

République Algérienne Démocratique et Populaire
Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique

ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE

Département de Génie Electrique

Thèse de Doctorat d'Etat en Electrotechnique
Option : Machines Electriques

Larbi HADJOUT

Magister en Electrotechnique
De l'Ecole Nationale Polytechnique

Thème :

Dimensionnement de machines synchrones à aimants montés sur la surface rotorique

Soutenue publiquement le 03 Décembre 2006 devant le jury composé de:

O. TOUHAMI	Professeur	ENP	Président
R. IBTIOUEN	Professeur	ENP	Rapporteur
N. TAKORABET	Maître de Conférences	ENSEM/INPL (Nancy)	Rapporteur
S. HADDAD	Professeur	UMM Tizi-Ouzou	Examineur
Y. AMARA	Maître de Conférences	UTBM (Belfort)	Examineur
S. MEKHTOUB	Maître de Conférences	ENP	Examineur
S. BOUAZABIA	Maître de Conférences	USTHB	Invité
A.KHELOUI	Maître de Conférences	EMP	Invité

Remerciements

Le travail présenté dans ce mémoire a été effectué au sein du Laboratoire de Recherche en Electrotechnique de l'Ecole Nationale Polytechnique d'Alger, sous la direction de Monsieur le Professeur Rachid Ibtouen. Je tiens à le remercier pour la confiance qu'il m'a témoignée en acceptant de diriger ce travail. Sa disponibilité et ses encouragements durant de longues années m'ont été d'un grand apport pour l'aboutissement de ce travail.

Je remercie Monsieur Noureddine Takorabet, Maître de Conférences à l'ENSEM/INPL de Nancy d'avoir accepté de co-diriger ce travail de thèse. Je tiens à exprimer ma haute reconnaissance pour son aide durant les stages que j'ai effectué au laboratoire GREEN de Nancy. Sa contribution scientifique a été très fructueuse dans l'avancement de ce travail.

Je tiens à exprimer mes plus vifs remerciements à Monsieur Omar Touhami, Professeur à l'Ecole Nationale Polytechnique, pour l'honneur qu'il me fait de présider le jury de soutenance. Je ne saurai omettre de reconnaître sa disponibilité à chaque sollicitation.

Que Messieurs Salah Haddad, Professeur à l'Université Mouloud Mameri de Tizi-Ouzou, Saïd Mekhtoub, Maître de Conférences à l'Ecole Nationale Polytechnique, et Yacine Amara, Maître de Conférences à l'Université de Technologie de Belfort Montbéliard, trouvent, ici l'expression de ma profonde gratitude, pour avoir accepté d'examiner et critiquer cette thèse.

Que Messieurs, Slimane Bouazabia, Maître de Conférences à l'USTHB et Abdelaziz. Kheloui, Maître de Conférences à l'Ecole Militaire Polytechnique acceptent mes sympathiques sentiments pour être mes invités d'honneur à l'examen de cette thèse.

Mes sincères reconnaissances à l'équipe de l'accord programme CMEP-TASSILI (Projet 03 MDU 592), représentée par le Professeur Rachid Ibtouen pour la partie Algérienne et par le Professeur Bernard Laporte pour la partie Française.

Que les collègues du département Electrotechnique de l'USTHB, trouvent ici mes sincères sentiments de reconnaissance, en particulier l'équipe du labo 47 pour la sympathique ambiance de travail qu'ils ont créé.

Je tiens également à remercier l'ensemble des membres du Laboratoire GREEN et les compatriotes de Nancy pour leur chaleureux accueil durant, mes séjours. Une pensée particulière va à Smail Mezani et Idris Sadli pour leurs sollicitudes sans limites.

*A ma femme
A mon fils Abdelghani
A ma famille et mes amis (es)*

Sommaire

Introduction Générale	1
Chapitre I : Modèle analytique pour le calcul électromagnétique de machines à aimants montés sur la surface rotorique	
I.1 Introduction	3
I.2.Actionneurs Electriques à aimants	4
I.3 Modélisation électromagnétique des machines étudiées	6
I.4.Modèle Analytique de résolution	9
I.4.1.Modélisation des sources	11
I.4.1.1 Modèles des aimants	11
I.4.1.2.Modèles des courants sources	13
I.4.2 Expressions des potentiels	16
I.4.2.1 Potentiel crée par les aimants	16
I.4.2.2 Potentiel crée par les courants statoriques	17
I.4.3.Expressions des grandeurs globales	18
I.4.3.1.Expression de la force électromotrice	18
I.4.3.2.Expression du couple d'interaction	18
I.5.Analyse des performances électromagnétiques	19
I.5.1.Distribution du champ magnétique	20
I.5.2.Analyse de la fem et du couple électromagnétique	21
I.5.2.1.Analyse harmonique	21
I.5.2.2.Influence de l'aimantation	22
I.5.2.3.Influence de l'ouverture des aimants	23
I.5.2.4.Influence de l'épaisseur des aimants	25
I.5.2.5.Influence du type de bobinage	26
I.6 Conclusion	30
Chapitre II : Modélisation par éléments finis de machines à aimants montés sur la surface du rotor	
II.1 Introduction	31
II.2.Modélisation par éléments finis	32
II.2.1.Prise en compte de la saturation	33
II.2.2.Prise en compte du mouvement	34
II.2.3.méthodes de calcul des grandeurs globales	34
II.2.3.1.méthode calcul de la force électromotrice (fem)	34
II.2.3.2.Méthode de calcul du couple électromagnétique	37
II.2.4.Outil de calcul	38
II.3.Validation des modèles utilisés	38
II.4.Etat magnétique des machines étudiées	41
II.4.1.Distribution du champ	41
II.4.2.Etat de la saturation	42
II.4.3.Influence de la réaction magnétique d'induit	43
II.5.Analyse du couple de détente	44
II.5.1.Influence de l'aimantation	46

II.5.2.Influence de l'ouverture des aimants	47
II.5.3.Influence de l'épaisseur des aimants	47
II.5.4.Influence de l'entrefer	48
II.5.5.Influence de l'ouverture des encoches	48
II.5.6.Influence du nombre d'encoches	49
II.6 Conclusion	50

Chapitre III : Réseaux de neurones artificiels dans la modélisation électromagnétique de machines électriques à aimants.

III.1-Introduction	51
III.2.Les réseaux de neurones artificiels	52
III.2.1 .Modèle de base d'un neurone artificiel	52
III.2.2.Modèle d'un réseau de neurones multicouches	53
III.2.3.Algorithmes d'apprentissage	54
III.3.RNA dans la conception des machines électriques	55
III.4.Application des RNA à la modélisation électromagnétique	56
III.4.1.Méthode utilisée	57
III.4.2.Reproduction du couple moyen	58
III.4.3 Estimation de la force électromotrice	60
III.4.3.1.Génération de l'ensemble d'apprentissage	61
III.4.3.2.Phase d'apprentissage	62
III.4.3.3.Test de Validation	64
III.4.4.Estimation du couple instantané	66
III.4.4.1.Génération de l'ensemble d'apprentissage	67
III.4.4.2.Phase d'apprentissage	67
III.4.4.3.Validation et performances	68
III.5.Conclusion	70

Chapitre IV : Optimisation des dimensions géométriques d'une machine à aimants montés sur la surface du rotor

IV.1.Introduction	71
IV.2. Processus de conception des actionneurs électriques	72
IV.2.1.Cahiers de charges	72
IV.2.1.1.Contraintes magnétiques	73
IV.2.1.2.Contraintes électriques	73
IV.2.1.3.Contraintes thermiques	73
IV.2.1.4.Contraintes mécaniques	74
IV.2.1.5.Contraintes géométriques	74
IV.2.2.Choix de la structure de l'actionneur	74
IV.2.3.Dimensionnement de l'actionneur choisi	74
IV.3.Formulation mathématique d'un problème d'optimisation	75
IV.4.Méthodes d'optimisation	76
IV.4.1.Méthodes déterministes	77
IV.4.1.1.Méthode du gradient	78
IV.4.1.2.Méthode du gradient conjugué	78
IV.4.1.3.Méthode du type Newton	78
IV.4.2.Méthodes non déterministes	78
IV.4.2.1.Méthode de Monte Carlo	79
IV.4.2.2.Méthode du recuit simulé	79
IV.4.2.3.Algorithmes évolutionnaires	79

IV.4.2.4.Méthodes hybrides	79
IV.4.2.5.Plans d'expériences	79
IV.4.3.Présentation de la méthode de programmation quadratique séquentielle	80
IV.5.Dimensionnement d'une machine synchrone à aimants	81
IV.5.1.Outils de dimensionnement	83
IV.5.1.1.Calcul des hauteurs des culasses statorique et rotorique	83
IV.5.1.2.Profondeurs des encoches	84
IV.5.2.Optimisation du couple/volume d'aimants	85
IV.5.3.Minimisation des ondulations du couple	88
IV.6.Conclusion	91
Conclusion Générale	92
Références Bibliographiques	94

Introduction Générale

Les progrès accomplis, aux niveaux de la technologie des matériaux [1] et de l'électronique industrielle, associés à des outils et à des modèles de calculs de plus en plus performants, sont à l'origine d'une nouvelle génération d'actionneurs électriques [2]. La plupart des machines électriques actuelles sont conçues de manière à s'insérer dans une chaîne de commande composée d'un élément de pilotage, d'un convertisseur statique, d'un actionneur et d'une charge [3], [4].

Les récentes exigences, de différentes applications industrielles, nécessitent la construction de dispositifs Electrotechniques caractérisés par des performances technico-économiques élevées.

Les actionneurs électriques, excités par des aimants modernes, font l'objet de nombreux travaux de recherches [5], [6], [7], [8] qui portent sur plusieurs aspects ; ceux liés à la qualité de leurs performances en agissant sur leurs structures, leurs alimentations et leurs commandes et ceux visant à améliorer leurs modélisations en développant de nouveaux outils d'aide à leurs conceptions.

Le processus de conception des actionneurs électriques comporte plusieurs préoccupations [9] : la sélection de la structure d'actionneur à retenir pour répondre à un cahier de charges de plus en plus sévère, le choix du modèle d'étude à adopter pour tenir compte des différents phénomènes mis en jeu et aussi la définition de la procédure d'optimisation à adopter pour déterminer les dimensions et les matériaux permettant d'atteindre les spécifications visées.

Le dimensionnement des machines électriques est généralement précédé d'un pré dimensionnement durant lequel on doit répondre aux exigences de rapidité et de souplesse. Dans cette première phase, des modèles analytiques sont souvent utilisés [6], [10], [11], [12]. Des modèles numériques sont ensuite exploités pour affiner les solutions obtenues en simulant de manière fiable les comportements électromagnétique, mécanique et thermique avec un minimum d'hypothèses simplificatrices [13], [14].

La recherche de nouveaux outils de modélisation et d'optimisation, lors de la conception des machines électriques, est une préoccupation continue des chercheurs en génie électrique. Une des solutions actuellement préconisée consiste à introduire l'intelligence artificielle dans la modélisation et la résolution des problèmes inverses d'optimisation [15], [16], [17], [18], [19].

Notre travail qui s'inscrit dans la continuité des travaux de recherche au niveau du Laboratoire de Recherche en Electrotechnique (LRE) de l'ENP d'Alger en collaboration avec

l'Equipe Machines Electriques du GREEN Nancy, consiste à développer une méthodologie adaptée au dimensionnement des machines électriques à aimants permanents montés sur la surface du rotor. L'objectif est de développer des modèles de calcul de champ magnétique pour évaluer les performances de la machine étudiée. Ces modèles sont, ensuite, insérés dans des procédures d'optimisation afin de rechercher les dimensions de la machine qui maximisent le rapport couple /volume d'aimants et minimisent les ondulations de couple. On cherchera notamment à réduire les temps de calculs dans les procédures itératives d'optimisation en introduisant les réseaux de neurones artificiels dans la modélisation des relations non linéaires reliant les performances de la machine aux paramètres caractéristiques de sa structure.

Notre manuscrit de thèse s'articule autour de quatre chapitres.

Dans un premier chapitre, à travers une étude bibliographique, nous présentons la famille des machines électriques à aimants. Nous développons, par la suite, un modèle analytique avec des hypothèses simplificatrices adéquates, pour le calcul électromagnétique de machines à aimants montés sur la surface du rotor. Une étude qualitative de l'influence des paramètres dimensionnels sur les performances électromagnétiques des structures envisagées, est abordée.

Au niveau du deuxième chapitre, un modèle en 2D utilisant les éléments finis pour tenir compte de la structure réelle de la machine, des caractéristiques électriques et magnétiques de ses différentes parties, est présenté. Il est exploité pour analyser l'état de saturation des structures envisagées et étudier l'influence de la géométrie de la machine sur le couple de détente.

Dans un troisième chapitre, nous élaborons des modèles, alternatifs aux méthodes classiques de calcul de champ, se basant sur les réseaux de neurones artificiels pour reproduire les performances instantanées des machines étudiées.

Dans un dernier chapitre nous recherchons, par des procédures d'optimisation exploitant la programmation non linéaire et les outils de modélisation développés, les dimensions géométriques qui optimisent le rapport couple /volume d'aimants et minimisent les ondulations de couple, pour la machine à aimants montés sur la surface rotorique.

Modèle analytique pour le calcul électromagnétique de machines à aimants montés sur la surface rotorique

I.1. Introduction

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

La recherche d'outils de calcul simples est le premier souci dans un processus de dimensionnement d'un actionneur électrique. Durant la phase de pré dimensionnement, une analyse paramétrique est souvent effectuée, à l'aide de modèles analytiques [6]. Ces modèles, représentant des liens explicites entre les paramètres de dimensionnement et les grandeurs caractéristiques de fonctionnement de l'actionneur, doivent être rapides et faciles à mettre en œuvre.

Dans ce chapitre nous donnons un aperçu sur la famille des machines électriques à aimants en fonctionnement synchrone. Ensuite, nous présentons un modèle analytique pour le calcul électromagnétique de machines à aimants montés sur la surface du rotor.

I. 2. Actionneurs Electriques à aimants

A l'origine, l'actionneur à aimant dérive exclusivement de la machine à collecteur mécanique où l'excitation fixe a été remplacée, presque sans changement technologique, par un aimant permanent.

La mise au point d'aimants de plus en plus performants (Fig. I.1.), à base de ferrites (années 1940/1950), de Samarium-Cobalt (années 1960/1970) et, plus récemment, de Fer-Néodyme-Bore, a conduit à un développement de plus en plus important des machines à excitation naturelle [2].

Les aimants modernes, se caractérisant par leurs énergies volumiques élevées, sont de très bonnes sources d'excitation [1]. En effet, ils deviennent des sources privilégiées lorsqu'on recherche compacité et augmentation de la puissance volumique [5].

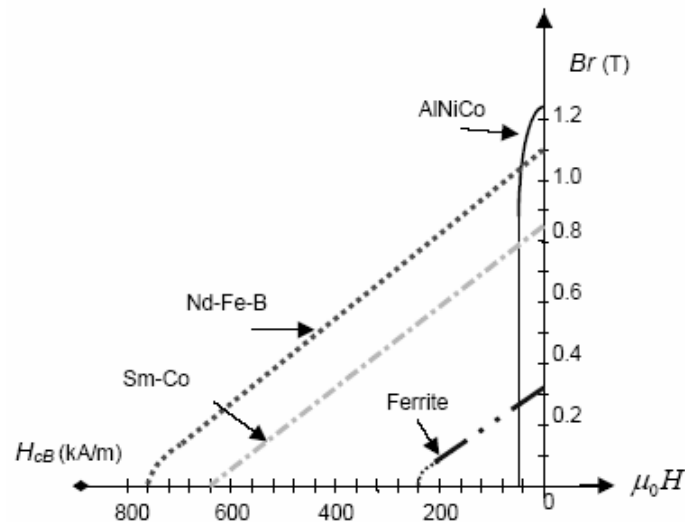


Fig. I.1 : Courbe de désaimantation des aimants permanents

Plusieurs structures d'actionneurs électriques excités par des aimants ont été conçues.

Pour les machines électriques cylindriques, on retrouve dans la littérature toute une variété de topologies. Un grand nombre de configurations sont envisageables se distinguant par la direction du flux actif qui peut être radial (Fig. I.2-a), axial (Fig. I.2-b), ou transversal (Fig.I.2-c).

Pour les structures à flux radial où les aimants sont généralement placés au rotor, on distingue principalement les machines à pôles lisses et celles dites à pôles saillants [5] (Fig.I.3). Ces structures se différencient par la nuance des aimants, le sens de leurs aimantations, leurs formes géométriques et leurs dispositions au niveau de la machine. Les structures à aimants montés sur la surface du rotor se caractérisent par un entrefer large qui peut être lisse [10], [20]. Parmi celles-ci une variété de configurations est envisageable. Elles se particularisent par le sens de l'aimantation des aimants qui peut être radiale [21], parallèle [22] ou encore à aimantation sinusoïdale [23].

