calcul de l'induction qui la parcourt.

3.7 Induction magnétique dans les dents

La même chose pour les dents, le modèle analytique présenté ne permet pas un calcul direct des inductions qui les parcourent. Pour cela, on utilise l'approximation suivante : le flux des aimants permanents qui atteint la culasse statorique est canalisé par les dents (les fuites sont négligées). Dans ce cas, le flux qui traverse une dent est donné par l'équation suivante, [Kon 93] :

$$\Phi_d(t) = \frac{2\Phi_{dp}(R_{3c}, t)}{m \cdot N_{enpp}} = B_d(t)S_d \quad (\text{II. 46})$$

$\Phi_d(t)$ et $B_d(t)$ sont le flux et l'induction qui traverse la dent. S_d la section de la dent.

En remplaçant l'expression du flux par demi-pôle (II.44) dans (II.46), l'induction qui parcourt la dent sera donnée par :

$$B_d(t) = L \frac{8}{m \cdot S_d N_{enpp}} \times \sum_{g=1}^{+\infty} \left[\frac{\Phi_{AP}(R_1) \cos\left(g \frac{\pi}{4}\right)}{\Phi_I(R_1) \sum_{n=1}^m I_n(t) \cos\left(gp\Omega t - g(n-1) \frac{2\pi}{m} + g \frac{\pi}{4}\right)} \right] \sin\left(g \frac{\pi}{4}\right) \quad (\text{II. 47})$$

Les expressions approchées des inductions magnétiques aux niveaux de la culasse, équation (II.45), et de la dent, équation (II.47), peuvent être utilisées comme des contraintes d'inégalités pour le dimensionnement optimal des culasses et des dents. En effet, leurs dimensions seront choisies de sorte qu'elles ne soient pas saturées pour les valeurs maximales de l'induction admissible dans le fer $B_{fer-max}$.

4. Conclusion

Dans un souci d'offrir des modèles analytiques exploitables pour des problèmes de conception des machines et qui répondent à une large partie de la caractéristique précision=fonction (rapidité), nous avons présenté dans ce chapitre un modèle analytique basé sur le calcul du champ par la résolution analytique des équations de Maxwell dans la structure d'une machine synchrone à aimants permanents à flux radial, qui est valable pour celle à rotor intérieur ainsi qu'à rotor extérieur. Ensuite, les expressions des performances et des

caractéristiques globales de la machine (couple, flux, FEM, pertes) sont déterminées à partir des inductions magnétiques. Afin de mettre en évidence l'apport des deux modèles, nous avons comparé les formes d'ondes obtenues à l'aide des modèles analytiques avec celles obtenues par calcul numérique par éléments finis où nous avons constaté des résultats satisfaisants.

En effet, le modèle étudié transforme le stator encoché en un stator lisse et utilise le coefficient de Carter pour prendre l'effet des encoches sur les grandeurs magnétiques. Cette transformation simplifie énormément les calculs tout en garantissant une précision acceptable. Son seul défaut, est qu'elle ne peut pas être utilisée pour étudier ou minimiser les oscillations causées par les encoches sur le couple et la FEM puisque elles sont considérées dans le modèle par leur moyenne.

En résumé, on peut dire que ce modèle est plus adapté pour les problèmes de conception où on exige des performances globales (couple moyen, rendement, FEM...). Mais il reste les problèmes qui s'intéressent aux harmoniques (ondulations du couple ou de la FEM...).

Chapitre III

Dimensionnement optimal d'une MSAP destinée pour une éolienne

1. Introduction

Au cours du premier chapitre, une méthodologie de conception optimale a été présentée. Dans ce chapitre, nous mettrons en application cette procédure générique pour le dimensionnement optimal d'une machine synchrone à aimants permanents surfaciques (MSAP) à flux radial et à rotor extérieur destinée pour la génération de l'énergie électrique par une éolienne de 2000 W.

En effet, après une présentation du cahier des charges destinée pour une éolienne de petite puissance électrique, nous formulons le problème mathématique en précisant les objectifs et les contraintes à respecter. Ensuite, nous présentons les dimensions et les performances de la machine conçue. En fin, une validation des résultats par comparaison avec ceux obtenus par la méthode des éléments finis sera présentée.

2. Cahier des charges

L'objectif de cette partie est de présenter un cahier des charges relatif à la génération de l'énergie électrique par éolienne urbaine de petite puissance. Cela va nous permettre d'en déduire les contraintes et les critères à prendre en compte par la suite dans le processus de dimensionnement de la MSAP.

2.1 Généralités sur les éoliennes urbaines.

Le petit éolien, ou éolien urbain ou encore éolien domestique, désigne les éoliennes de petites et moyennes puissances, de 100 watts à 20 kilowatts, montées sur des mâts de 10 à 35 mètres, raccordées au réseau ou bien autonomes en site isolé. Il vise à répondre à de petits besoins électriques et alimenter des appareils électriques (pompes, éclairage, chauffage...) de manière durable, principalement en milieu rural ou sur des véhicules (voiliers, caravanes...), [Abd 07].

Plusieurs études, [Abd 07], [Abd 08], ont montrées que la MSAP est la mieux adaptée pour le petit éolien à cause de ces caractéristiques importantes, à savoir :

- Un très bon rendement.
- Une puissance massique et puissance volumique très grandes par rapport à ceux des autres machines.
- Une bonne fiabilité.

- Pas de circuit d'excitation.

Généralement, la chaîne de conversion utilisée pour l'éolienne urbaine, utilisant des MSAP, est donnée par la figure suivante, [Abd 07]:

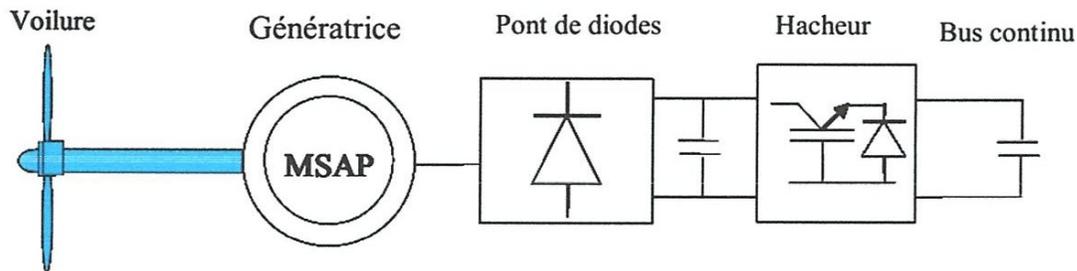


Figure III-1. Aérogénérateur à aimants débitant à travers un pont de diodes sur le bus continu

Cette structure est caractérisée par :

- une grande simplicité.
- elle fonctionne théoriquement pour toutes les vitesses de rotation.
- elle a un faible poids.
- Un bon rendement global.
- Une bonne fiabilité à cause de l'absence du multiplicateur mécanique.