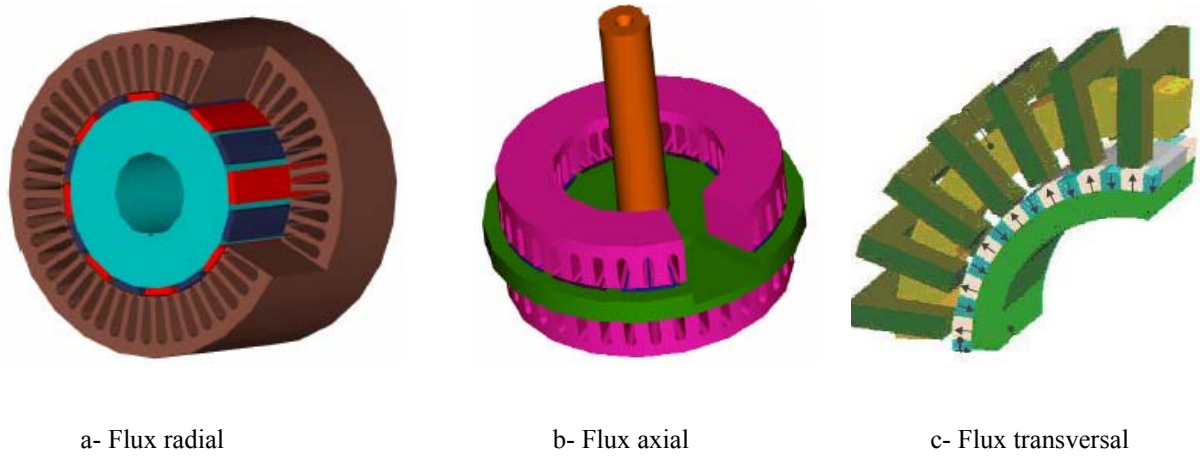
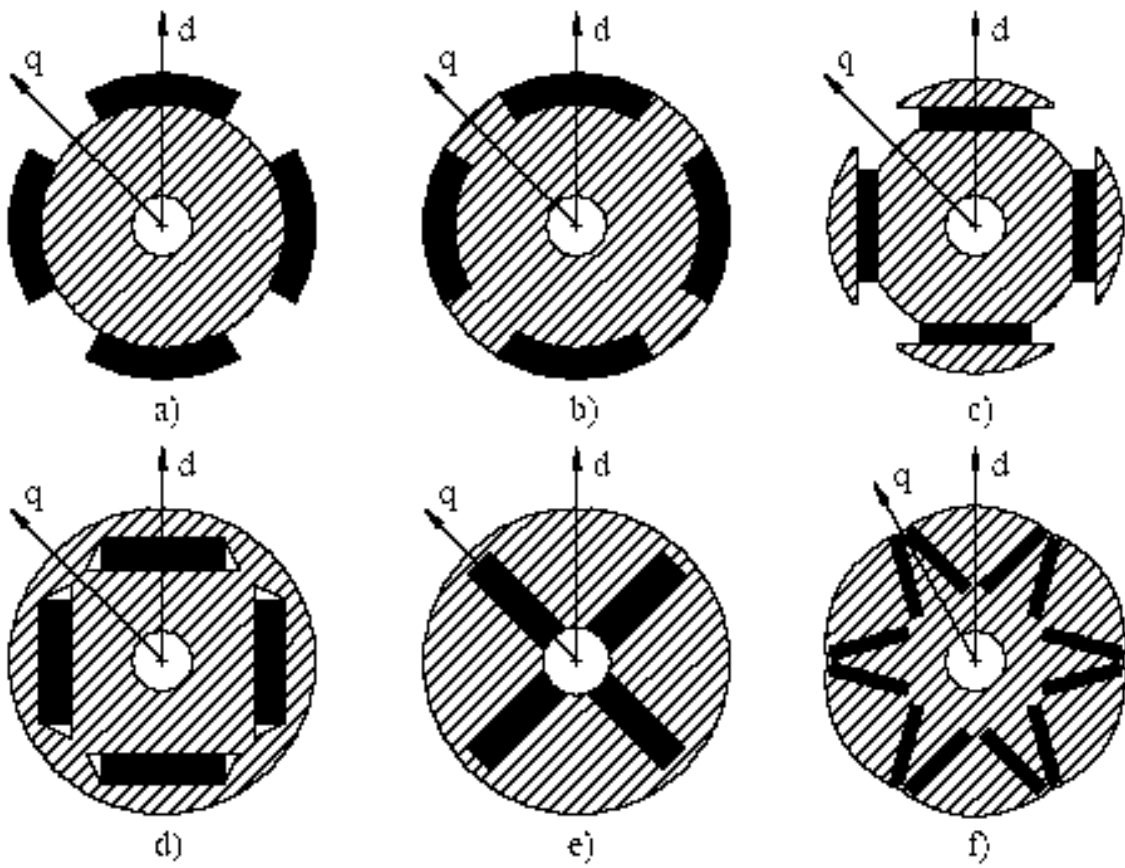


Fig.I.2 : Structures de machine excitées par aimants [24]



a)- aimants montés sur la surface b)- aimants insérés c)- aimant radial à concentration de flux
d)- aimants enterrés à aimantation radiale e) et f)- aimants enterrés à aimantation azimutale

Fig. I. 3. Structures de machines à aimants à flux radial

La plupart des machines à aimants fabriquées actuellement sont conçues de manière à s'insérer dans une chaîne de commande, composée d'un élément de pilotage, d'un convertisseur statique, d'un actionneur et d'une charge [3] (Fig. I. 4). La machine peut être alimentée par un onduleur de courant ou de tension [3]. L'onduleur permet l'alimentation en courant à fréquence variable de la machine, de façon à régler son couple et sa vitesse. La commande électronique génère les signaux de commande de l'onduleur à partir de la position du rotor et de la mesure des courants dans la machine. Le fait d'asservir l'alimentation du moteur à la position du rotor s'appelle de l'autopilotage.

Un onduleur de tension à modulation de largeur d'impulsions contrôlé en courant autorise toute forme d'onde du courant d'alimentation, il suffit pour cela de générer les signaux de référence à l'image des courants désirés.

En fonctionnement synchrone, on distingue :

- Les machines à fem sinusoïdale, appelées PMSM, alimentées par des courants de forme sinusoïdale,
- Les machines à fem trapézoïdale, désignées par la terminologie anglaise « brushless DC », qui sont alimentées par des créneaux de courants de durée égale à 120° ou 180° électrique [20], [25].

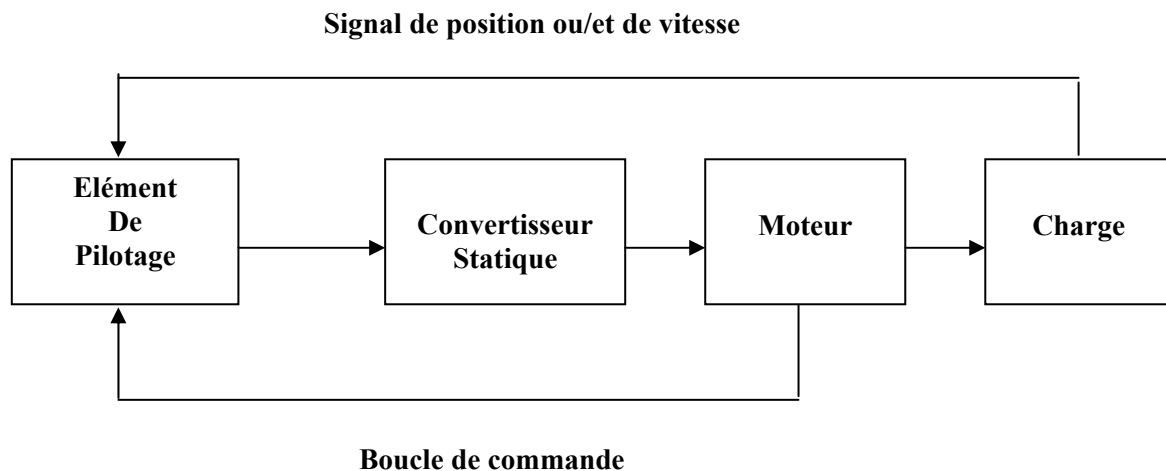


Fig. I. 4. Ensemble convertisseur-machine -charge

I. 3. Modélisation électromagnétique des machines étudiées

Le type de machines que nous abordons dans notre travail (Fig. I.5), sont des machines à aimants montés sur la surface du rotor. Elles sont constituées de deux parties bien distinctes :

- Le stator : Il est de forme cylindrique, constitué par un empilement de tôles en matériau ferromagnétique et il comporte un bobinage triphasé classique. Les conducteurs sont logés dans des encoches régulièrement réparties le long de l'entrefer.

- Le rotor : Celui-ci comporte des aimants montés sur sa surface. Chaque pôle est constitué d'un nombre donné de blocs aimantés qui sont fixés, à l'aide de frettes amagnétiques, sur l'arbre de la machine. Ce dernier peut être constitué soit d'une seule pièce massive, soit d'un circuit magnétique feuilleté. L'aimantation dans ce type de machines peut être, radiale [21], parallèle [22] ou sinusoïdale [23], [26] (Fig. I. 6). En pratique, l'aimantation sinusoïdale est approximée en subdivisant chaque pôle en un certain nombre de blocs dont l'aimantation est inclinée d'un angle, mesurée en angle électrique, correspondant à la position du bloc dans le pôle.

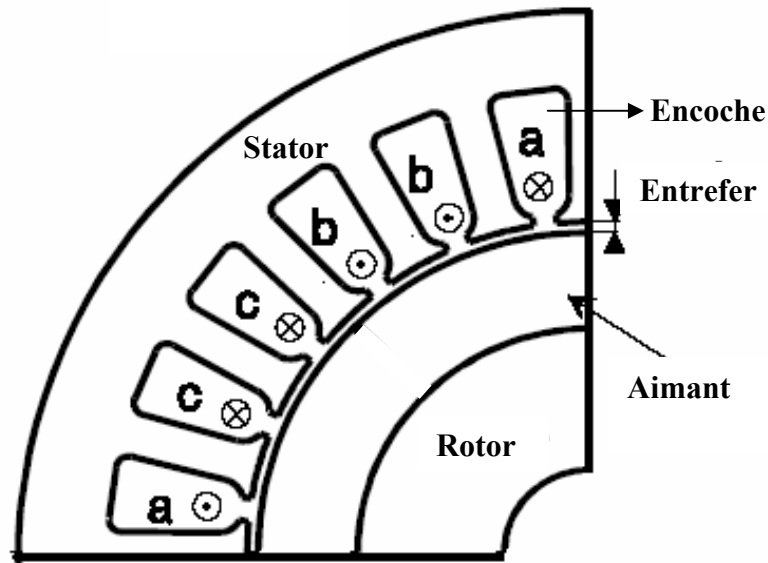


Fig. I. 5. Structure de base des machines étudiées (représentation d'un pôle)

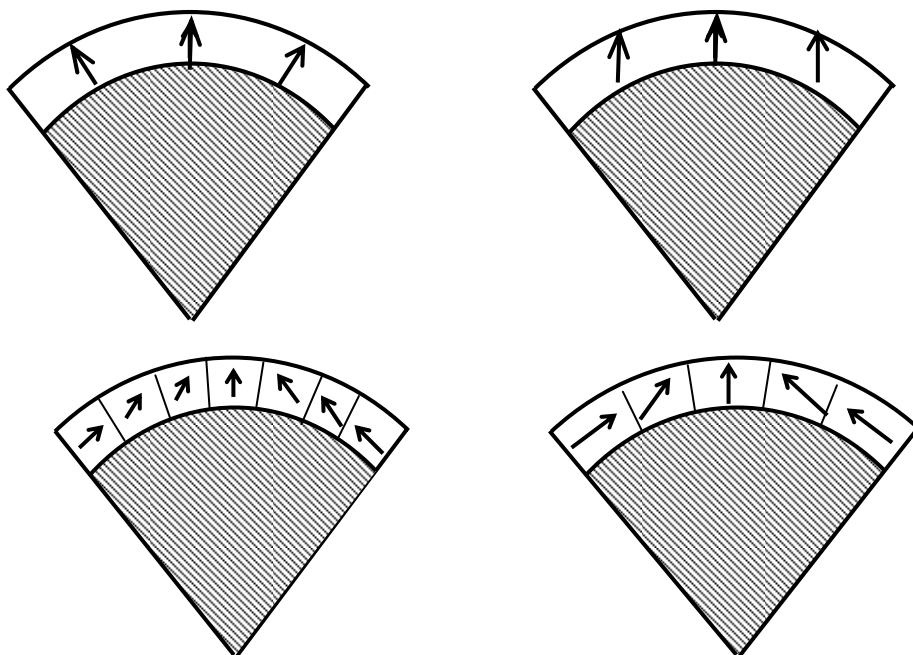


Fig. I. 6. Différentes structures de l'inducteur

En se plaçant dans le cas des régimes quasi-stationnaires, la modélisation du comportement électromagnétique des machines à aimants montés sur la surface du rotor est effectuée en utilisant les équations de Maxwell définies par :

$$\text{div}\vec{B} = 0 \quad (\text{I.1})$$

$$\text{rot}\vec{H} = \vec{J} \quad (\text{I.2})$$

$$\text{rot}\vec{E} = -\frac{\partial\vec{B}}{\partial t} \quad (\text{I.3})$$

Où \vec{B} , \vec{H} , \vec{J} et \vec{E} désignent respectivement les vecteurs induction magnétique, excitation magnétique, la densité volumique de courant et le champ électrique.

Nous pouvons aussi définir le potentiel vecteur magnétique donné par la relation champ potentiel :

$$\vec{B} = \text{rot}\vec{A} \quad (\text{I.4})$$

L'induction \vec{B} est reliée au champ \vec{H} , dans les différentes zones de la machine, par la relation suivante :

$$\vec{B} = \mu_0\mu_r\vec{H} \quad (\text{I.5})$$

Où μ_0 représente la perméabilité magnétique du vide et μ_r la perméabilité relative du milieu considéré.

Les aimants magnétiquement rigides, actuellement employés dans les machines électriques, possèdent une caractéristique de désaimantation linéaire dans la zone normale d'utilisation [1]. Ils peuvent donc être représentés par une caractéristique de magnétisation linéaire exprimée par :

$$\vec{B} = \mu_a\vec{H} + \vec{M} \quad (\text{I.6})$$

Où \vec{M} désigne l'induction rémanente, appelée aussi aimantation, μ_a est la perméabilité de l'aimant qui est pratiquement égale à celle de l'air pour les aimants modernes ($\mu_a \approx \mu_0$).

L'utilisation de la formulation en potentiel vecteur magnétique et la combinaison des équations (I.1) à (I.6) donne l'équation générale de répartition du potentiel qui est décrite par l'expression suivante :

$$\text{rot}\left(\frac{1}{\mu}\text{rot}\vec{A}\right) - \sigma\frac{\partial\vec{A}}{\partial t} = -\vec{J}_{\text{ex}} + \text{rot}\left(\frac{\vec{M}}{\mu}\right) \quad (\text{I.7})$$

Où \vec{J}_{ex} est la densité des courants sources ; $\mu = \mu_0$ dans l'air et les conducteurs ; $\mu = \mu_a$ dans les aimants permanents et $\mu = \mu_{\text{fer}}$ dans le fer.

En adoptant une condition supplémentaire sur \vec{A} , définie par la jauge de Coulomb qui s'écrit $\text{div}(\vec{A}) = 0$ dans le cas des régimes à fréquence industrielle [27], l'équation (I.7) devient :

$$\Delta \vec{A} - \mu \sigma \frac{\partial \vec{A}}{\partial t} = -\mu \vec{J}_{\text{ex}} + r \vec{\text{rot}} \vec{M} \quad (\text{I.8})$$

La machine étudiée est suffisamment longue pour que les effets d'extrémités puissent être négligés. Le modèle d'étude est donc considéré comme étant invariant par translation suivant l'axe O_z de la machine. La répartition du champ est alors déterminée dans un plan perpendiculaire à cet axe. La densité de courants \vec{J}_{ex} et le potentiel vecteur \vec{A} n'auront qu'une seule composante dirigée suivant l'axe Oz .

$$\vec{A} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ A \end{bmatrix}, \quad \vec{J}_{\text{ex}} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ J_{\text{ex}} \end{bmatrix}$$

Pour définir la répartition du champ, plusieurs méthodes de résolution ont été proposées. Parmi ces méthodes, les plus répandues utilisent les développements en série de Fourier des courants sources [5], [10], [20]; les aimants étant modélisés par des densités fictives de courants [21], [28], [29] et la méthode des images [30], [31], [32].

Une bonne approximation des performances moyennes des actionneurs électriques peut être aussi obtenue en exploitant l'analogie existant entre les circuits électriques et les circuits magnétiques (réseaux de réductances) [33].

I. 4. Modèle Analytique de résolution

Dans la modélisation adoptée, la perméabilité du fer est supposée infinie. En négligeant l'effet de la denture statorique, l'entrefer magnétique (région des aimants et l'entrefer mécanique) de la machine est considéré lisse. Sous ces conditions, le domaine d'étude, dans un système en coordonnées polaire (r, θ) , est réduit à deux zones concentriques (Fig. I. 7) :

- $[R_0, R_1]$: zone (1) contenant les aimants.
- $[R_1, R_2]$: zone (2) contenant l'entrefer mécanique.