Pour le bon fonctionnement de cette chaîne de génération à vitesse variable, il faut concevoir la MSAP (élément principal de la structure) pour qu'elle fonctionne correctement le mieux possible et répondre aux exigences du cahier des charges. En effet, cette machine doit respecter un certain nombre de contraintes et objectifs de conception, [Men 13].

2.2 Contraintes d'optimisation.

a) Contraintes géométriques

Ces contraintes sont souvent exigées par le cahier des charges et elles peuvent être des contraintes d'égalité ou d'intervalle (d'inégalité). Parmi ces contraintes on trouve :

- ✓ Le rayon extérieur de la machine ;
- ✓ La longueur de la machine ;
- ✓ Le rayon de l'arbre qui dépend des contraintes mécaniques ;
- ✓ L'entrefer ou l'entrefer minimal qui sont souvent fixés ;

- ✓ Les dimensions des encoches : ouverture, profondeur et la forme en générale ;
- ✓ Les matériaux sont également imposés par le cahier des charges ;
- ✓ Les dimensions des aimants.

b) Contraintes magnétiques

Ces contraintes correspondent souvent aux niveaux des inductions admissibles dans les différentes parties de la machine. Elles sont des contraintes d'inégalité bornées par des limites maximales selon la puissance de la machine et la nature des tôles et des aimants. Parmi ces contraintes on trouve :

- ✓ L'induction maximale dans les dents (avec une réaction d'induit magnétisante). Elle permet de dimensionner la largeur des dents pour éviter la saturation des tôles ;
- ✓ L'induction maximale dans la culasse du stator et celle du rotor qui dépend du flux de l'induction sous un pôle. Cette limite permet de dimensionner l'épaisseur des culasses statorique et rotorique pour éviter le problème de saturation magnétique.
- ✓ L'induction minimale (avec une réaction d'induit démagnétisante) au niveau des aimants. Cette limite doit être respectée pour éviter la désaimantation des aimants par la réaction d'induit démagnétisante (notamment les aimants classiques tels les AlNiCo [Mul 04]).

c) Contraintes électriques

La possibilité de dimensionner une machine électrique en tenant compte les contraintes électriques telles que la limitation de la valeur de la FEM à vide pour les vitesses élevées dans les moteurs rapides est très importante. En effet, le flux des aimants ne pouvant être coupé, donc en hautes vitesses, il apparaît aux bornes des bobines une tension très élevée, pouvant induire des dégâts importants. Ces contraintes sont souvent spécifiées dans le cahier des charges.

d) Contraintes thermiques

Ces contraintes sont très importantes dans le dimensionnement des machines électriques et en particulier les machines à aimants permanents. En effet, les pertes au niveau de la machine sont généralement sous forme de chaleur qui entraîne une élévation de la température des éléments constituant la machine. Or, la durée de vie des isolants, les caractéristiques des matériaux (cuivre

des bobines, tôles des culasses et aimantation des aimants permanents) sont fortement influencées par le niveau de la température, [Kon 93], [Sab 05].

En effet, une augmentation de la température provoque une diminution de l'aimantation des aimants permanents et augmente en même temps les pertes Joule de la machine (augmentation de la résistance des bobines). Il s'avère donc essentiel, de connaître la plage de variation des caractéristiques et des performances de la machine en fonction de la température.

2.3 Objectif d'optimisation

Les critères à optimiser lors d'un dimensionnement des machines électriques sont nombreuses. Parmi ces critères, on peut citer :

- ✓ Le rendement de la machine pour des points de fonctionnement donnés (couple et vitesse pour un fonctionnement donné) ;
- ✓ La puissance massique (rapport entre la puissance ou le couple et la masse) ;
- ✓ La puissance volumique (rapport entre la puissance ou le couple et le volume) ;
- ✓ Volume et masse de la machine (surtout pour les systèmes embarqués où l'espace, le poids et l'encombrement sont limités) ;
- ✓ Le cout total pour fabriquer la machine (prix des matériaux utilisés et de la main d'œuvre). Dans ce cas, soit on minimise la quantité des matériaux qui coûtent cher, soit on choisit des critères qui favorisent les structures les plus simples à fabriquer, soit encore, faire les deux en même temps.

Pour le cas des éoliennes, le rendement et la puissance massique sont des critères importants.

2.4 Objectifs et contraintes fixées pour la conception de la MSAP destinée pour l'éolien

Dans cette étude, nous avons fixé comme objectif, la minimisation de la masse totale et les différentes pertes au niveau d'une MSAP de 2000 W tout en respectant les quatre contraintes suivantes :

- Une seule contrainte d'égalité : le couple développé C_{max} doit être égale à 63.66 N.m.
- Trois contraintes d'inégalité : FEM_{max} à vide inférieur à 200 V pour la vitesse maximale, les inductions dans les culasses B_{Cmax} et dans les dents B_{Dmax} ne doivent pas dépasser 1.6 T.

3. Dimensionnement de la MSAP

3.1 Formulation du problème d'optimisation

D'après le cahier des charges, nous avons formulé le problème d'optimisation suivant :

Minimiser : $F = \alpha_1 * M_{\text{total}} + \alpha_2 * P_{\text{total}}$; α_1 et α_2 sont des nombres aléatoires entre 0 et 1.

Assujetti à :

- $C_{\text{max}} = 63.66 \text{ N.m.}$
- $FEM_{\text{max}} \leq 200 \text{ v.}$
- $B_{C_{\text{max}}} \leq 1.6 \text{ T.}$
- $B_{D_{\text{max}}} \leq 1.6 \text{ T.}$

L'expression de la masse totale M_{total} et des pertes totales P_{total} de la machine sont données dans l'annexe B.

Les expressions de toutes les contraintes utilisées sont données dans le deuxième chapitre consacré à la modélisation de la MSAP.