Si on néglige les courants induits dans la zone des aimants, l'équation (I. 8) s'écrira après modification dans le système de coordonnées cylindriques, comme suit :

- Dans la région des aimants

$$\frac{\partial^2 A}{\partial r^2} + \frac{1}{r} \frac{\partial A}{\partial r} + \frac{1}{r^2} \frac{\partial^2 A}{\partial \theta^2} = \frac{1}{r} \left[\frac{\partial M_r}{\partial \theta} - M_\theta \right] \quad (\text{I.9})$$

Où M_r , M_θ représentent respectivement les composantes radiale et tangentielle de l'aimantation.

- Dans l'entrefer :

$$\frac{\partial^2 A}{\partial r^2} + \frac{1}{r} \frac{\partial A}{\partial r} + \frac{1}{r^2} \frac{\partial^2 A}{\partial \theta^2} = 0 \quad (\text{I.10})$$

Les composantes de l'induction magnétique s'expriment par :

$$\begin{cases} B_r = \frac{1}{r} \frac{\partial A}{\partial \theta} \\ B_\theta = -\frac{\partial A}{\partial r} \end{cases} \quad (\text{I.11})$$

Le calcul du champ revient donc à résoudre des équations aux dérivées partielles du potentiel vecteur dans l'intervalle $[R_0, R_2]$. Le principe de la méthode de résolution consiste à rechercher les expressions analytiques du potentiel vecteur dans les différentes zones du domaine d'étude. Les champs produits par les différentes sources, fonctions de la variable d'espace et du temps (θ , t), sont calculés séparément.

Des conditions supplémentaires sur les limites du domaine d'étude doivent être alors satisfaites. Sur une frontière et au passage d'une surface séparant deux milieux de perméabilités différentes portant une densité superficielle de courants J_s , on doit assurer :

- La condition de conservation de la composante normale de l'induction magnétique qui se traduit par :

$$\vec{n}_1 \cdot \vec{B}_1 = \vec{n}_2 \cdot \vec{B}_2 \quad (\text{I.12})$$

- La condition de discontinuité de la composante tangentielle du champ magnétique donnée par :

$$\vec{n}_1 \wedge \vec{H}_1 - \vec{n}_2 \wedge \vec{H}_2 = \vec{J}_s \quad (\text{I.13})$$

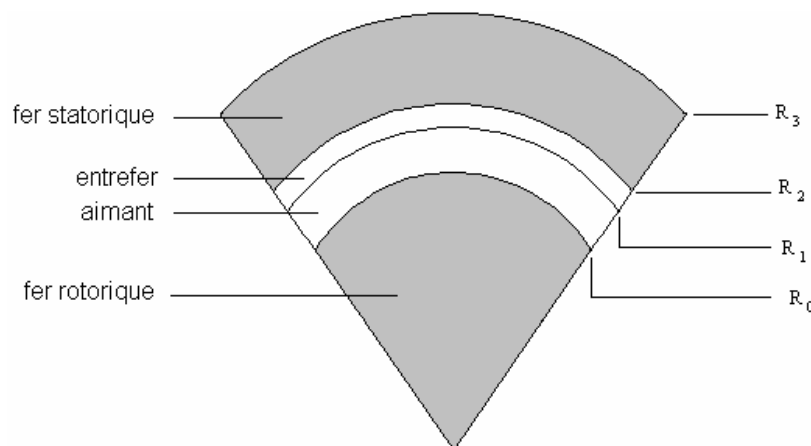


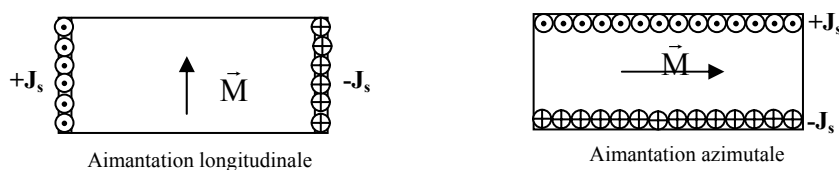
Fig. I. 7. Présentation du domaine d'étude

I. 4. 1. Modélisation des sources

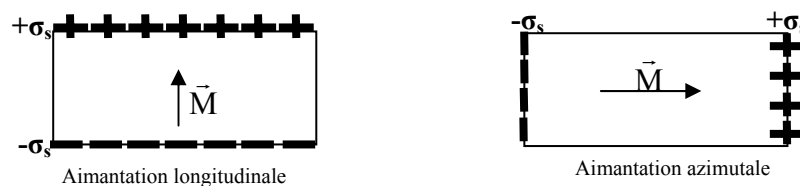
I. 4. 1. 1 Modèles des aimants

La prise en compte des aimants dans la modélisation des machines électriques se fait très souvent par le biais :

- Du modèle Ampérien. Des densités volumique et surfacique fictives de courants, équivalentes à l'aimantation sont définies. Celles-ci sont respectivement réparties dans le volume et sur la surface des aimants [10], [27], [31] (Fig. I. 8-a).
- Du modèle Coulombien. On considère dans ce cas des densités de charges magnétiques équivalentes [30], [34] (Fig. I.8-b).



a- Modèle Ampérien



b- Modèle Coulombien

Fig. I. 8. Modèles des aimants.

Toutefois ce type d'analogie n'est pas obligatoire dans la mesure où les composantes M_r et M_θ de l'aimantation apparaissent directement dans l'équation de répartition du potentiel (équation I.9). En effet, celles-ci peuvent être développées en série de Fourier selon [20], [35], [36] :

$$\begin{cases} M_r = \sum_{n=1}^{\infty} M_m \cos np\theta \\ M_\theta = \sum_{n=1}^{\infty} M_{\theta n} \sin np\theta \end{cases} \quad (\text{I.14})$$

Où p : désigne le nombre de paires de pôles, M_m et $M_{\theta n}$: sont respectivement les amplitudes des harmoniques de rang n des composantes M_r et M_θ .

Le rotor des machines étudiées comporte $2p$ pôles identiques. Chacun de ces pôles est formé d'un nombre impair de blocs aimantés. L'aimantation dans chaque bloc a une intensité constante qui peut avoir une orientation radiale ou parallèle.

Les expressions des composantes radiale et tangentielle de l'aimantation d'un bloc élémentaire d'indice i , de largeur ξ_i , repéré par l'angle θ_i , par rapport à l'axe de symétrie du

pôle choisi comme origine de l'angle θ dans un référentiel lié au rotor et à l'intérieur duquel le vecteur aimantation M_i peut être radial ou incliné d'un angle α_i par rapport à θ_i (voir Fig.I.9)) sont données par :

$$\begin{cases} M_r = M_i \cos(\alpha_i - (\theta - \theta_i)) \\ M_\theta = M_i \sin(\alpha_i - (\theta - \theta_i)) \end{cases} \quad (I.15)$$

Où M_i représente l'amplitude de l'aimantation du bloc d'aimant d'indice i et où l'angle α_i est une fonction de nombre de blocs par pôle.

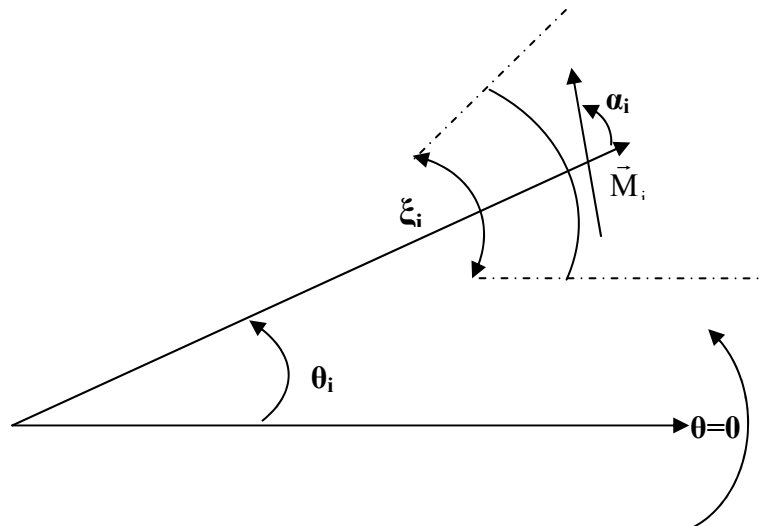


Fig. I.9. Bloc d'aimant d'indice i repéré dans le référentiel rotorique

Les coefficients de Fourier apparaissant dans l'expression (I. 14), s'expriment par :

$$\begin{cases} M_{rn} = 0 \\ M_{\theta n} = 0 \end{cases} \quad (I.16)$$

Si n est pair

Et

$$\begin{cases} M_{rn} = \frac{4p}{\pi} \sum_{i=1}^{s_{\max}} I_{rni} \\ M_{\theta n} = \frac{4p}{\pi} \sum_{i=1}^{s_{\max}} I_{\theta ni} \end{cases} \quad (I.17)$$

Si n est impair.

Où s_{\max} représente le nombre de blocs sous un demi-pôle

Les expressions de I_{rni} et $I_{\theta ni}$ pour le bloc d'indice i sont données par les relations suivantes :

- pour le bloc d'indice i aimanté radialement

$$\begin{cases} I_{rni} = \frac{2M_i}{np} \sin(np \frac{\xi_i}{2}) \cos(np\theta_i) \\ I_{\theta ni} = 0 \end{cases} \quad (I.18)$$

- pour le bloc d'indice i aimanté parallèlement.

Si $n^2 p^2 = 1$

$$\begin{cases} I_{mi} = \frac{M_i}{2} \sin(\xi_i) \cos(\theta_i - \alpha_i) + \frac{M_i}{2} \xi_i \cos(\theta_i + \alpha_i) \\ I_{0ni} = \frac{M_i}{2} \sin(\xi_i) \cos(\theta_i - \alpha_i) - \frac{M_i}{2} \xi_i \cos(\theta_i + \alpha_i) \end{cases} \quad (I.19)$$

Si $n^2 p^2 \neq 1$

$$\begin{cases} I_{mi} = \frac{M_i}{np+1} \sin\left[(np+1)\frac{\xi_i}{2}\right] \cos(np\theta_i - \alpha_i) + \frac{M_i}{np+1} \sin\left[(np-1)\frac{\xi_i}{2}\right] \cos(np\theta_i + \alpha_i) \\ I_{0ni} = \frac{M_i}{np+1} \sin\left[(np+1)\frac{\xi_i}{2}\right] \cos(np\theta_i - \alpha_i) - \frac{M_i}{np+1} \sin\left[(np-1)\frac{\xi_i}{2}\right] \cos(np\theta_i + \alpha_i) \end{cases} \quad (I.20)$$

I. 4. 1. 2. Modèles des courants sources

La machine étudiée présente trois enroulements identiques régulièrement décalés de $2\pi/(3p)$ dans l'espace. Son alimentation est assurée par un onduleur de tension contrôlé en courants qui délivre des courants triphasés équilibrés de forme sinusoïdale ou rectangulaire.

Si on néglige l'effet de la denture statorique, les ampères-tours injectés dans l'encoche peuvent être alors assimilés à une densité superficielle de courant placée au droit de l'isthme d'encoche (Fig. I. 10).

Au niveau du stator, l'origine des angles est choisie confondue avec l'axe de symétrie de la phase (a) du bobinage statorique et tous les points sont repérés par l'angle θ_s . La relation entre les coordonnées statoriques (θ_s) et rotoriques (θ) s'écrit :

$$\theta_s = \theta + \theta_0 + \Omega t \quad (I.21)$$

Où θ_0 représente le décalage initial du rotor par rapport au stator et Ω la vitesse de rotation mécanique du rotor.

Notons que tous les angles sont exprimés en radian mécanique.

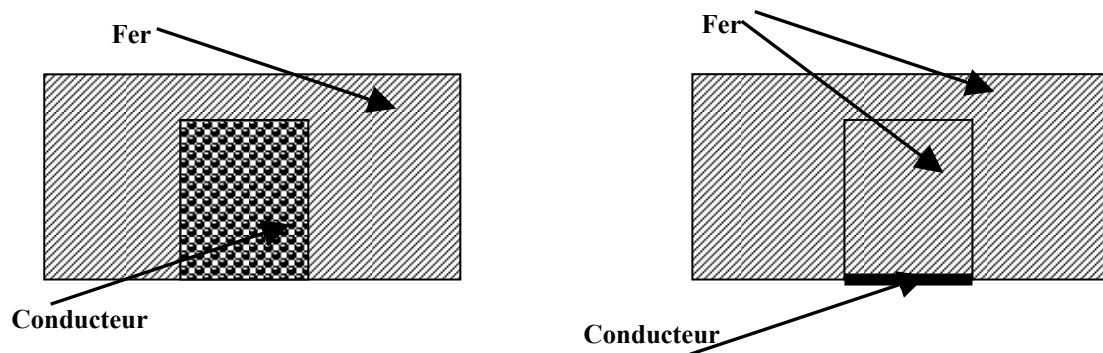


Fig. I. 10. Modélisation des encoches statoriques

a- Alimentation sinusoïdale

Pour des courants triphasés sinusoïdaux d'amplitude I_m exprimés par :

$$\begin{cases} i_a = I_m \cos(\omega t) \\ i_b = I_m \cos(\omega t - \frac{2\pi}{3}), \\ i_c = I_m \cos(\omega t + \frac{2\pi}{3}) \end{cases} \quad (I.22)$$

les densités superficielles équivalentes, définies dans le repère statorique au niveau du rayon d'alésage R_2 , s'écrivent sous la forme suivante :

$$\begin{cases} J_a = \sum_n J_n \cos(np\theta_s + \omega t) \\ J_b = \sum_n J_n \cos(np\theta_s + \omega t - (n+1)\frac{2\pi}{3}) \\ J_c = \sum_n J_n \cos(np\theta_s + \omega t + (n+1)\frac{2\pi}{3}) \end{cases} \quad (I.23)$$

$$\text{Où } J_n = \frac{4pNI_m}{\pi R_2} k_{bn},$$

N étant le nombre de spires dans une encoche et k_{bn} le coefficient de bobinage de l'enroulement statorique, exprimé par [37], [38] :

$$k_{bn} = k_{fn} k_{dn} k_{rn} k_{in} \quad (I.24)$$

Pour un bobinage ayant un nombre d'encoches par pôle et par phase entier (q), les différents coefficients sont exprimés ainsi :

- k_{fn} coefficient de filtrage: $k_{fn} = \frac{\sin(np\xi/2)}{(np\xi/2)}$

où ξ représente l'ouverture de l'encoche.

- k_{dn} coefficient de distribution: $k_{dn} = \frac{\sin(nqp\tau_d/2)}{q(\sin(np\tau_d/2))}$

τ_d est le pas dentaire.

- k_{rn} coefficient de raccourcissement : $k_{rn} = \sin(\frac{np\beta}{2})$

β est l'angle de raccourcissement

- k_{in} coefficient d'inclinaison : $k_{in} = \frac{\sin(n\gamma_i)}{n\gamma_i}$

γ_i est l'angle de décalage horizontal de l'axe d'une encoche par rapport à l'axe de la machine .

La densité résultante équivalente au système de courants triphasés s'écrit alors:

$$J(\theta_s, t) = \frac{3}{2} \sum_n J_n \cos(np\theta_s + \omega t) \quad (I.25)$$

$$\text{Avec : } \nu = \begin{cases} -1 & \text{si } n = 6m + 1 \\ +1 & \text{si } n = 6m - 1 \end{cases}$$

Où seuls les harmoniques $n = 6m \pm 1$ sont non nuls.

Dans le repère rotorique cette densité est exprimée par la relation suivante :

$$J(\theta, t) = \frac{3}{2} \sum_n J_n \cos(np\theta + (np\Omega + \nu\omega)t + \theta_0) \quad (\text{I.26})$$

b- Alimentation non- sinusoïdale

Pour des courants triphasés harmoniques dans le temps exprimés par :

$$\begin{cases} i_a = \sum_k I_k \cos(k\omega t) \\ i_b = \sum_k I_k \cos(k(\omega t - \frac{2\pi}{3})) \\ i_c = \sum_k I_k \cos(k(\omega t + \frac{2\pi}{3})) \end{cases} \quad (\text{I.27})$$

I_k est l'amplitude de l'harmonique de temps d'ordre k .