Pour avoir une solution initiale de ce problème, nous avons utilisé une machine initiale proposée dans [Men 15]. Cette MSAP a été dimensionnée et optimisée pour une méthode déterministe globale. Ces dimensions sont données dans le tableau suivant :

SYMBOLE	DESIGNATION	VALEUR
p	Nombre de paires de pôles	10
R₀	Rayon de l'arbre du rotor	0.0926 m
L	Longueur active de la machine	0.0789 m
La	Epaisseur des aimants	0.0074 m
Lc	Epaisseur de la culasse (la même pour le stator et le rotor)	0.0062 m
Pe	Profondeur d'encoches statoriques	0.0197 m
Kra	Coefficient de remplissage des pôles par les aimants	0.833
Koe	Coefficient d'ouverture d'encoche	0.5
Kre	Coefficient de remplissage d'encoche par le cuivre	0.5
Nepp	Nombre d'encoches par pôle et par phase	1
I_n	Courant d'une phase	5 A
B_r	Induction rémanente	1.2 T
W_{base}	Vitesse de base	300 tr/mn
C_{max}	Couple maximum	45.65 N.m
N_{ce}	Nombre de conducteur dans une encoche	11

Tableau III-1. Dimensions optimales de la MSAP données dans la référence

Nous remarquons que cette machine est sous dimensionnée (couple = 45.65 N.m). Cela va nous permettre, par la suite, de tester rigoureusement l'efficacité de la démarche d'optimisation pour voir si elle peut améliorer d'avantage les performances de la machine.

3.2 Dimensionnement optimal de la MSAP

Pour optimiser la structure initiale (sous dimensionnée), nous avons choisi les paramètres les plus influant sur les performances de la machine. Le tableau III-3 donne les butées des variables choisies.

Variable	Minimum	Maximum
R_0	0.092	0.13
L	0.06	0.09
L_a	0.005	0.008
R_1	0.06	0.092
K_{ra}	0.7	0.9
K_{oe}	0.3	0.6
P_e	0.01	0.025

Tableau III-2. Limites des variables du problème de dimensionnement optimal

Les valeurs des paramètres de contrôle de l'algorithme GWO utilisé pour résoudre ce problème d'optimisation sont les suivantes : une taille de la population égale à 100 ; un nombre d'itération fixé à 2000. Les quatre contraintes de conception ont été introduites dans la fonction que l'on cherche à optimiser par la méthode de pénalités extérieures.

La figure III.2 montre l'évolution de la meilleure solution en fonction des itérations.

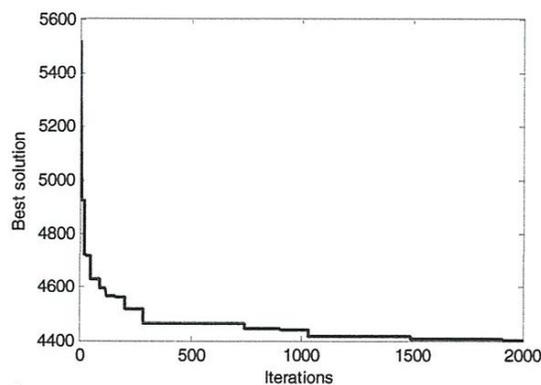


Figure III-2. Évolution de la meilleure solution en fonction des itérations.

Les dimensions et les performances de la optimisée sont données dans le tableau suivant :

Variable et caractéristiques	Machine optimisée
R_0	0.1026 m
L	0.0869 m
L_a	0.0073 m
R_1	0.0920 m
K_{ra}	0.7487
K_{oe}	0.3000
P_e	0.0250
Nombre de conducteurs	11
Courant dans les phases	5 A
Section des conducteurs	2 mm ²
Couple électromagnétique	63.6 N.m
FEM à vide (vitesse de base)	53.7 V
FEM à vide (vitesse maximale)	166.52 V
Induction maximale dans les culasses	1.236 T
Induction maximale dans les dents	1.423 T
Masse totale	16.52 kg
Pertes totale	116.5295 W
Rendement	94.6 %

Tableau III-3. Dimensions et performances de la machine optimisée.

En analysant ces résultats de dimensionnement, donnés dans le tableau précédent, nous pouvons faire les remarques suivantes :

- Le **couple** de la MSAP initiale est amélioré pour qu'il devienne égal au couple demandé (63.66 N.m).
- Les **quatre contraintes** (couple, FEM_{max} , B_{cmax} , B_{dmax}) ont été respectées par la MSAP optimisée.
- La **puissance** et le **rendement** de MSAP optimisée sont acceptables.
- Le coefficient du remplissage des aimants de la machine optimisée est plus petit que celui de la machine initiale. Cette diminution de la quantité des aimants est très importante vue leur prix élevés.

D'une façon générale, on peut dire que la MSAP dimensionnée répond bien aux exigences du cahier des charges. En effet, les objectifs et contraintes de saturation et de FEM_{max} ont été respectées tout en donnant le couple désiré pour le point de fonctionnement (couple max, vitesse de base).

4. Conclusion

Dans ce chapitre, la méthodologie de conception et les modèles analytiques exposés au cours des chapitres précédents ont été exploités dans le cas particulier de dimensionnement d'une machine synchrone à aimants permanents destinée pour une éolienne urbaine.

Après une présentation des exigences et des spécificités de la génération par des éoliennes, nous avons défini un cahier des charges relatif à l'application visée. Ce cahier des charges, nous a permis par la suite de déterminer les objectifs à optimiser et les contraintes à respecter pour le dimensionnement optimal d'une MSAP de 2000 W. En effet, nous avons retenu la masse et les pertes totales de la MSAP comme objectifs à optimiser et le couple électromagnétique, la FEM à vide et la saturation des culasses et des dents comme contraintes à respecter.

Pour répondre à ce cahier des charges, nous avons utilisé une structure initiale, sous dimensionnée, comme point de départ dans les processus de dimensionnement optimal par l'utilisation de l'algorithme GWO. Les résultats trouvés ont été très satisfaisants et répondent bien au cahier des charges de l'application visée.

CONCLUSION GÉNÉRALE

Dans ce mémoire de Master, nous nous sommes intéressés à la modélisation et à la conception d'un moteur synchrone à aimants permanents destiné pour une éolienne de petite puissance (2000 W).

Au premier chapitre, nous avons essayé de présenter une démarche à suivre pour concevoir, d'une manière efficace, une MSAP. Pour cela, nous avons proposé une méthodologie générale, dont la portée dépasse largement le cas particulier de la MSAP. Cette démarche permet de ramener la recherche des dimensions et caractéristiques d'un actionneur électriques à un problème d'optimisation dont les objectifs et les contraintes sont définis par le cahier des charges et les spécificités de l'application concernée. En fin, pour la résolution de ce problème, nous avons présenté une méthode d'optimisation stochastique inspirée de la méthode de chasse des loups gris, appelée en anglais Grey Wolf Optimizer (GWO).

Dans le deuxième chapitre, nous avons développé un modèle analytique exploitable pour des problèmes de conception des machines électriques et qui répondent à une large partie des exigences en rapidité et précision. Ce modèle analytique est basé sur le calcul du champ par la résolution analytique des équations de Maxwell dans la structure d'une machine synchrone à aimants permanents à flux radial (à rotor intérieur ou extérieur). Les expressions des grandeurs globales (couple, flux et force magnéto motrice à vide) sont ensuite écrites en fonction des sources du champ.