Pour une alimentation par des courants de forme d'onde rectangulaire de 120° , il s'exprime comme suit :

$$I_k = \frac{4I_m}{k\pi} \sin\left(\frac{k\pi}{3}\right)$$

Les densités superficielles équivalentes s'écrivent:

$$\begin{cases} J_a = \sum_{n,k} J_{n,k} \cos(k\omega t) \cos(np\theta_s) \\ J_b = \sum_{n,k} J_{n,k} \cos(k(\omega t - \frac{2\pi}{3})) \cos(n(p\theta_s - \frac{2\pi}{3})) \\ J_c = \sum_{n,k} J_{n,k} \cos(k(\omega t + \frac{2\pi}{3})) \cos(n(p\theta_s + \frac{2\pi}{3})) \end{cases} \quad (\text{I.28})$$

$$\text{Avec } J_{n,k} = \frac{4pNI_k}{\pi R_2} k_{bn}$$

La densité résultante devient :

- dans le repère statorique

$$J(\theta, t) = \frac{3}{2} \sum_{n,k} J_{n,k} \cos(np\theta_s + \nu k\omega t) \quad (\text{I.29})$$

- dans le repère lié au rotor

$$J(\theta, t) = \frac{3}{2} \sum_{n,k} J_{n,k} \cos(np\theta + (np\Omega + \nu_1 k\omega)t + np\theta_0) \quad (I.30)$$

$$\text{Avec } \nu = \begin{cases} +1 & \text{si } n+k=6m \\ -1 & \text{si } n-k=6m \end{cases}$$

Relevons que seules les combinaisons d'harmoniques de rang $n \pm k = 6m$ produisent des densités harmoniques non nulles.

I. 4. 2 Expressions des potentiels

La résolution de l'équation de répartition du potentiel vecteur (équation I. 9) dans les différentes zones actives de la machine peut être effectuée par une méthode analytique, basée sur la séparation de variables.

La linéarité du modèle permet de déterminer les contributions des aimants et des courants séparément.

I. 4 .2 .1 Potentiel créé par les aimants

La résolution analytique des équations (I. 9) et (I. 10) par la méthode de séparation de variables, donne les expressions des potentiels vecteurs suivantes :

- dans l'entrefer mécanique

$$A_{er} = \sum_{n=1}^{\infty} [e_{1n} r^{np} + e_{2n} r^{-np}] \sin np\theta \quad (I.31)$$

- dans les aimants:

$$A_{ar} = \sum_{n=1}^{\infty} [a_{1n} r^{np} + a_{2n} r^{-np} + \psi_n(r) + \lambda_n(r)] \sin np\theta \quad (I.32)$$

Où $\psi_n(r)$ et $\lambda_n(r)$ représentent les termes de la solution particulière de l'équation (I. 10), qui s'expriment ainsi :

$$\psi_n(r) = \begin{cases} \frac{npM_m}{n^2 p^2 - 1} r & \text{si } n^2 p^2 \neq 1 \\ -\frac{1}{2} npM_m r \ln r & \text{si } n^2 p^2 = 1 \end{cases} \quad (I.33)$$

$$\lambda_n(r) = \begin{cases} \frac{M_{\theta n}}{n^2 p^2 - 1} r & \text{si } n^2 p^2 \neq 1 \\ -\frac{1}{2} M_{\theta n} r \ln r & \text{si } n^2 p^2 = 1 \end{cases} \quad (I.32)$$

e_{1n} , e_{2n} , a_{1n} et a_{2n} sont les constantes d'intégrations liées à chaque harmonique d'espace de rang n . Dans le cas où seul les aimants sont présents, les conditions aux limites et d'interfaces qui permettent de calculer ces différentes constantes, sont :

- au niveau de R_2 :
$$\frac{\partial A_{er}}{\partial r} = 0 \quad (I.33)$$

- au niveau de R_0 :
$$\frac{\partial A_{ar}}{\partial r} = 0 \quad (I.34)$$

- au niveau de $r = R_1$:
$$\begin{cases} A_{er} = A_{ar} \\ \mu_r \frac{\partial A_e}{\partial r} = \frac{\partial A_a}{\partial r} + M_0 \end{cases} \quad (I.35)$$

I. 4. 2. 2 Potentiel créé par les courants statoriques

Dans ce calcul, la réaction magnétique induite au niveau des parties conductrices de la machine est négligée. L'équation de répartition du potentiel à résoudre (équation I. 8), dans l'entrefer mécanique et les aimants, s'écrit :

$$\frac{\partial^2 A_{ze,a}}{\partial r^2} + \frac{1}{r} \frac{\partial A_{ze,a}}{\partial r} + \frac{1}{r^2} \frac{\partial^2 A_{ze,a}}{\partial \theta^2} = 0 \quad (I.36)$$

e et **a** indiquent respectivement la zone de l'entrefer et celle de l'aimant.

La résolution de l'équation (I.36), donne les expressions des potentiels vecteurs pour les différentes alimentations considérées

a- Alimentation sinusoïdale

- dans l'entrefer mécanique :

$$A_e = \sum_{n=1}^{\infty} [e_{c1n} r^{np} + e_{c2n} r^{-np}] \cos(np\theta + (np\Omega + \nu\omega)t + np\theta_0) \quad (I.37)$$

- dans les aimants:

$$A_a = \sum_{n=1}^{\infty} [a_{c1n} r^{np} + a_{c2n} r^{-np}] \cos(np\theta + (np\Omega + \nu\omega)t + np\theta_0) \quad (I.38)$$

b- Alimentation non sinusoïdale

- dans l'entrefer mécanique :

$$A_e = \sum_{n,k} [e_{c1nk} r^{np} + e_{c2nk} r^{-np}] \cos(np\theta + (np\Omega + \nu_1 k\omega)t + np\theta_0) \quad (I.39)$$

- dans les aimants:

$$A_a = \sum_{n,k} [a_{c1nk} r^{np} + a_{c2nk} r^{-np}] \cos(np\theta + (np\Omega + \nu_1 k\omega)t + np\theta_0) \quad (I.40)$$

Les différentes constantes définies dans les expressions (I.37 à I.40) sont déterminées en exploitant les conditions aux limites et d'interfaces, dans le cas où seuls les courants statoriques sont présents. Celles-ci sont données par :

- au niveau de R_2 :
$$\frac{\partial A_e}{\partial r} = \mu_0 J \quad (I.41)$$

- au niveau de R_0 :
$$\frac{\partial A_{ar}}{\partial r} = 0 \quad (I.42)$$

- au niveau de $r = R_1$:
$$\begin{cases} A_{er} = A_{ar} \\ \mu_r \frac{\partial A_e}{\partial r} = \frac{\partial A_a}{\partial r} \end{cases} \quad (I.43)$$

I. 4. 3. Expressions des grandeurs globales

I. 4. 3. 1. Expression de la force électromotrice

Pour calculer la force électromotrice induite dans une phase statorique, on détermine, dans un premier temps, le flux embrassé par les conducteurs de cette phase.

L'invariance par translation suivant Oz du système étudié, permet d'exprimer le flux produit par les aimants, sous la forme suivante :

$$\Phi(\omega t) = 2pL_u \int_{-\pi/2p}^{\pi/2p} A(R_2, \theta) C(\theta_s, t) R_2 d\theta_s \quad (I.44)$$

Les fonctions A et C désignent respectivement le potentiel vecteur créé par les aimants et la densité des conducteurs de la phase considérée. L'expression de A est déduite de la relation (I. 31) et celle de C est donnée [12], [20] par l'expression suivante :

$$C(\theta_s) = \sum_{i=1} C_n \cos(np\theta_s) \quad (I.45)$$

où $C_n = \frac{4pNk_{bn}}{\pi}$

L'expression du flux par phase après intégration devient :

$$\Phi(\omega t) = L_u \pi \sum C_n (e_{1n} R_2^{np} + e_{2n} R_2^{-np}) \sin(np\theta_0 + n\omega t) \quad (I.46)$$

La fem induite se déduit par dérivation. Son expression est la suivante :

$$e = -\frac{d\Phi}{dt} = -L_u \pi n \omega \sum C_n (e_{1n} R_2^{np} + e_{2n} R_2^{-np}) \cos(np\theta_0 + n\omega t) \quad (I.47)$$

I. 4. 3. 2. Expression du couple d'interaction

Le couple d'interaction développé par le type de machines étudiées est calculé en utilisant les moments des forces de Laplace s'exerçant sur la densité de courants placée au niveau du rayon d'alésage. Ce couple est exprimé par la relation suivante :

$$\Gamma(\theta) = 2pL_u R_2^2 \int_{-\pi/2p}^{\pi/2p} J_s B_\theta d\theta \quad (I.48)$$

- Pour une alimentation par des courants sinusoïdaux, l'expression du couple est :

$$\Gamma(\theta) = \frac{3}{2} L_u R_2 \pi p \sum_{n=1}^{\infty} n J_n (e_{1n} R_2^{np} + e_{2n} R_2^{-np}) \cos(np\theta_0 + (n + \nu)\omega t) \quad (I.49)$$

$$\text{Avec : } \nu = \begin{cases} -1 & \text{si } n = 6m + 1 \\ +1 & \text{si } n = 6m - 1 \end{cases}$$

- pour une alimentation par des créneaux de courants, l'expression du couple s'écrit :

$$\Gamma(\omega t) = \frac{3}{2} L_u R_2 \pi p \sum_{n,k} J_{n,k} (e_{1n} R_2^{np} + e_{2n} R_2^{-np}) \cos((n + \nu k)\omega t + np\theta_0) \quad (\text{I.50})$$

$$\nu = \begin{cases} +1 & \text{si } n + k = 6m \\ -1 & \text{si } n - k = 6m \end{cases}$$

Notons qu'on peut aussi calculer ce couple à partir de l'expression suivante :

$$\Gamma = \frac{p}{\omega} \sum_{m=1}^3 e_m(\theta) i_m(\theta) \quad (\text{I.51})$$

I. 5. Analyse des performances électromagnétiques

Une étude qualitative de l'influence des paramètres dimensionnels sur les performances électromagnétiques des machines envisagées, est abordée en exploitant le modèle analytique.

Les caractéristiques de base de la machine étudiée, disponible au niveau de notre laboratoire, sont indiquées sur le Tableau (I.1).

Tableau I. 1. Caractéristiques de base de la machine étudiée

-Aimants de types NdFeB d'aimantation	$B_r = 1.18$ Tesla
-Perméabilité des aimants	$\mu_r = 1.07$
-Nombre de conducteurs dans une encoche	$N = 40$
-Intensité du courant de phase	$I = 6$ A
-Nombre d'encoches	$N_e = 24$
-Ouverture de l'encoche	$\xi = (1/3) \tau_d$
-Nombre de paires de pôles	$p = 2$
-Rayon externe de la machine	$R_3 = 46.2$ mm
-Rayon d'alésage	$R_2 = 28.10$ mm
-Rayon externe du fer rotorique	$R_0 = 23.97$ mm
-Rayon interne du fer rotorique	$R_m = 11$ mm
-Épaisseur de l'entrefer	$e = 0.55$ mm
-Épaisseur des aimants	$e_a = 3.58$ mm
-Longueur active	$L_u = 50.82$ mm
- Fréquence	$f_r = 50$ Hz

I. 5. 1. Distribution du champ magnétique

On montre sur les (Fig. I. 11 et I.12) que le sens de l'aimantation a une influence prépondérante sur la forme de la répartition de l'induction magnétique. En effet, sa composante radiale est de forme trapézoïdale pour une aimantation radiale et se rapproche d'une sinusoïde quand l'aimantation est à répartition sinusoïdale. La forme de l'induction est pratiquement identique à celle de la composante radiale de l'aimantation.

Nous observons aussi que le niveau de l'induction est peu influencé par le sens de l'aimantation. Il est plus lié à la nuance des aimants utilisés.

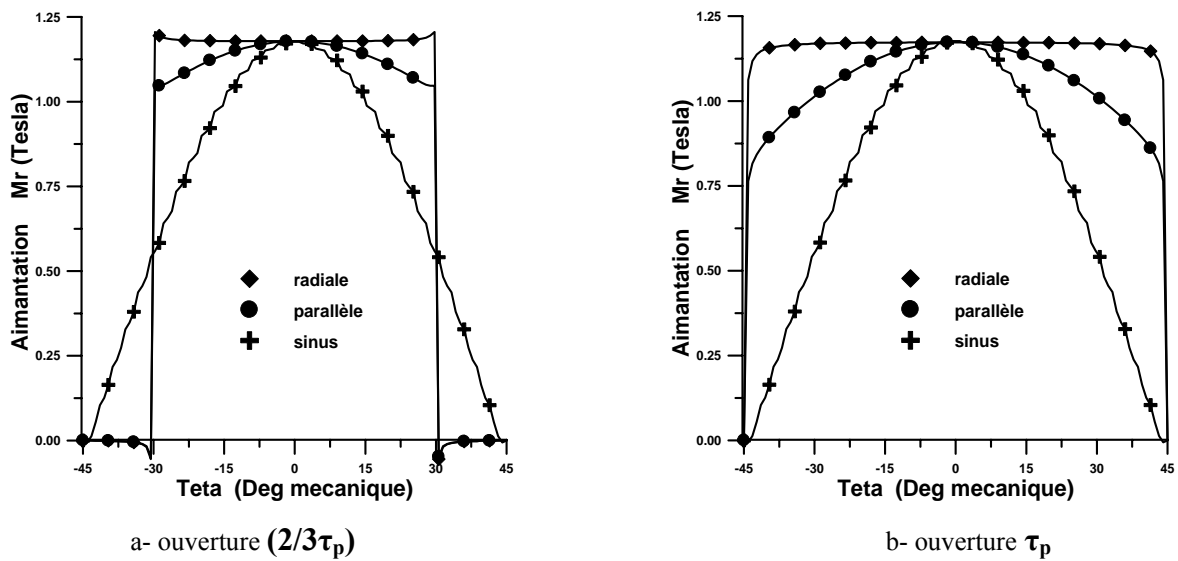


Fig. I.11. Répartition spatiale de l'aimantation

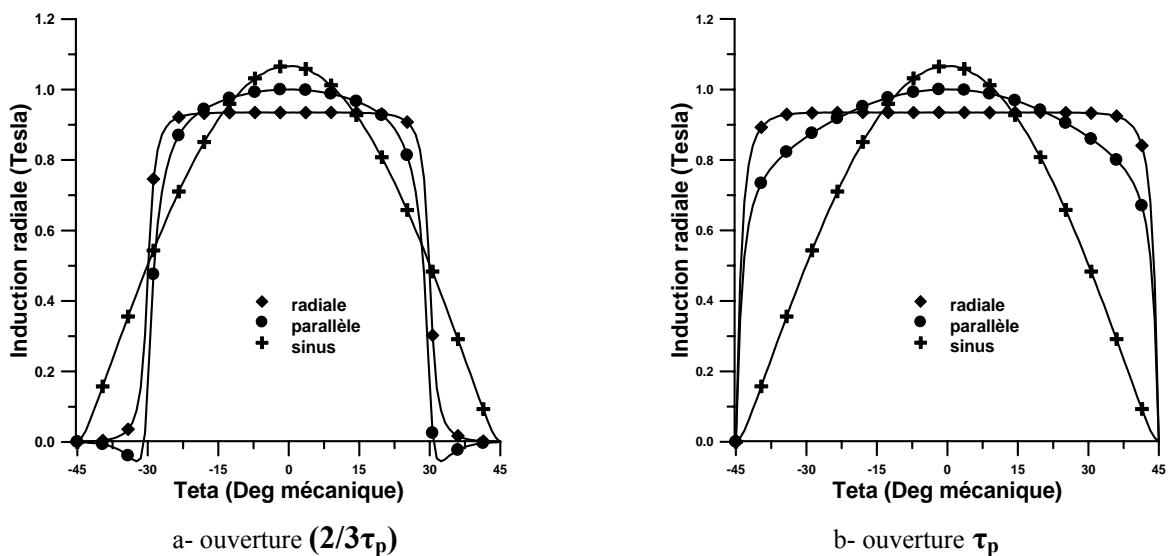


Fig. I.12. Répartition spatiale de l'induction radiale (rayon d'alésage).

I. 5. 2. Analyse de la fem et du couple électromagnétique

Dans une machine à aimants permanents montés sur la surface du rotor sans pièces conductrices où on considère qu'il n'y a pas de courants induits, le couple électromagnétique apparaît comme la combinaison de trois composantes [5], [39] :

- une composante continue correspondant à sa valeur moyenne,
- une ondulation due au couple de détente,
- une ondulation due à la forme de la force électromotrice et à celle des courants.

On relève aussi des ondulations du couple dues à la présence des courants statoriques et aux variations de la réluctance le long du rotor [5].

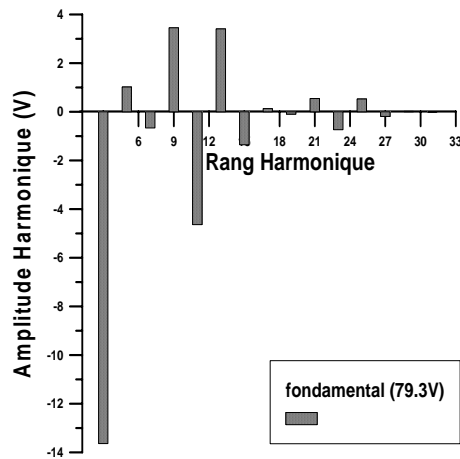
Les ondulations de couple liées à la forme de la force électromotrice et à celles des courants d'alimentation ('Torque ripple'), dépendent de la répartition spatiale du champ magnétique dans l'entrefer et de la distribution du bobinage le long du stator [20], [25], [40].

A l'aide du modèle analytique, où le stator est considéré lisse, on étudie l'influence des caractéristiques de l'inducteur sur la fem et le couple d'interaction. On examinera, en particulier, l'influence de la force électromotrice et des courants sur les ondulations de ce couple.

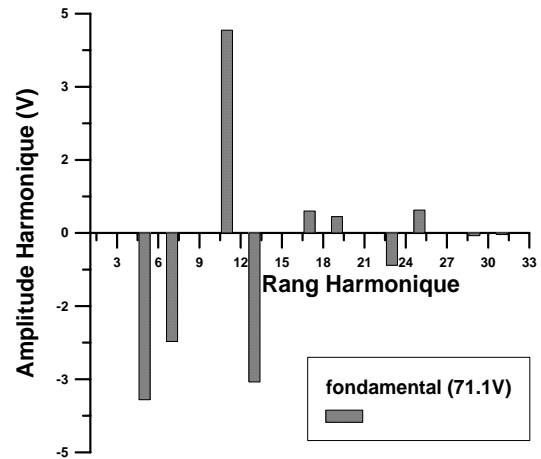
I. 5. 2. 1. Analyse harmonique.

En analysant les spectres harmoniques de la fem (Fig. I. 13) et du couple (Fig. I.14), on note que :

- pour une alimentation sinusoïdale de courants (Fig.I.14-a), le couple ne possède que des harmoniques de rang multiple de 6 produits par les harmoniques d'espace de rang $6m \pm 1$ de la fem.
Les harmoniques de rang $6m+1$ de la fem produisent des couples harmoniques positifs et ceux de rang $6m-1$ des couples négatifs.
- les harmoniques multiples de trois de la fem ne produisent pas d'ondulation de couple. On relève qu'en prenant une ouverture d'aimant égale à $(2/3\tau_p)$, ces harmoniques disparaissent du spectre de la fem.
- pour une alimentation en créneaux, l'interaction de l'harmonique d'espace de fem avec celui du temps des courants de même rang ($n=k$), produit un couple harmonique de valeur moyenne non nulle. Les ondulations du couple pour ce type d'alimentation sont produites par les combinaisons d'harmoniques d'espace et de temps donnant $n \pm k = 6m$. Les autres combinaisons de n et k ne produisent pas de couple.

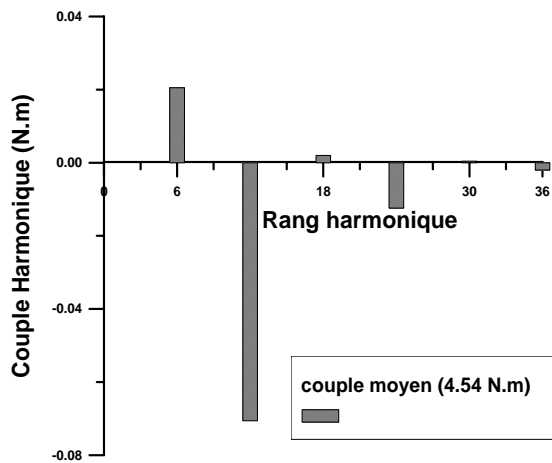


a- ouverture des aimants ($5/6\tau_p$)

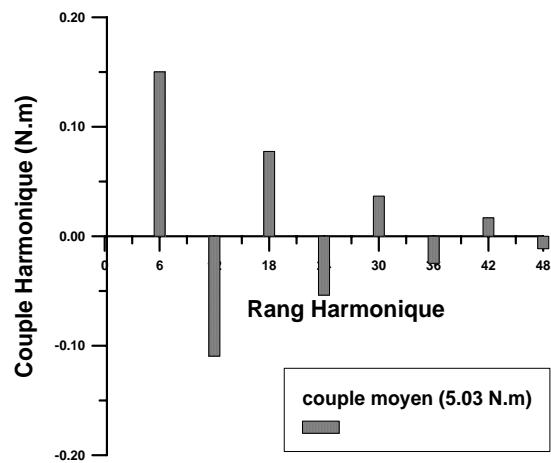


a- ouverture des aimants ($2/3\tau_p$)

Fig. I. 13. Spectres harmoniques de la force électromotrice (aimantation radiale)



a- courant sinusoïdal



b- courant rectangulaire (120°)

Fig. I. 14. Spectres harmoniques du couple d'interaction (Aimantation radiale $5/6\tau_p$)

I. 5. 2. 2. Influence de l'aimantation

Pour les configurations de machines étudiées, une aimantation parallèle ou radiale produit une fem de forme trapézoïdale alors qu'une aimantation sinusoïdale donne une fem de forme sinusoïdale (Fig.I.15).

Pour les deux modes d'alimentations adoptés (Fig.I.16-a et b), et contrairement à sa forme qui est très influencée, la composante moyenne du couple produit varie peu en passant d'une aimantation radiale à une aimantation sinusoïdale. Pour l'alimentation sinusoïdale, un inducteur à aimantation sinusoïdale semble le plus approprié. Le couple d'interaction dans ce cas ne contient pratiquement pas d'ondulations. On relève aussi que le couple produit par une structure à aimantation radiale est pratiquement identique à celui créé par celle à aimantation parallèle.

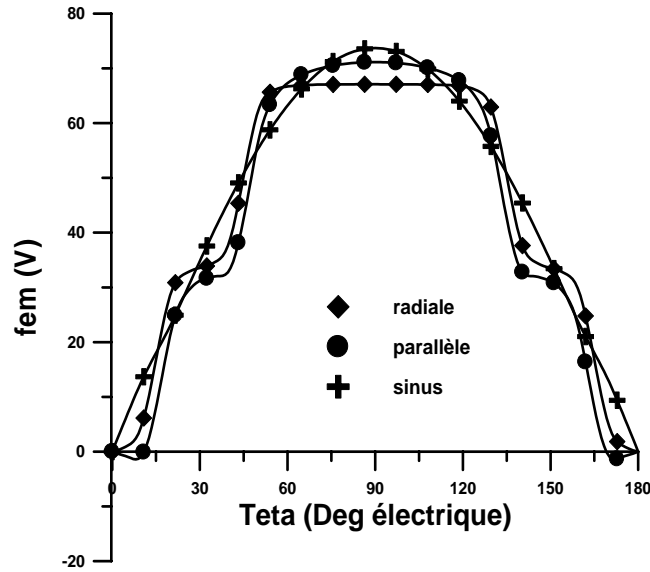


Fig. I.15. Forme d'onde de la force électromotrice par phase (ouverture des aimants = $2/3\tau_p$)

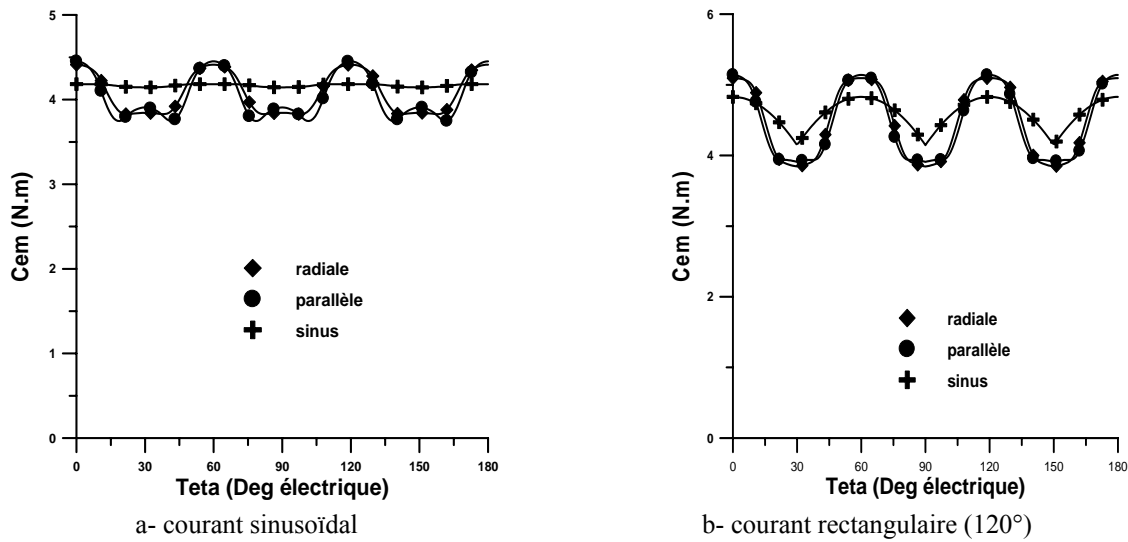


Fig. I. 16. Couple d'interaction pour différents sens d'aimantations

I. 5. 2. 3. Influence de l'ouverture des aimants

Dans le cas d'une aimantation radiale, que ce soit pour une alimentation sinusoïdale ou rectangulaire, le couple moyen produit atteint un optimum à partir d'une ouverture d'aimant égale à 80% du pas polaire. Au-delà de cette ouverture, ce couple varie très peu (Fig.I.17-a). Les ondulations du couple dues aux harmoniques de la fem peuvent être réduites en choisissant des ouvertures adéquates pour les aimants (Fig.I.17-b). En effet, pour les moteurs triphasés, les harmoniques de la fem les plus gênants se situent aux rangs $2m \pm 1$ avec m impair. Il est donc possible de supprimer les harmoniques de rang particulier en ajustant l'ouverture de l'aimant [20], [41].

Il est clair que le couple moyen augmente et les ondulations du couple diminuent en choisissant une largeur d'arc polaire aussi grande que possible.

Dans le cas d'une structure à aimantation sinusoïdale, l'augmentation du nombre de blocs aimantés constituant le pôle (Fig. I.18) a pour effet de réduire les ondulations de couple. Celles-ci sont considérablement réduites à partir d'un nombre de bloc égal à 15. En effet au delà de ce nombre la répartition de l'aimantation a pratiquement une forme sinusoïdale.

La valeur du couple moyen devient alors constante pour les deux modes d'alimentations adoptés

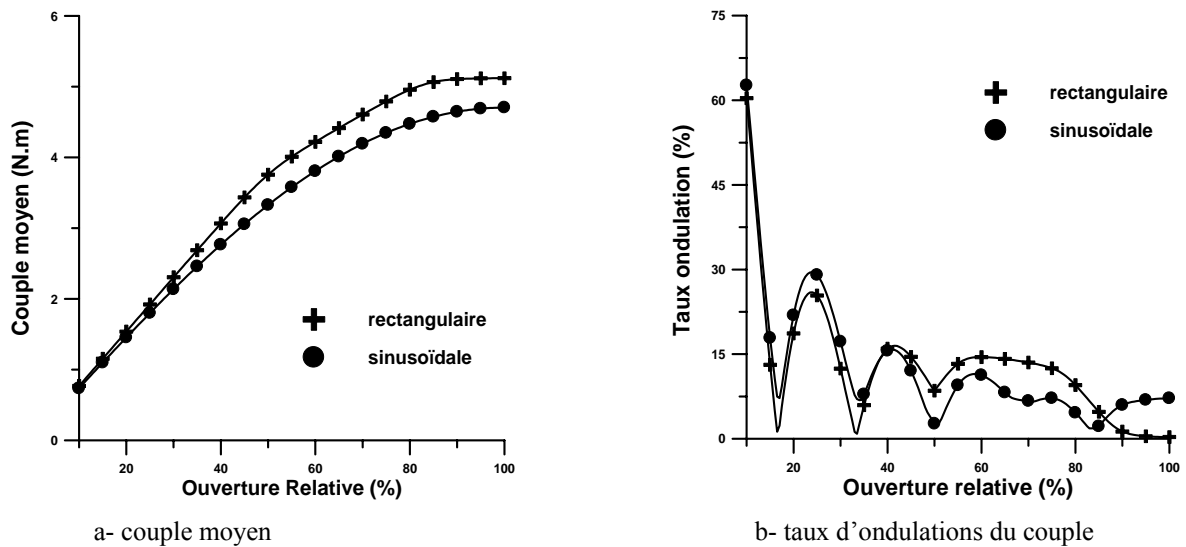


Fig. I. 17. Variations en fonction de l'ouverture des aimants (aimantation radiale)

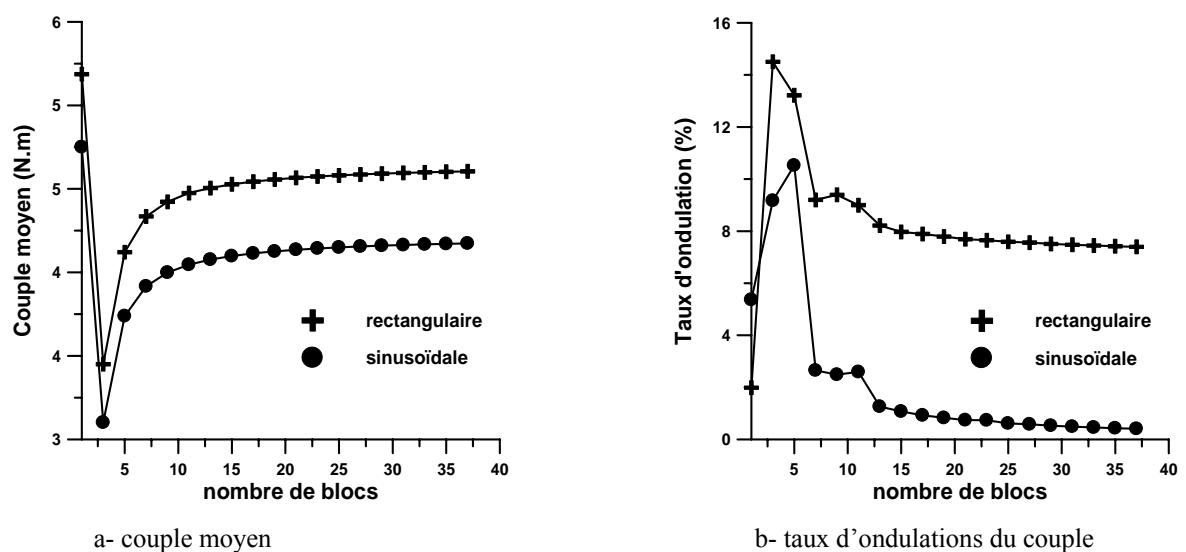


Fig. I. 18. Variations en fonction du nombre de blocs (aimantation mixte)

I. 5. 2. 4. Influence de l'épaisseur des aimants

La structure à aimantation radiale présente un optimum de couple. Il est obtenu pour une épaisseur des aimants de l'ordre de 5mm pour la machine étudiée (Fig. I.19-a). Pour cette même épaisseur, le taux d'ondulation est minimum (Fig. I.19-b). Par contre, pour une structure à aimantation sinusoïdale, le couple moyen augmente avec l'épaisseur (Fig. I.20-a). En effet, avec l'élargissement de l'épaisseur des aimants, le couple produit par la composante tangentielle de l'aimantation augmente compensant ainsi la diminution due à la composante radiale. Le taux d'ondulation, dans ce cas, reste pratiquement constant (Fig. I.20-b).

En considérant le même point de fonctionnement c'est-à-dire à amplitude de courant égal, le couple moyen produit par une alimentation rectangulaire est plus important que celui donné par une alimentation sinusoïdale. Par contre pour les ondulations, l'inverse des résultats est observé. On note enfin qu'avec une aimantation sinusoïdale, les ondulations de couple sont réduites d'une manière très significative, dans le cas d'une alimentation sinusoïdale.