Dans le dernier chapitre, nous avons utilisé la démarche proposée pour le dimensionnement optimisé d'une MSAP de 2000 W en vue de l'utiliser pour la production de l'électricité par éolienne urbaine. En effet, dans la première partie de ce chapitre, nous avons précisé un cahier des charges propre au thème d'application ciblé. Dans un souci d'améliorer le rendement et de diminuer la masse de la MSAP, nous avons choisi la masse et les pertes (rendement) comme objectifs à optimisés (minimisation de la masse et des pertes du moteur). Pour répondre à ces exigences, nous avons appliqué, dans la dernière

partie de ce chapitre, l'outil élaboré pour le dimensionnement de la MSAP. Les résultats issus de ce dimensionnement optimal ont été analysés et discutés en les comparant aux performances fixées par le cahier des charges. Il ressort de ces comparaisons un comportement tout à fait satisfaisant et acceptable de la structure dimensionnée.

Les perspectives de ce travail sont multiples. Nous pouvons citer les améliorations suivantes:

- la validation des résultats trouvés par la méthode des éléments finis ;
- Amélioration des modèles analytiques par la prise en compte de l'influence des phénomènes thermiques sur les performances électromagnétiques et la démagnétisation des aimants permanents ;
- L'augmentation de la complexité des modèles par la prise en compte des courants induits dans les aimants et l'effet de peau dans le calcul des pertes ;
- Confronter les modèles analytiques 2D aux résultats par éléments finis en 3D, plus proche à la réalité, qui prennent en compte l'effet de bord et éventuellement la saturation. Cela permettra d'adapter les dimensions des moteurs trouvés pour améliorer, encore plus, leurs performances ;
- Amélioration de la méthode de prise en compte des contraintes dans la méthode d'optimisation GWO.
- Faire une comparaison rigoureuse entre les différentes méthodes d'optimisation candidates pour les problèmes de conception des machines électriques. Cela permettra de les classer en fonction de leurs performances et d'en tirer des recommandations pour les concepteurs.

Bibliographie

- [Abd 08] N. Abdel Karim, “ Dimensionnement et optimisation d'un aérogénérateur à aimants permanents à flux axial de petite puissance ”, Thèse de doctorat soutenue en 2008, GREAH-Université du Havre.
- [Abd 07] A. Abdelli, “Optimisation multicritère d'une chaîne éolienne passive ”, Thèse de doctorat soutenue le 15 octobre 2007, Institut National Polytechnique de Toulouse.
- [Cou 08] M. Couderc, “Contribution à l'élaboration d'une méthodologie générale de conception des machines à aimants permanents à haute vitesse”, Thèse de doctorat soutenue le 04 Juillet 2008, Institut National Polytechnique de Toulouse.
- [Kon 93] A. D. Kone, “Contribution à la conception des actionneurs électriques par formulation en termes d'optimisation”, Thèse de doctorat soutenue le 29 janvier 1993, Institut National Polytechnique de Toulouse.
- [Men 13] S. Mendaci, “Etude, conception et modélisation d'un moteur électrique destine à la traction dans le cas d'un véhicule hybride”, Thèse de doctorat soutenue le 30 janvier 2013, Université de Jijel.
- [Men 15] S. Mendaci, M. Boulouh, S. Gouaidia, A. Ladjimi, “Particle Swarm Optimization for Optimal Design of PMSG for Direct-Drive Wind Turbines”, 4^e Colloque sur l'Inductique, Jijel 10-11 Juin 2015.
- [Mir 14] S. Mirjalili, S. M. Mirjalili, A. Lewis, “Grey Wolf Optimizer”, *Advances in Engineering Software* 69 (2014) 46–61.
- [Mir web] <http://www.alimirjalili.com/GWO.html>
- [Mul 04] B. Multon, “Application des aimants aux machines électriques”, Notes de cours, Ecole Normale Supérieure de Cachan, antenne de Bretagne, Département de Mécatronique, 2004.
- [Sab 05] Z. H. Saber, “Conception et optimisation des moteurs à aimants destinés à l'entraînement direct”, Thèse de doctorat soutenue le 12 décembre 2005, Université de Technologie de Belfort-Montbéliard.
- [Sar 99] B. Sareni, “Méthodes d'optimisation multimodales associées à la modélisation numérique en électromagnétisme”, Thèse de doctorat soutenue le 20 janvier 1999, Ecole Centrale de Lyon.
- [Sle 92] G. R. Slemon, X. Liu, Modeling and design optimization of permanent magnet motors, *Electric Machines & Power systems*, 20, 2, pp. 71–92 (1992).

ANNEXE A

1. Expression de la densité linéique de conducteurs

La structure de l'enroulement statorique, considérée dans cette étude, est caractérisée par un bobinage à pas diamétral et chaque encoche contient les conducteurs de la même phase. La figure (A-1) illustre le cas de bobinage à une seule encoche par pôle et par phase ($N_{ep}=1$).

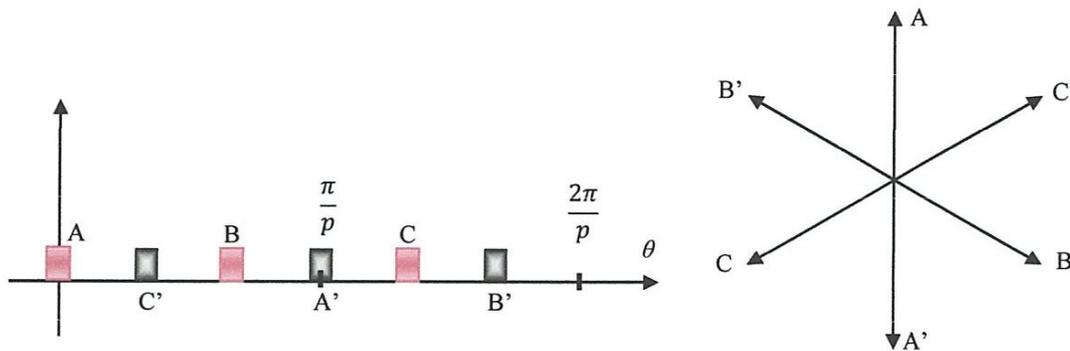


Figure A-1. Répartition des phases du stator ($N_{ep}=1$)

Les phases statoriques sont identiques, donc il suffit de déterminer la densité linéique de conducteurs $C_A(\theta)$ de la phase A, puisque les autres densités s'en déduisent par un simple décalage spatial, équations (A.1) et (A.2), [Kon 93], [Sab 05], [Cou 08], [Men 13].