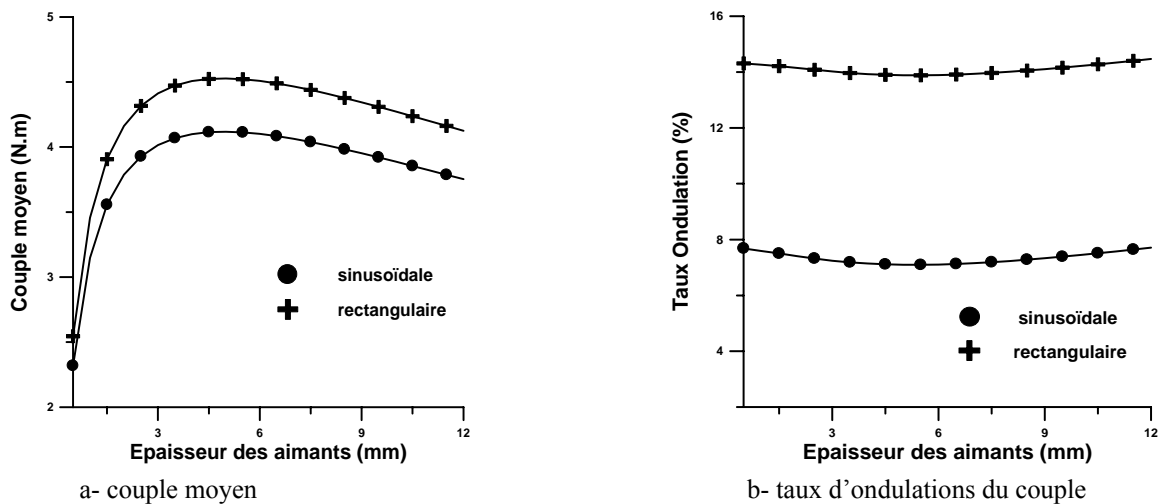


Fig. I.19. Variations en fonction de l'épaisseur des aimants (aimantation radiale $2/3\tau_p$)

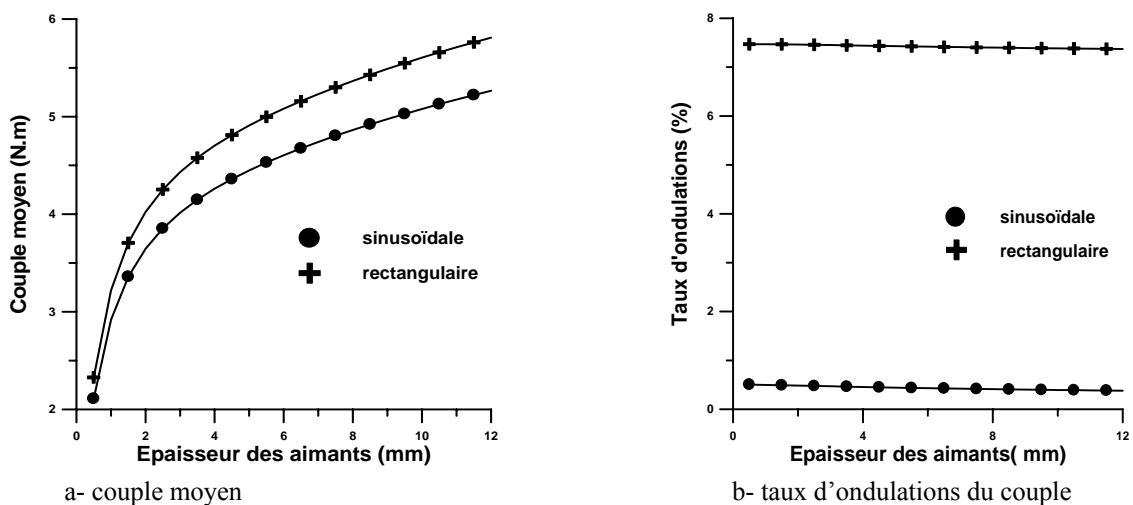


Fig. I. 20. Variations en fonction de l'épaisseur des aimants (aimantation sinusoïdale)

I. 5. 2. 5. Influence du type de bobinage

Dans cette partie, nous étudions l'influence du bobinage sur la forme d'onde de la fem et les ondulations de couple générées par les harmoniques de cette fem.

Pour les modes de fonctionnement adoptés, différentes possibilités sont envisageables dans le choix du bobinage. Elles sont conditionnées par le nombre d'encoches N_e et la polarité p de la machine [38]. On peut réaliser des bobines à nombres d'encoches entiers ou fractionnaires.

Pour un nombre d'encoches par pôle et par phase q entier, donné par : $q = \frac{N_s}{3 \times 2p}$, des bobines

à pas diamétrales ou à pas raccourcis sont réalisables. Le Tableau I.2 résume un ensemble de configurations.

Tableau I. 2. Configuration de bobines à q entier d'encoches par pôle et par phase

$p \backslash N_e$	12	18	24	36	48
1	2	3	4	6	8
2	1	x	2	3	4
3	x	1	x	2	x
4	x	x	1	x	2

x : configuration irréalisable

a -bobinages concentriques à pas diamétral

Les bobinages concentriques à une couche se caractérisent par le fait que chaque encoche contient des conducteurs n'appartenant qu'à une seule phase (Fig. I. 21).

L'examen de la Fig. I. 22 de la fem montre que pour une aimantation radiale, l'augmentation du nombre d'encoches par pôle et par phase diminue le plateau de la forme d'onde de la fem en la rapprochant d'une sinusoïde. Cependant le couple produit reste peu influencé et cela quelque soit le mode d'alimentation (Fig. I.23 a et b).

Pour une aimantation sinusoïdale, l'amplitude du fondamental diminue très légèrement avec l'augmentation du nombre d'encoches par pôle et par phase (q) (Fig. I.24 a et b).

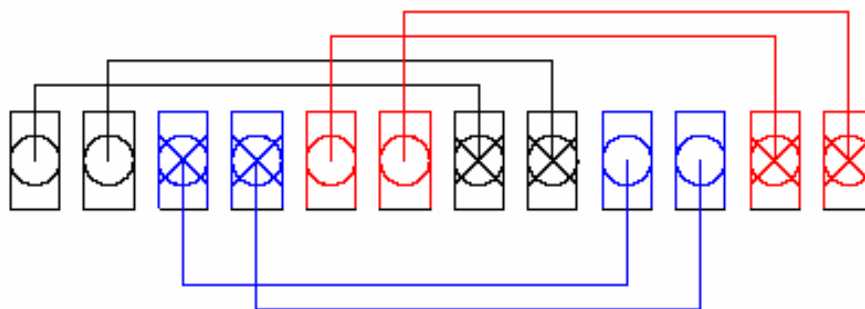


Fig. I. 21. Bobinage triphasé à pas diamétral

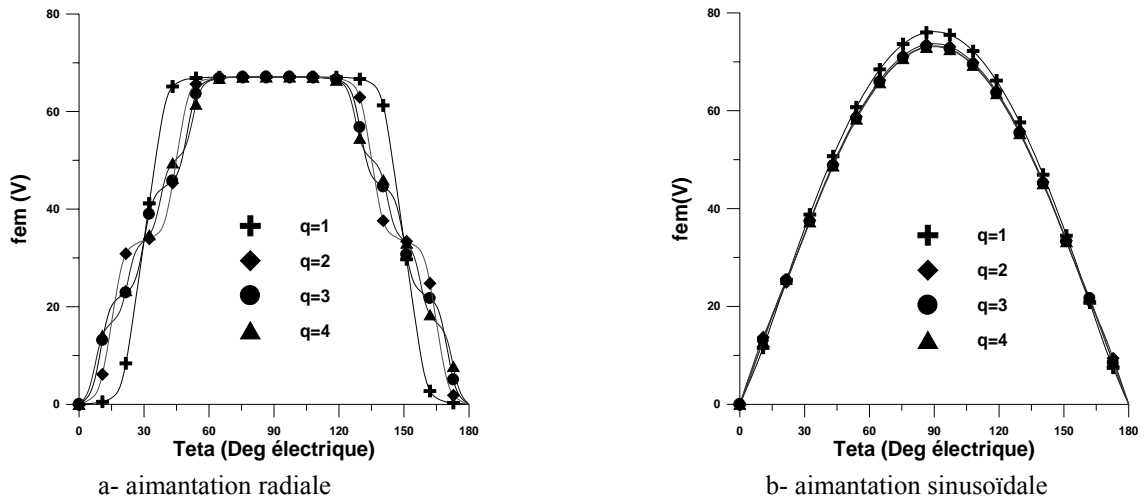


Fig. I. 22. Forme d'onde de la force électromotrice (q variable, $p=2$)

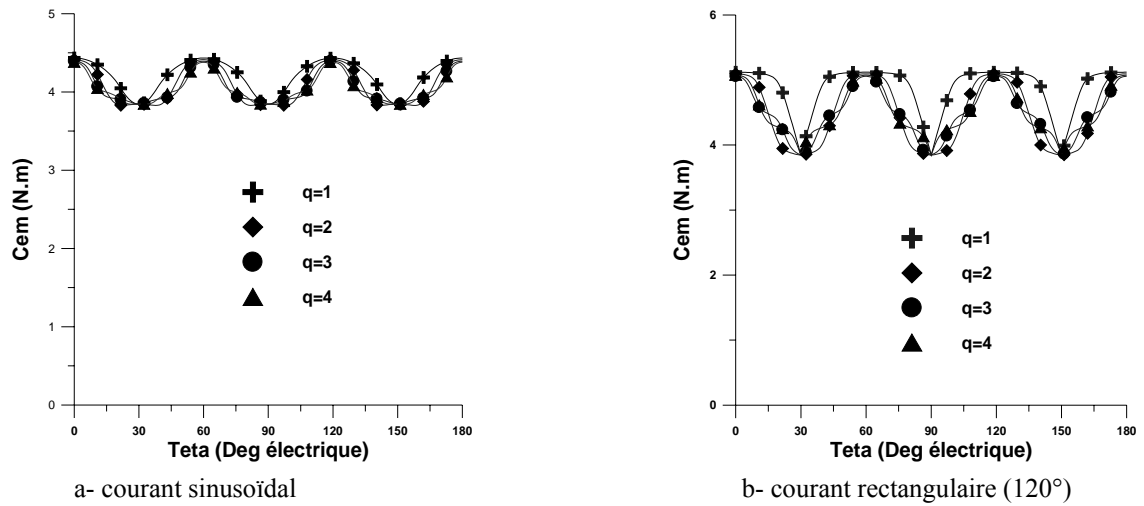


Fig. I. 23. Couple d'interaction (q variable ; $p=2$, Aimantation radiale)

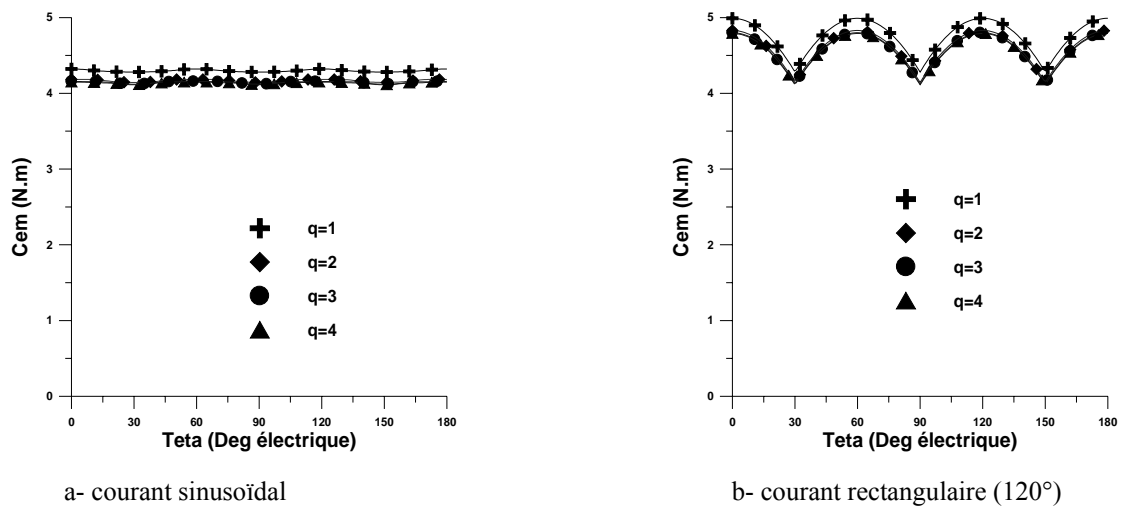


Fig. I. 24. Couple d'interaction (q variable, $p=2$, Aimantation sinusoïdale)

b -Bobinages à pas raccourcis

Pour obtenir une fem sinusoïdale, l'idéal est de distribuer sinusoïdalement les conducteurs. Cette technique étant irréalisable dans le cas d'un stator encoché, il faudra donc raccourcir le pas de bobinage.

Un bobinage à pas raccourci est réalisable de façon concentrique à 2 plans ou, plus communément, en imbriqué à 2 étages. Les phases sont cette fois partiellement imbriquées. Certaines encoches contiennent des conducteurs appartenant à deux phases différentes (Fig.I.25) [37]. Les bobinages à pas raccourci, grâce au degré de liberté supplémentaire qu'ils apportent, permettent donc dans certains cas d'améliorer sensiblement la forme d'onde de la fem. Par un choix adéquat du pas de raccourcissement, on peut réduire l'harmonique désiré.

Le choix du pas de raccourcissement se fait de façon à réduire les harmoniques les plus nocifs et à ne pas affaiblir le fondamental. Pour la machine étudiée constituée de 4 pôles et 24 encoches, le pas de raccourcissement examiné est de 5/6.

Pour les ouvertures des aimants considérées, une diminution notable de l'amplitude des harmoniques de faible rang de la fem est observée (Tableaux (I.3) et (I.4)). En effet, l'harmonique 5 et 7 sont pratiquement éliminés et l'amplitude du fondamental est plus faible en raison d'un plus grand étalement des conducteurs.

La figure (Fig.I.26) confirme l'influence du raccourcissement sur la forme d'onde de la fem. Un choix adéquat de l'ouverture des aimants, pour le pas de raccourcissement adopté, permet d'approcher une sinusoïde.

Dans le cas d'une alimentation sinusoïdale, Le raccourcissement permet pour certaines ouvertures des aimants, de réduire considérablement les ondulations du couple (Fig. I.27).

Nous donnons sur la Fig. I. 28 les formes d'ondes du couple pour une largeur d'aimant égale à $0.58\tau_p$. Si l'on compare le couple obtenu dans le cas d'un bobinage diamétral avec celui développé avec raccourcissement, on relève que son taux d'ondulation passe de 11.44% à 2.82%. Toutefois une légère baisse du couple moyen est constatée (il passe de 3.71 à 3.59 N.m)

Tableau I. 3. Analyse harmonique de la fem (ouverture des aimants = $(2/3)\tau_p$)

Rang	1	3	5	7	9	11	13	15	17	19
(1) τ_p	71.28	0.00	-3.44	-2.24	0.00	4.18	-3.07	0.00	0.45	0.34
$\tau_p(5/6)$	68.85	0.00	-0.89	-0.58	0.00	4.04	2.97	0.00	-0.12	-0.09

Tableau I. 4. Analyse harmonique de la fem (ouverture des aimants = $(5/6)\tau_p$)

Rang	1	3	5	7	9	11	13	15	17	19
(1) τ_p	79.50	-13.68	1.03	-0.67	3.47	-4.67	3.42	-1.36	0.14	-0.10
(5/6) τ_p	76.80	9.67	0.27	-0.17	-2.45	-4.50	-3.31	-0.96	0.03	0.03

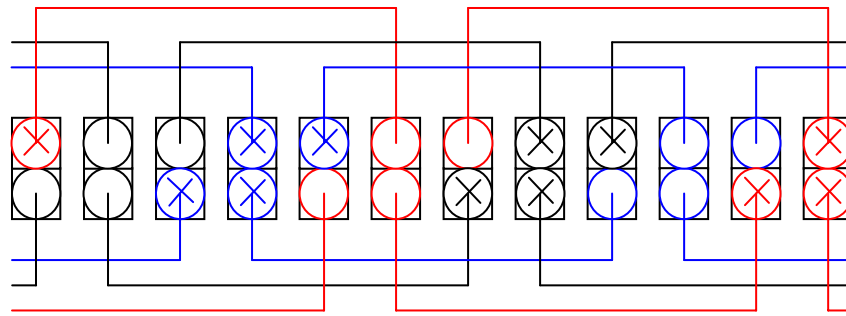


Fig. I. 25. Bobinages à pas raccourcis (5/6)

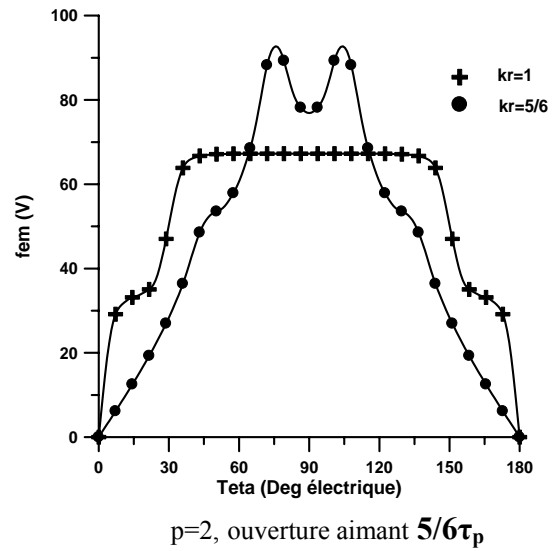
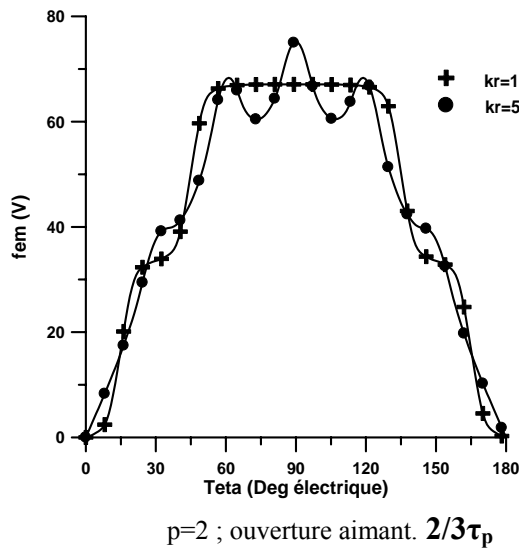


Fig. I. 26. Influence du pas de raccourcissement sur la forme de la fem (ouverture d'aimants $2/3\tau_p$)

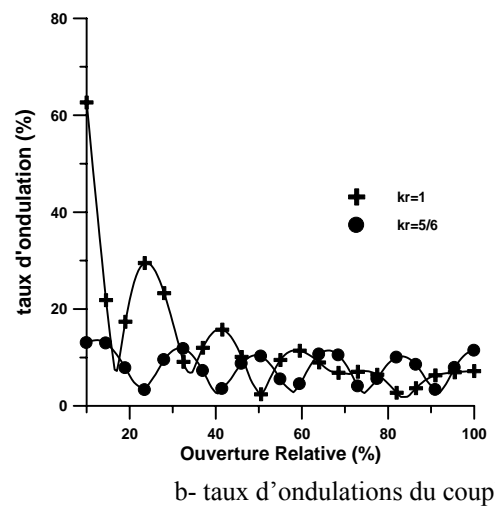
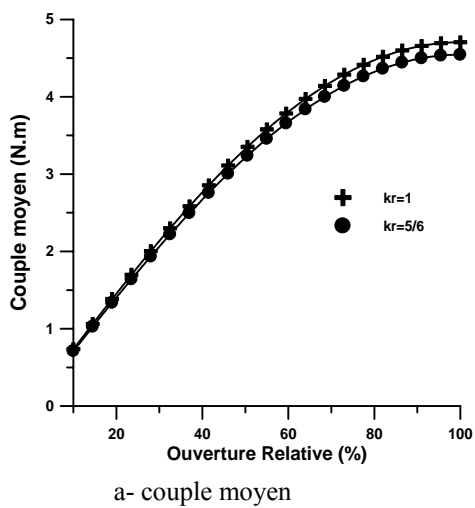


Fig. I. 27. Variations en fonction de l'ouverture des aimants pour différents pas de raccourcissement (aimantation radiale)

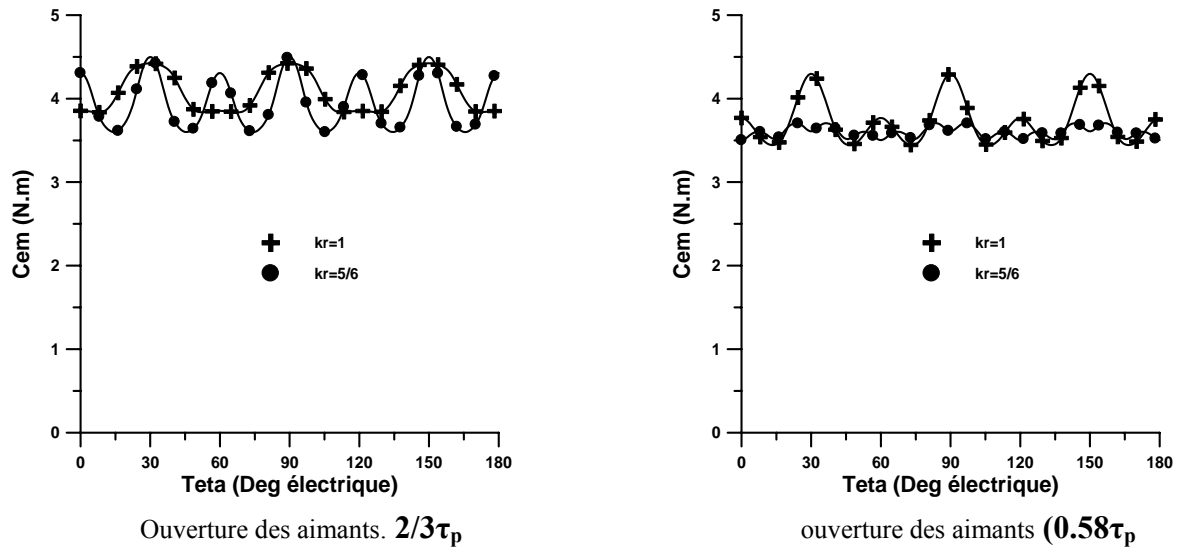


Fig. I. 28. Influence du pas de raccourcissement sur le couple

I. 6. Conclusion

Le modèle analytique, en 2 D, que nous avons développé permet de déterminer les expressions des grandeurs électromagnétiques caractéristiques du fonctionnement pour différentes configurations de machines à aimants montés sur la surface du rotor.

Ces expressions constituent un outil rapide et efficace pour une analyse paramétrique et pour un pré dimensionnement géométrique.

La forme d'onde de la force électromotrice, pour les machines à aimants montés sur la surface rotorique étudiées, est directement liée au sens de l'aimantation des aimants et à la distribution des conducteurs des enroulements des phases dans les encoches. En effet, les aimantations parallèle et radiale produisent des fem de formes trapézoïdale alors qu'une aimantation sinusoïdale conduit à une fem de forme sinusoïdale.

La forme du couple d'interaction est affectée par la forme de l'alimentation et du sens de l'aimantation de l'inducteur. En effet, pour une alimentation sinusoïdale, l'inducteur à aimantation sinusoïdale est le plus adapté, par contre, une alimentation en créneaux nécessite une aimantation radiale.

La valeur du couple moyen varie peu suivant le sens de l'aimantation et du mode d'alimentation. Elle dépend de l'amplitude des courants injectés, de la nuance et des dimensions des aimants.

Afin de tenir compte de la saturation magnétique et de la géométrie réelle de la machine, un outil de calcul basé sur les éléments finis sera développé au chapitre suivant.

Modélisation par éléments finis de machines à aimants montés sur la surface du rotor

II.1. Introduction

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

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

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

Dans ce chapitre, nous présentons un modèle de calcul par éléments finis pour analyser l'état de saturation des structures de machines à aimants envisagées et l'influence de leurs géométries réelles sur les performances obtenues en particulier le couple de détente.

II. 2. Modélisation par éléments finis

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

La méthode des éléments finis consiste à reformuler, sous forme intégrale, le modèle mathématique du problème à résoudre. Par le biais de techniques d'approximation de type éléments finis, la résolution d'une équation différentielle est remplacée par celle d'un système d'équations algébriques [42].

Dans son approche variationnelle, la méthode des éléments finis permet de ramener la résolution des équations aux dérivées partielles à la minimisation d'une fonctionnelle liée à l'énergie du système considéré [43]. Celle-ci est donnée, dans le cas d'un problème de magnétostatique, par la relation suivante :

$$F = \frac{1}{2} \int_{\tau} \left(\left[\int_0^B H dB \right] - 2.J.A \right) d\tau \quad (\text{II.1})$$

Le domaine d'étude τ est alors subdivisé en régions élémentaires (les éléments finis) où l'inconnue est approchée par une interpolation polynomiale.

Pour des problèmes résolus en 2D, les éléments de forme triangulaire (Fig. II. 1) sont les plus utilisés [43], [44]. Cette subdivision a l'avantage de s'adapter à toute configuration géométrique et permet l'usage d'algorithmes de numérotation automatique [44], [45].

L'approximation du potentiel dans un élément triangulaire (e) a une forme bilinéaire qui s'écrit :

$$A^{(e)}(x, y) = a^{(e)} + b^{(e)}x + c^{(e)}y \quad (\text{II.2})$$

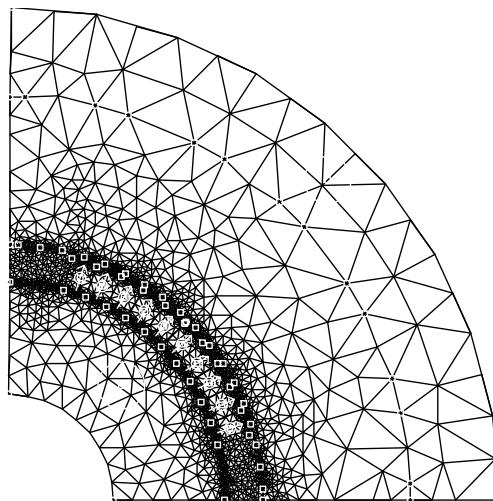


Fig. II. 1. Maillage du domaine d'étude par des éléments triangulaires

La discrétisation de la forme intégrale (équation II. 1) par éléments finis et la recherche des potentiels aux nœuds qui minimisent cette forme entraînent la résolution d'un système d'équations [42], [43]. La forme matricielle de ce système s'écrit :

$$[M][A] = [S] \quad (\text{II.3})$$

Où :

$[M]$ est la matrice des contraintes et dépend des propriétés magnétiques des matériaux ;
 $[A]$ est le vecteur des inconnues qui sont les potentiels vecteurs aux différents nœuds du maillage et $[S]$ le terme source dû aux densités du courant

La résolution du système d'équations peut être effectuée soit :

- par une méthode indirecte, de gradient conjugué par exemple, la solution est obtenue par un processus itératif [43].
- par une méthode directe de décomposition (méthode de Gauss-Crout) avec un stockage des éléments de la matrice sous forme de vecteur. La technique de stockage dite ligne de ciel "Sky-line" est l'une des plus utilisée [42].

La résolution permet de déterminer les inconnues en deux étapes :

-Une première étape de décomposition de la matrice $[M]$ sous la forme :

$$[M] = [L][D][L]^T \quad (\text{II.4})$$

Où $[L]$ est une matrice triangulaire inférieure et $[D]$ une matrice diagonale.

-Une seconde étape de substitution pour déterminer la solution aux nœuds.

II. 2. 1. Prise en compte de la saturation

Généralement la méthode itérative de Newton Raphson est utilisée pour tenir compte de l'état magnétique des culasses statorique et rotorique dans un calcul par éléments finis [43]. Elle consiste à linéariser le système (II. 3) à chaque itération k suivant la relation :

$$[A]_{(k+1)} = [A]_k - [J_b]_k^{-1} [[M(A)]_k [A]_k - [S]_k] \quad (\text{II.5})$$

Un critère d'arrêt du processus itératif est défini par :

$$\frac{1}{N_{el}} \sum_{i=1}^N \|v_{k+1}^i - v_k^i\| / v_k^i < \varepsilon \quad (\text{II.6})$$

Où ν_k et ν_{k+1} sont respectivement les réductivités considérées dans chaque élément du maillage des parties saturables à l'itération (k) et (k+1).

N_{el} est le nombre d'éléments finis au niveau des régions saturables et ϵ la précision souhaitée. Notons que la caractéristique non linéaire des matériaux peut être approximée par des polynômes d'interpolations.

II. 2. 2. Prise en compte du mouvement

La modélisation par éléments finis devient délicate lorsqu'il s'agit de suivre le mouvement et la diffusion lente du champ au niveau du rotor. Plusieurs techniques ont été mises au point afin de tenir compte du mouvement [46]. La différence entre ces méthodes réside dans le nombre de référentiels considérés et de la technique de discrétisation de l'entrefer.

Dans des systèmes qui présentent une partie mobile simple et invariante et quant les phénomènes d'induction électromagnétique dans les parties conductrices ne sont pas considérés, cas des machines synchrones à aimants, l'introduction du mouvement peut être effectuée en prenant un seul référentiel généralement celui lié au rotor.

Le mouvement est pris en compte en effectuant un déplacement du rotor par rapport au stator. Un remaillage du domaine de calcul et une résolution du système d'équation associé, sont alors effectués à chaque pas de déplacement, dans un seul repère [47]. Les phénomènes liés au mouvement sont donc implicitement considérés. Les inconvénients de cette technique résident dans le temps de résolution qui est généralement long et de l'espace mémoire requis qui est aussi relativement important.

En adoptant une approche Lagrangienne, les équations, gouvernant la diffusion du champ électromagnétique, sont résolues numériquement et de façon indépendante par rapport à deux référentiels : l'un fixe lié au stator et l'autre mobile lié au rotor. La difficulté réside dans le couplage de ces deux champs. Plusieurs méthodes ont été mises au point ; on peut en citer quelques unes :

- la bande de roulement [48],
- la ligne de glissement [49],
- les multiplicateurs de Lagrange [50],
- le couplage d'interface [51] ;
- la méthode du double entrefer [52]
- les méthodes hybrides éléments finis – solution analytique [53].

II. 2. 3. Méthodes de calcul des grandeurs globales

II. 2. 3. 1. Méthode de calcul de la force électromotrice (fem)

Nous considérons uniquement le champ dû aux aimants, les enroulements du stator n'étant pas alimentés. La force électromotrice induite à travers une phase du stator s'écrit ainsi :

$$e = - \frac{d\Phi}{dt} \quad (\text{II. 7})$$

Où Φ est le flux de phase.

Pour calculer le flux par phase Φ , il nous faut définir le contour à intégrer (Fig. II. 2). L'expression du flux à travers le bobinage d'une phase est la suivante :

$$\Phi = \int_S \vec{B} \cdot d\vec{S} \quad (\text{II.8})$$

Ou encore :

$$\Phi = \oint_{C(S)} \vec{A} d\vec{l} \quad (\text{II.9})$$

Pour un calcul en 2D utilisant les éléments finis, le flux à travers une spire d'une bobine, logée dans les encoches d'indice 1 et 2 (Fig. II. 2), décrit par l'équation (II. 9) se réduit à :

$$\Phi = L_u (A_1 - A_2) \quad (\text{II.10})$$

A_1 et A_2 sont respectivement les valeurs du potentiel dans les encoches d'indice 1 et 2.

Dans le cas des machines électriques, on doit considérer tous les conducteurs en série de la bobine d'une phase contenus dans la section d'une encoche. Sachant que la perméabilité de l'air est bien inférieure à celle du fer, on peut observer sur la figure (Fig. II. 3) que les lignes de champ ne passent pas par les encoches. De là, le flux dans l'encoche est pratiquement nul. On en déduit que le potentiel vecteur magnétique est constant dans l'encoche. Le flux à travers la bobine d'une phase s'écrit :

$$\Phi = N_s L_u (A_1 - A_2) \quad (\text{II.11})$$

Pour obtenir une meilleure précision, on considère plutôt la valeur moyenne sur toute la section de l'encoche. A cet effet, on définit le flux d'encoche [38] en utilisant l'expression suivante :

$$\varphi_k = \frac{1}{S_k} \int_{S_k} A d\sigma \quad (\text{II.12})$$

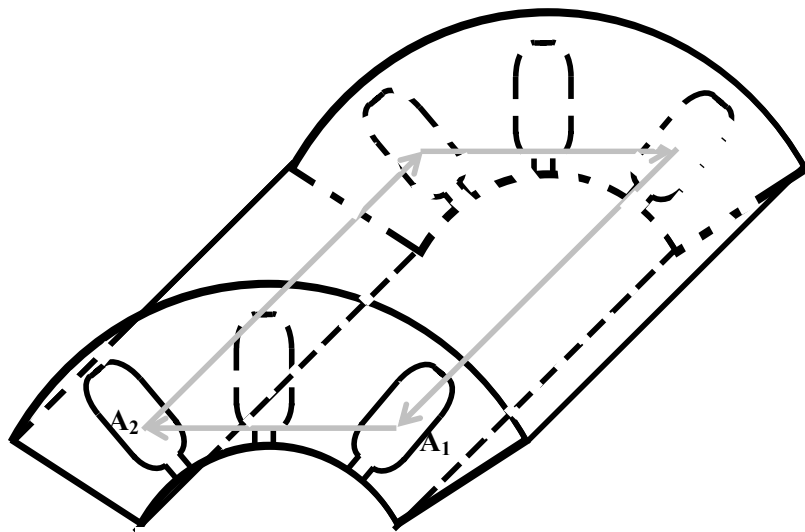


Fig. II. 2. Contour d'intégration



Fig. II. 3. Lignes de champs au niveau de l'entrefer

En variant la position du rotor sur un pas polaire, on peut déterminer les valeurs du flux pour toutes les positions du rotor. En exploitant l'invariance géométrique (Fig. II. 4), quelques positions du rotor sur un pas dentaire suffisent. En effet, on part du fait qu'on retrouve la même carte du champ après une rotation d'un pas dentaire [8]. Ainsi, pour P_s position du rotor sur un pas dentaire, on calcule $(N_e \times P_s)$ flux d'encoches que l'on stocke dans une matrice $[\varphi]$. N_e étant le nombre d'encoches et le terme φ_{ij} est le flux de l'encoche i calculé à la position j . Pour retrouver les flux d'encoches correspondant à une position $(P_s + 1)$, il suffit de permuter les flux des encoches obtenus pour la position 1 d'un rang égal à 1. On construit alors la matrice de permutation $[P]$ qui permet d'obtenir la matrice des flux d'encoches pour la position $(P_s + 1)$ à partir de la matrice des flux d'encoches pour la position 1. On écrit alors :

$$[\varphi]_{i+P_s} = [P][\varphi]_i \quad (\text{II.13})$$

L'usage de la matrice de connexion $[C]$ entre les grandeurs d'encoches et les grandeurs de phase permet d'obtenir les flux par phase à partir des flux d'encoches [38].

Pour une position i donnée du rotor, les flux par phases en fonction des flux d'encoches s'écrivent ainsi :

$$\Phi_m = \sum_{j=1}^{N_e} C_{mj} \varphi_{ij} \quad (\text{II.14})$$

Où m est l'indice de la phase et où les C_{mj} sont les éléments de la matrice de connexion $[C]$ de dimension $(3 \times N_e)$

La fem par phase est calculée à partir de la relation suivante :

$$e = -\Omega \frac{d\Phi}{d\theta} \quad (\text{II.15})$$

On exploite une méthode de dérivation numérique basée sur une approximation polynomiale par tranche du flux par phase pour calculer la fem pour chaque position i du rotor.