$$C_B(\theta) = C_A\left(\theta - \frac{2\pi}{3p}\right) \quad (\text{A.1})$$

$$C_C(\theta) = C_A\left(\theta - \frac{4\pi}{3p}\right) \quad (\text{A.2})$$

1.1 Expression de la densité linéique de conducteurs de la phase A

A partir de la figure (A-2), la décomposition en série de Fourier de la densité de conducteurs de la phase A (pour le cas de $N_{ep}=1$) peut être donnée par l'équation suivante :

$$C_{A1}(\theta) = \sum_{g=1}^{\infty} S_{g1} \sin(gp\theta) \quad (\text{A.3})$$

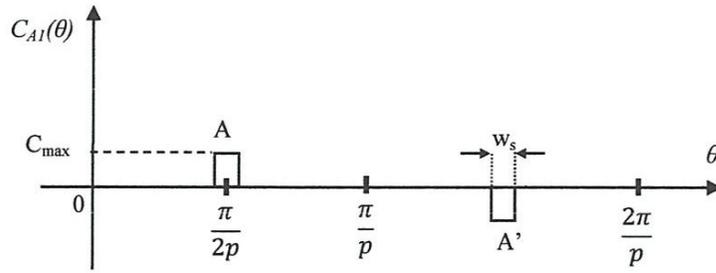


Figure A-2. Répartition des conducteurs de la phase A pour le cas $N_{ep}=1$

Le terme S_g se calcule par la relation suivante, [Kon 93], [Sab 05], [Cou 08], [Men 13]:

$$S_{g1} = \frac{2}{T} \int_0^{\frac{2\pi}{p}} C_{A1}(\theta) \sin(gp\theta) d\theta \quad (\text{A.4})$$

Après intégration et simplification, l'expression finale de S_{gl} sera donnée par :

$$S_{g1} = \frac{4C_{max}}{g\pi} \sin\left(g\frac{\pi}{2}\right) \sin\left(gp\frac{w_s}{2}\right) \quad (\text{A.5})$$

avec :

$$C_{max} = \frac{N_c}{R_{3c}w_s}$$

Pour le cas du bobinage avec plusieurs encoches par pôle et par phase ($N_{ep} > 1$), le calcul de la densité linéique se déduit du calcul précédent (cas de $N_{ep}=1$). A titre d'exemple, nous présenterons les deux cas $N_{ep}=2$ et $N_{ep}=3$, puis nous donnerons les expressions générales pour un N_{ep} quelconque.

a) Cas où $N_{ep}=2$

A partir de la figure (A-3), la densité linéique de conducteurs peut être écrite de la forme suivante :

$$C_{A2}(\theta) = C_{A1}\left(\theta - \frac{P_d}{2}\right) + C_{A1}\left(\theta + \frac{P_d}{2}\right) \quad (\text{A.6})$$

La substitution de $C_{A1}(\theta)$ par son expression (A.3) dans l'équation précédente (A.6) donne, après simplification :

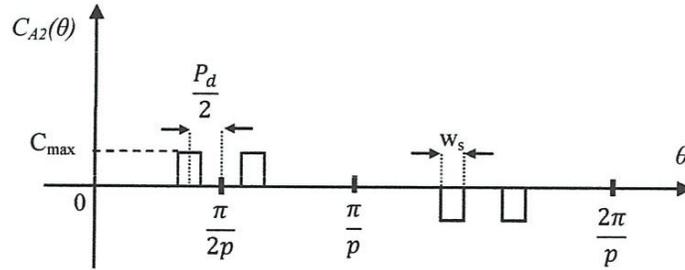


Figure A-3. Répartition des conducteurs de la phase A pour le cas $N_{ep} = 2$

$$C_{A2}(\theta) = \sum_{g=1}^{\infty} S_{g2} \sin(gp\theta) \quad (\text{A.7})$$

avec :

$$S_{g2} = \frac{8C_{max}}{g\pi} \sin\left(g\frac{\pi}{2}\right) \sin\left(gp\frac{w_s}{2}\right) \cos\left(gp\frac{P_d}{2}\right) \quad (\text{A.8})$$

b) Cas où $N_{ep} = 3$

Dans ce cas aussi, la densité linéique de conducteurs peut être écrite de la forme suivante :

$$C_{A3}(\theta) = C_{A1}(\theta) + C_{A1}(\theta - P_d) + C_{A1}(\theta + P_d) \quad (\text{A.9})$$

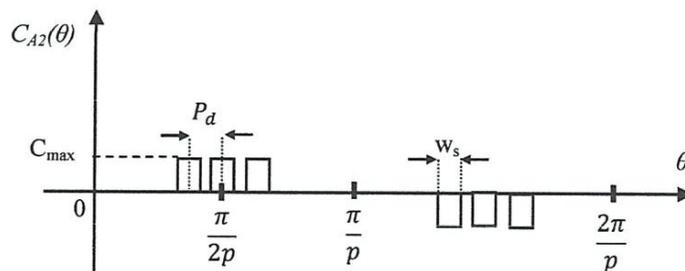


Figure A-4. Répartition des conducteurs de la phase A pour le cas $N_{ep} = 3$

La substitution de $C_{A1}(\theta)$ par son expression (A.3) dans l'équation précédente (A.9) donne, après simplification :

$$C_{A3}(\theta) = \sum_{g=1}^{\infty} S_{g3} \sin(gp\theta) \quad (\text{A.10})$$

avec :

$$S_{g3} = \frac{4C_{max}}{g\pi} \sin\left(g\frac{\pi}{2}\right) \sin\left(gp\frac{w_s}{2}\right) (1 + 2\cos(gpP_d)) \quad (\text{A.11})$$

c) Cas général

Si on fait le calcul pour différentes valeurs de N_{epp} (4,5,6,...), nous pouvons déduire l'expression générale de la densité linéique de conducteurs suivante :

$$C_A(\theta) = \sum_{g=1}^{\infty} S_g \sin(gp\theta) \quad (\text{A.12})$$

avec :

$$S_g = \begin{cases} \frac{8C_{max}}{g\pi} \sin\left(g\frac{\pi}{2}\right) \sin\left(gp\frac{w_s}{2}\right) \sum_{k=1}^{\frac{N_{epp}}{2}} \cos\left((2k-1)gp\frac{P_d}{2}\right) & N_{epp} \text{ paire} \\ \frac{4C_{max}}{g\pi} \sin\left(g\frac{\pi}{2}\right) \sin\left(gp\frac{w_s}{2}\right) \left(1 + 2 \sum_{k=1}^{\frac{N_{epp}-1}{2}} \cos(kgpP_d)\right) & N_{epp} \text{ impaire} \end{cases} \quad (\text{A.13})$$

Notons que cette démarche peut être généralisée pour le cas du bobinage à pas raccourci.

2. Détermination des expressions des coefficients d'intégration et du potentiel vecteur magnétique

Pour la détermination des expressions des constantes d'intégration C_1 , C_2 , C_3 et C_4 , nous résolvons analytiquement le système d'équation, issu des conditions aux limites, suivant :

$$\begin{bmatrix} gpR_1^{gp-1} & -gpR_1^{-gp-1} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & gpR_{3c}^{gp-1} & -gpR_{3c}^{-gp-1} \\ R_2^{gp} & R_2^{-gp} & -R_2^{gp} & -R_2^{-gp} \\ gpR_2^{gp-1} & -gpR_2^{-gp-1} & -gpR_2^{gp-1} & gpR_2^{-gp-1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} C_1 \\ C_2 \\ C_3 \\ C_4 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{\partial A_{sp}(R_1)}{\partial r} - B_{r\theta,g} \\ \mu_0 J_g \\ -A_{sp}(R_2) \\ -\frac{\partial A_{sp}(R_2)}{\partial r} - B_{r\theta,g} \end{bmatrix} \quad (\text{A.14})$$

Après substitution et simplification, les expressions analytiques des constantes en fonction des sources du champ $B_{rr,g}$, $B_{r\theta,g}$ et I_n sont données par, [Kon 93].

:

$$C_1 = \begin{bmatrix} (P_2 B_{rr,g} + P_3 B_{r\theta,g}) e^{-j(gp\Omega t - \frac{\pi}{2})} \\ + P_1 S_g \sum_{n=1}^m I_n(t) e^{-j(g(n-1)\frac{2\pi}{m} + \frac{\pi}{2})} \end{bmatrix} \quad (\text{A.15})$$

$$C_2 = \begin{bmatrix} (D_2 B_{rr,g} + D_3 B_{r\theta,g}) e^{-j(gp\Omega t - \frac{\pi}{2})} \\ + D_1 S_g \sum_{n=1}^m I_n(t) e^{-j(g(n-1)\frac{2\pi}{m} + \frac{\pi}{2})} \end{bmatrix} \quad (\text{A.16})$$

$$C_3 = \begin{bmatrix} (E_2 B_{rr,g} + E_3 B_{r\theta,g}) e^{-j(gp\Omega t - \frac{\pi}{2})} \\ + E_1 S_g \sum_{n=1}^m I_n(t) e^{-j(g(n-1)\frac{2\pi}{m} + \frac{\pi}{2})} \end{bmatrix} \quad (\text{A.17})$$

$$C_4 = \begin{bmatrix} (F_2 B_{rr,g} + F_3 B_{r\theta,g}) e^{-j(gp\Omega t - \frac{\pi}{2})} \\ + F_1 S_g \sum_{n=1}^m I_n(t) e^{-j(g(n-1)\frac{2\pi}{m} + \frac{\pi}{2})} \end{bmatrix} \quad (\text{A.18})$$

avec :

$$P_1 = \mu_0 R_3^{1-gp} L_1$$

$$P_2 = gp \frac{L_1}{2} \left[\frac{df(R_1)}{dr} L_2 + \frac{df(R_2)}{dr} L_3 + f(R_2) L_4 \right]$$

$$P_3 = \frac{L_1}{2} \left[\left(\frac{df(R_1)}{dr} - 1 \right) L_2 + \left(\frac{df(R_2)}{dr} - 1 \right) L_3 + f(R_2) L_4 \right]$$

$$D_1 = P_1 R_1^{2gp}$$

$$D_2 = P_2 R_1^{2gp} + \frac{df(R_1)}{dr} \frac{R_1^{1+gp}}{2}$$

$$D_3 = P_3 R_1^{2gp} + \left(\frac{df(R_1)}{dr} - 1 \right) \frac{R_1^{1+gp}}{2gp}$$

$$E_1 = P_1$$

$$E_2 = P_2 + \frac{gp R_2^{-gp}}{4} f(R_2) + \frac{df(R_2)}{dr} \frac{R_2^{1-gp}}{4}$$

$$E_3 = P_3 + \frac{R_2^{-gp}}{4} f(R_2) + \left(\frac{df(R_2)}{dr} - 1 \right) \frac{R_2^{1-gp}}{4gp}$$

$$F_1 = D_1$$

$$F_2 = D_2 + \frac{gpR_2^{gp}}{4} f(R_2) - \frac{df(R_2)}{dr} \frac{R_2^{1+gp}}{4}$$

$$F_3 = D_3 + \frac{R_2^{gp}}{4} f(R_2) - \left(\frac{df(R_2)}{dr} - 1 \right) \frac{R_2^{1+gp}}{4gp}$$

Et :

$$L_1 = \frac{1}{2gp(1 - R_1^{2gp} R_{3c}^{-2gp})}$$

$$L_2 = 2R_1^{1+gp} R_{3c}^{-2gp}$$

$$L_3 = -(R_2^{1-gp} + R_2^{1+gp} R_{3c}^{-2gp})$$

$$L_4 = gp(R_2^{gp} R_{3c}^{-2gp} - R_2^{-gp})$$

$$f(r) = \begin{cases} \frac{r}{1 - (gp)^2} & \text{if } gp \neq 1 \\ \frac{r}{2} \ln(r) & \text{if } gp = 1 \end{cases}$$

La substitution des coefficients d'intégration dans les équations, (III.13) et (III.14), des potentiels vecteurs A_z^I et A_z^{II} donne la relation entre les potentiels et les sources du champ $B_{rr,g}$, $B_{r\theta,g}$ et I_n .

$$A_z^I(r, \theta, t) = \sum_{g=-\infty}^{+\infty} \left[\begin{aligned} & (P_{2,r}^I B_{rr,g} + P_{3,r}^I B_{r\theta,g}) e^{-j(gp\Omega t - \frac{\pi}{2})} \\ & + P_{1,r}^I S_g \sum_{n=1}^m I_n(t) e^{-j(g(n-1)\frac{2\pi}{m} + \frac{\pi}{2})} \end{aligned} \right] e^{jgp\theta} \quad (\text{A. 19})$$

$$A_z^{II}(r, \theta, t) = \sum_{g=-\infty}^{+\infty} \left[\begin{aligned} & (P_{2,r}^{II} B_{rr,g} + P_{3,r}^{II} B_{r\theta,g}) e^{-j(gp\Omega t - \frac{\pi}{2})} \\ & + P_{1,r}^{II} S_g \sum_{n=1}^m I_n(t) e^{-j(g(n-1)\frac{2\pi}{m} + \frac{\pi}{2})} \end{aligned} \right] e^{jgp\theta} \quad (\text{A. 20})$$

avec :

$$P_{1,r}^I = P_1 r^{gp} + D_1 r^{-gp}$$

$$P_{2,r}^I = P_2 r^{gp} + D_2 r^{-gp} + \frac{gp}{2} f(r)$$

$$P_{3,r}^I = P_3 r^{gp} + D_3 r^{-gp} + \frac{1}{2} f(r)$$

$$P_{1,r}^{II} = E_1 r^{gp} + F_1 r^{-gp}$$

$$P_{2,r}^{II} = E_2 r^{gp} + F_2 r^{-gp}$$

$$P_{3,r}^{II} = E_3 r^{gp} + F_3 r^{-gp}$$

ANNEXE B

1 Expression de la masse totale du moteur

L'expression de la masse totale de la machine est calculée par la somme des masses élémentaires des différentes parties actives constituant la machine, équation (B.1).

$$M_{totale} = M_{rotor} + M_{stator} + M_{aimant} + M_{cuivre} \quad (B.1)$$

1.1) Masse du fer rotorique

Le rotor sans aimants peut être représenté par la figure suivante :



Figure B-1. Rotor sans aimants permanents

La masse de la culasse rotorique est calculée facilement par l'équation suivante :

$$M_{rotor} = \pi(R_1^2 - R_0^2)(1 - 2\sigma)L\rho_{fer} \quad (B.2)$$

Avec : $\rho_{fer} = 7650 \text{ kg.m}^{-3}$

$$\sigma = \begin{cases} 0 & \text{MSAP à rotor intérieur} \\ 1 & \text{MSAP à rotor extérieur} \end{cases}$$

1.2) Masse des aimants

La masse des aimants peut être exprimée en fonction du coefficient de remplissage des pôles par l'équation suivante :

$$M_{aimant} = \pi(R_2^2 - R_1^2)(1 - 2\sigma)LK_{ra}\rho_{aimant} \quad (B.3)$$

Avec : $\rho_{aimant} = 7400 \text{ kg.m}^{-3}$

1.3) Masse du fer statorique

La masse du fer statorique est la somme de la masse des dents et de la culasse.

$$M_{stator} = V_{stator} \rho_{fer} \quad (B.4)$$

A partir de la figure B-2, le volume du stator V_{stator} peut être calculé par l'équation suivante :

$$V_{stator} = \pi(R_5^2 - R_3^2)(1 - 2\sigma)L - N_e \left(L_s P_e - \frac{R_3^2}{2} \left(w_s - 2 \cos \frac{w_s}{2} \sin \frac{w_s}{2} \right) \right) L \quad (B.5)$$

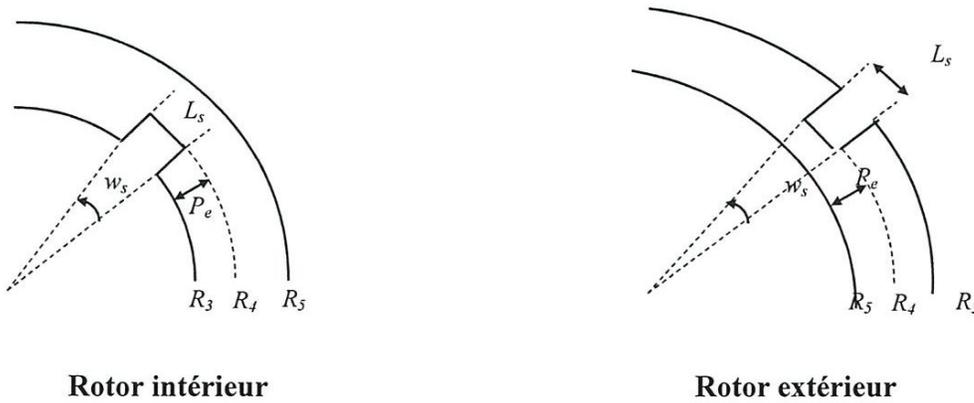


Figure B-2. Dimensions du stator

1.4) Masse du cuivre

La masse totale du cuivre comprend la masse du cuivre logé dans les encoches et la masse des têtes de bobines. Son expression est donnée par l'équation suivante :

$$M_{cuivre} = V_{cuivre} \rho_{cuivre} = N_e S_{cuivre} (L + L_{tb}) \rho_{cuivre} \quad (B.6)$$

Avec : $\rho_{cuivre} = 8953 \text{ kg.m}^{-3}$

$$S_{cuivre} = \left(L_s P_e - \frac{R_3^2}{2} \left(w_s - 2 \cos \frac{w_s}{2} \sin \frac{w_s}{2} \right) \right) K_{re} \approx L_s P_e K_{re} \quad (B.7)$$

L_{tb} est la longueur des têtes des bobines

2 Expression des pertes dans la machine

Généralement les pertes dans les machines électriques peuvent être divisées en trois catégories :

- Pertes par effet Joule dans les enroulements et dans les parties conductrices traversées par des courants.
- Pertes dans le circuit magnétique, appelées aussi pertes fer qui regroupent les pertes par hystérésis et les pertes par courant de Foucault.
- Pertes mécaniques dus à la rotation de la partie tournante de la machine. Ces pertes sont négligées dans cette étude.

2.1) Pertes Joule

Les pertes Joule dans les machines triphasées valent :

$$P_{Joule} = 3R_s I_{neff}^2 \quad (\text{B.8})$$

Avec : R_s résistance d'une phase.

I_{neff} la valeur efficace du courant dans une phase de l'actionneur.

2.2) Pertes fer

Le calcul des pertes fer dans les actionneurs électriques est encore aujourd'hui l'un des aspects les moins bien maîtrisés [Abd 07], [Sle 92], [Men 13].

Elles sont composées des pertes par courant de Foucault et des pertes par hystérésis.

Généralement, pour évaluer les pertes fer on utilise l'équation de la densité volumique des pertes fer suivante :

$$P_{Fer}(W.m^{-3}) = K_{hy} w B_{max}^2 + K_{cf} w^2 B_{max}^2 \quad (\text{B.9})$$

Où K_{hy} et K_{cf} sont respectivement la constante des pertes par hystérésis et la constante des pertes par courant de Foucault. Ces constantes sont données par le constructeur des tôles.

Cependant, l'équation (B.9) n'est valable que dans l'hypothèse d'une variation sinusoïdale de l'induction dans le matériau, en plus, les essais du constructeur ont été faits dans ces conditions.

Pour le cas des machines à aimants, ce modèle reste peu précis, car le champ magnétique n'est pas sinusoïdal et qu'il faut en considérer les harmoniques. En réalité, l'induction évolue d'une façon trapézoïdale dans les dents et la culasse statorique. Ainsi, l'utilisation de ce modèle conduit à une erreur sur le calcul des pertes par courant de Foucault de l'ordre de 60% dans les dents et de 21,3% dans la culasse statorique [Abd 08].

Les considérations précédentes, nous ont ramené à adopter un autre modèle plus précis pour évaluer les pertes fer, [Abd 08].

2.2.1) Pertes fer dans les dents

a) Pertes par courant de Foucault :

La valeur moyenne des pertes par courant de Foucault dans les dents peut être exprimée en fonction de la variation de l'induction par rapport au temps de la manière suivante, [Sle 92] :

$$P_{cf_dent} (W \cdot m^{-3}) = \frac{2}{T} \int_0^T \alpha \left(\frac{dB}{dt} \right)^2 dt \quad (B.10)$$

Avec : $\alpha=0.06$, est un coefficient qui dépend des propriétés des tôles.

L'évolution de l'induction au centre d'une dent en fonction du temps (en fonction de la rotation du rotor) est illustrée par la figure B-3.

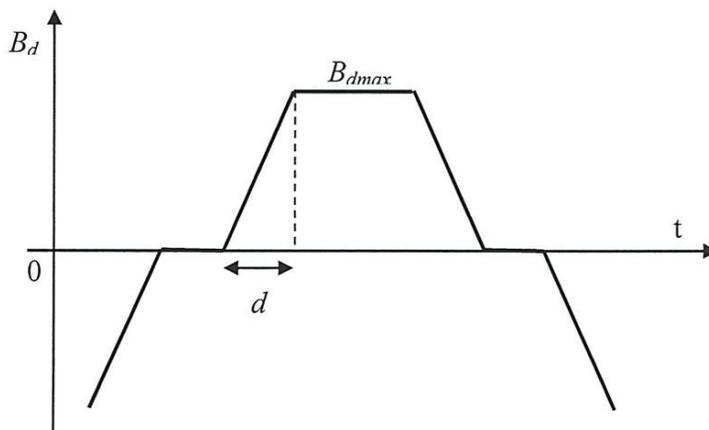


Figure B-3. Induction dans les dents

Le temps nécessaire à l'extrémité de l'aimant pour traverser une dent de largeur L_d est donné par :

$$dt = \frac{L_d}{R_3 \Omega} = \frac{pL_d}{R_3 w} \quad (\text{B.11})$$

Ω est vitesse mécanique en (rad/s) et w la pulsation électrique.

Après calcul, nous pouvons exprimer la densité volumique des pertes dans les dents par :

$$P_{cf_dent} (W \cdot m^{-3}) = \frac{4\alpha}{\pi \cdot dt} w (B_{dmax})^2 \quad (\text{B.12})$$

b) Pertes par hystérésis :

Les pertes par hystérésis peuvent être calculées par une expression analytique plus précise que celle donnée dans l'équation générale (B.9). Cette expression (B.13) est basée sur une représentation plus réaliste des formes d'onde de l'induction dans le stator de la machine.

$$P_{hy_dent} (W \cdot m^{-3}) = (K_1 \Delta B_d + K_2 \Delta B_d^2) f \quad (\text{B.13})$$

Dans l'équation (B.13), ΔB_d représente la variation totale de l'induction B_d K_1 et K_2 sont des constantes données par le constructeur des tôles (pour des tôles FeSi3% : $K_1 = 0$ et $K_2 = 52$). Ainsi, l'expression des pertes par hystérésis dans les dents est donnée par :

$$P_{hy_dent} (W \cdot m^{-3}) = 4K_2 B_{dmax}^2 f \quad (\text{B.14})$$

Finalement, les pertes fer totales dans les dents s'expriment alors par :

$$P_{fer_dent} (W) = (P_{cf_dent} + P_{hy_dent}) V_{dent} \quad (\text{B.15})$$

Où

$$V_{dent} = V_S - V_c = (V_G - V_{enc}) - V_c \quad (\text{B.16})$$

Avec :

V_s est le volume du stator de la machine, V_c est le volume de la culasse statorique.

Notons :

$$V_S = (R_5^2 - R_3^2)(1 - 2\sigma)\pi L - N_{enc} \left[L_s P_e - \frac{R_3^2}{2} \left(\theta_{enc} - 2 \cos \frac{\theta_{enc}}{2} \sin \frac{\theta_{enc}}{2} \right) \right] \quad (\text{B.17})$$

$$V_c = (R_5^2 - R_4^2)(1 - 2\sigma)\pi L \quad (\text{B.18})$$

2.2.2) Pertes fer dans la culasse statorique

a) Pertes par courant de Foucault :

Dans la culasse aussi, la forme d'onde de l'induction tangentielle est approximée à une onde trapézoïdale, figure B-4, [Sle 92], [Sab 05], [Abd 07], [Men 13].

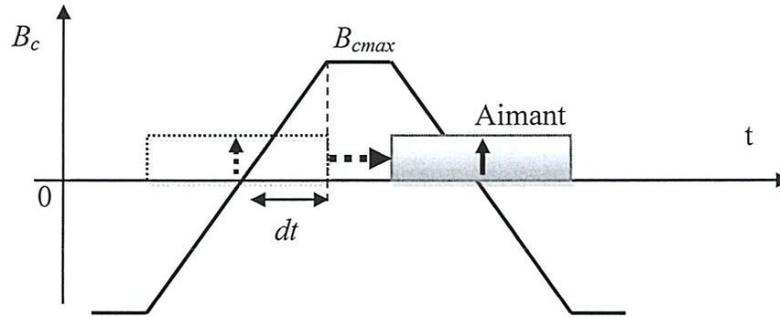


Figure B-4. Induction dans la culasse en fonction de la position des aimants

Dans ce cas aussi, le calcul des pertes par courant de Foucault se fait par l'utilisation de l'équation (B.10). Après intégration, on trouve :

$$P_{cf_culasse} (W \cdot m^{-3}) = \frac{4\alpha}{\pi \cdot dt} w (B_{cmax})^2 \quad (\text{B.19})$$

Avec :

$$dt = \frac{\pi}{2w} K_{ra} \quad (\text{B.20})$$

b) Pertes par hystérésis :

La densité volumique des pertes par hystérésis dans la culasse est calculée par :

$$P_{hy_culasse} (W \cdot m^{-3}) = 4K_2 B_{cmax}^2 f \quad (\text{B.21})$$

Finalement, les pertes fer totales dans la culasse s'expriment par :

$$P_{fer_culasse}(W) = (P_{cf_culasse} + P_{hy_culasse})V_{culasse} \quad (B.22)$$

Remplaçant $V_{culasse}$ par sa valeur dans l'équation (B.18).

2.2.3) Pertes fer totales

Les pertes fer totales dans la machine valent alors :

$$P_{fer_totale}(W) = P_{fer_dent} + P_{fer_culasse} \quad (B.23)$$