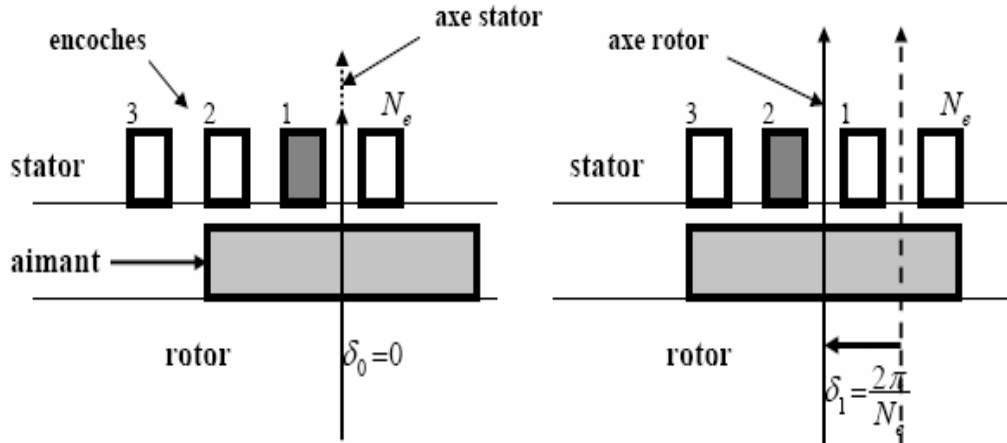


Fig. II. 4. Invariance géométrique

II. 2. 3. 2. Méthode de calcul du couple électromagnétique

Le couple électromagnétique est calculé à partir du tenseur des contraintes de Maxwell. On choisit, dans ce cas, une surface cylindrique située dans l'entrefer de la machine. Le couple est dans ces conditions déterminé à partir de l'expression suivante :

$$\Gamma(\theta) = \frac{R_0 L_u}{\mu_0} \int_c \frac{\partial A}{\partial r} \frac{\partial A}{\partial \theta} d\theta \quad (\text{II.16})$$

Il y a lieu de noter les imprécisions numériques inhérentes au calcul direct du couple par le tenseur des contraintes de Maxwell sur les éléments finis [54]. Une meilleure précision est obtenue en appliquant le théorème des travaux virtuels soit la dérivée par rapport à la position angulaire de la co-énergie magnétique, tel que :

$$\Gamma(\theta) = -\frac{\partial W_{\text{co_mag}}}{\partial \theta} \quad (\text{II.17})$$

Le couple électromagnétique est calculé pour chaque position du rotor par rapport au stator, en effectuant un remaillage de la géométrie. Les valeurs des courants dans les encoches sont réajustées en fonction de cette position.

II. 2. 4. Outil de calcul

L'outil de modélisation développé pour calculer les machines synchrones à aimants est effectué avec un code appelé FEMM (Finite Element Method Magnetics) [44], piloté par un programme que nous avons développé avec le langage de programmation «LUA» [55]. Ce code de calcul résout les équations du champ par la méthode des éléments finis en 2D. A l'aide du langage de programmation LUA, de nouvelles fonctions ont été introduites, notamment au niveau du pré processeur et du post-processeur. Le programme ainsi développé, nous permet de tenir compte de la structure réelle de la machine, des caractéristiques électriques et magnétiques de ses différentes parties, et de son mode d'alimentation. Les différents paramètres de la machine sont définis comme des variables modifiables automatiquement et ceci dans le but d'une modification de la géométrie permettant ainsi de l'insérer dans des procédures de dimensionnement de la structure.

Le mouvement est considéré par un déplacement automatique du rotor par rapport au stator avec une bonne précision angulaire. Un remaillage du domaine d'étude est alors effectué à chaque pas de déplacement. Les variations temporelles des courants d'alimentations étant synchronisées avec le mouvement du rotor. Les calculs des performances instantanées (flux, fem, couple, etc. ...) sont effectués et les résultats obtenus traités et analysés.

II. 3. Validation des modèles utilisés

En vue de valider le modèle analytique développé au chapitre I, nous avons procédé à deux types de comparaison :

1. Une confrontation des résultats obtenus à l'aide du modèle analytique avec ceux issus d'un calcul par éléments finis, pour les deux types d'aimantations envisagées. Pour se faire, on a adopté les mêmes hypothèses de calcul pour les deux méthodes en considérant notamment un stator lisse.
2. Une comparaison des résultats issus des tests expérimentaux en exploitant un banc d'essais que nous avons réalisé (Fig. II. 5). La machine à aimants fonctionnant en génératrice, est entraînée par un moteur à courant continu. Un système d'acquisition, avec un PC, permet de relever les formes d'ondes des forces électromotrices aux bornes des phases du stator. Les caractéristiques de la machine utilisée sont celles indiqués sur le Tableau (I.1), l'aimantation des aimants étant de forme sinusoïdale.

La première série de courbes (Fig. II. 6) représente la répartition de l'induction magnétique créée par les aimants au niveau du rayon d'alésage pour les deux types d'aimantation.

Nous donnons, successivement sur les (Fig. II. 7 et 8), les résultats concernant la force électromotrice aux bornes d'une phase et le couple d'interaction pour une alimentation sinusoïdale.

La Figure II.9 représente la force électromotrice à vide relevée expérimentalement et celles calculées avec les deux méthodes (analytique et éléments finis) pour deux vitesses différentes : 750 tr/mn et 1500 tr/mn. Au niveau qualitatif, une très bonne concordance entre les formes d'ondes calculées par les deux méthodes et celle relevée expérimentalement est observée. Sur le plan quantitatif, les écarts de l'ordre de 5%, sont en effet très faibles.

On peut ainsi affirmer que pour le type de structures de machines étudiées, mise à part les phénomènes liés à la saturation et à la denture statorique, les principales grandeurs peuvent être déterminées à l'aide du modèle analytique avec une bonne précision.

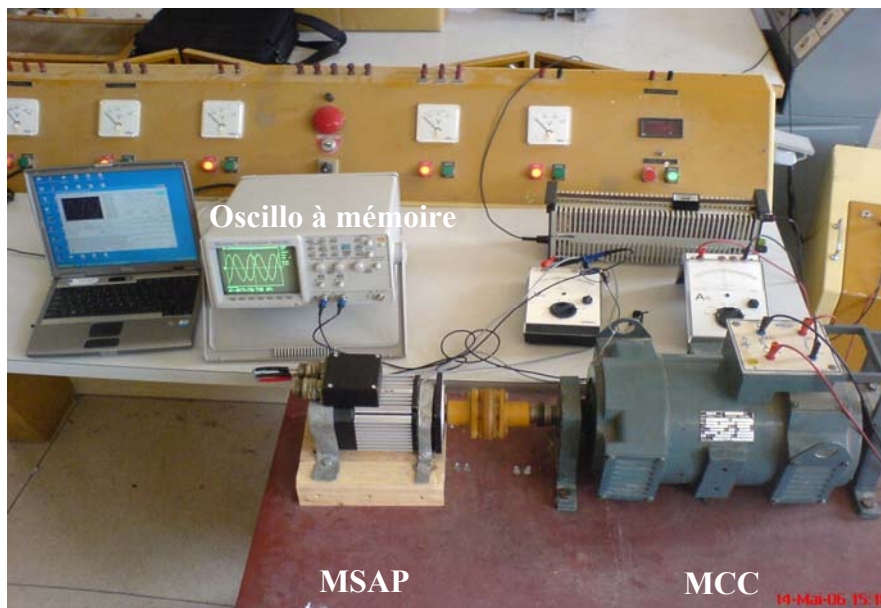


Fig. II. 5. Banc d'essais d'une machine à aimants en fonctionnement générateur.

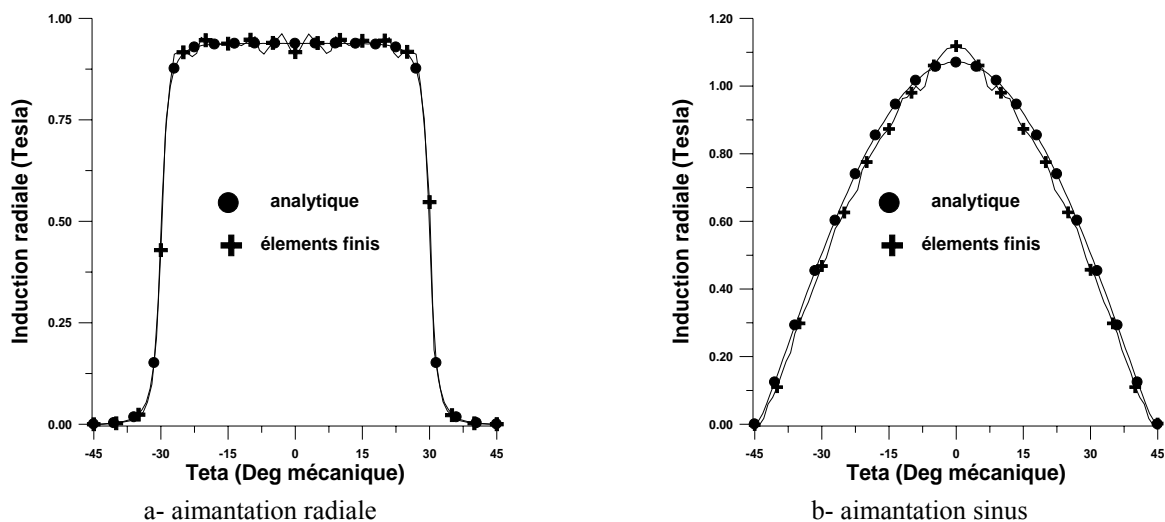


Fig. II. 6. Répartition de l'induction le long de l'entrefer

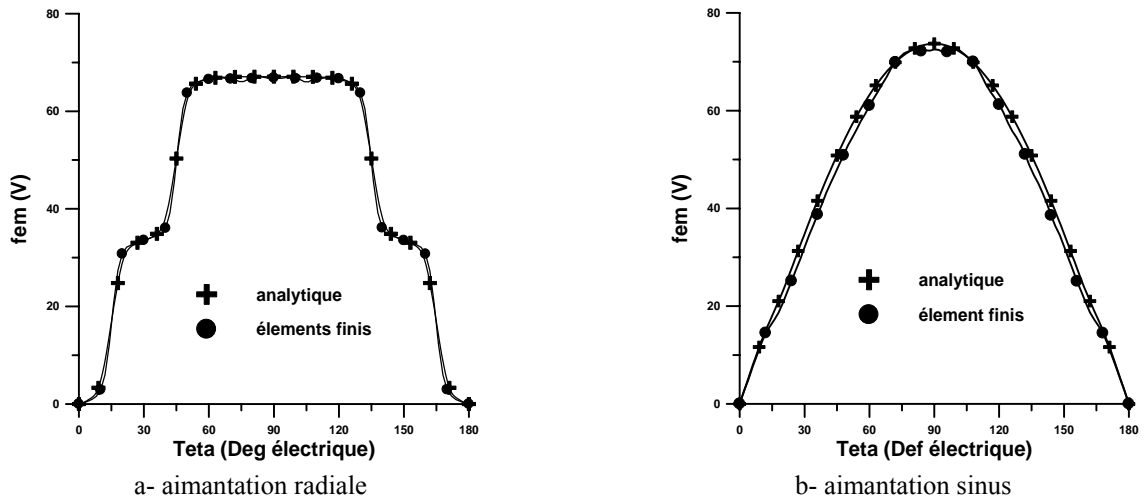


Fig. II. 7. Force électromotrice par phase (1500tr/mn).

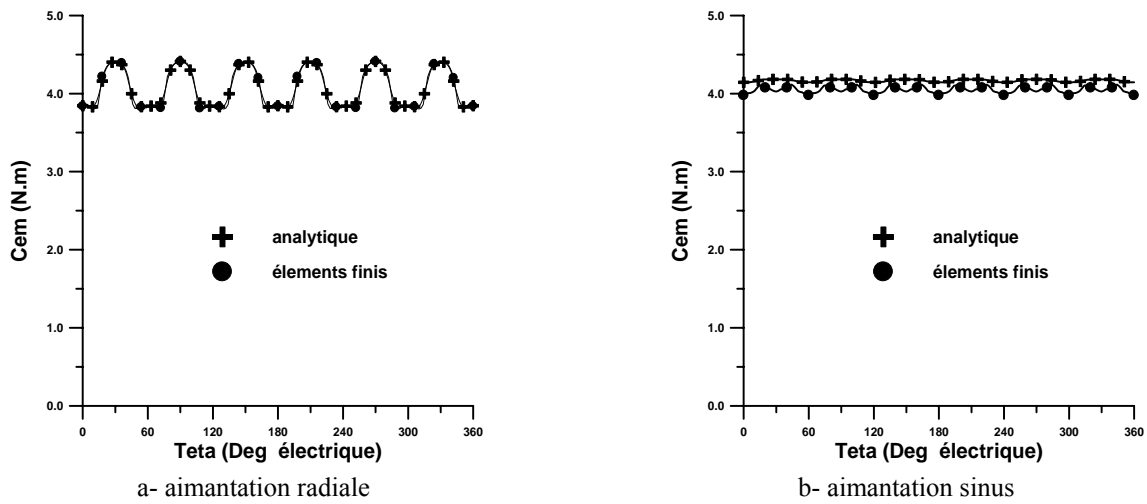


Fig. II. 8. Couple Interaction dans le cas d'une alimentation sinusoïdale (1500tr/mn).

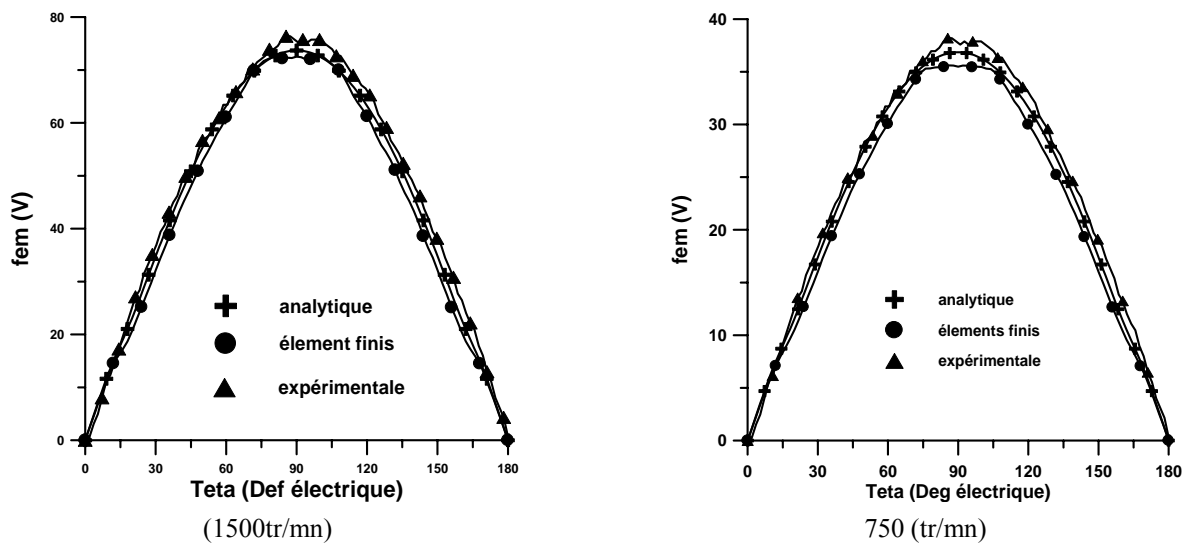


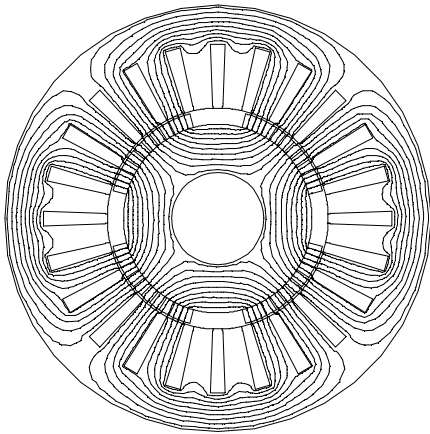
Fig. II. 9. Force électromotrice par phase (aimantation sinusoïdale)

II. 4. Etat magnétique des machines étudiées

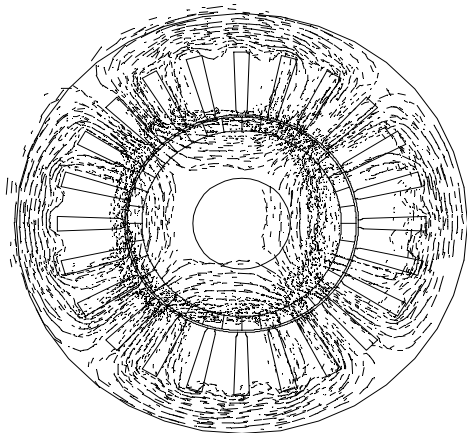
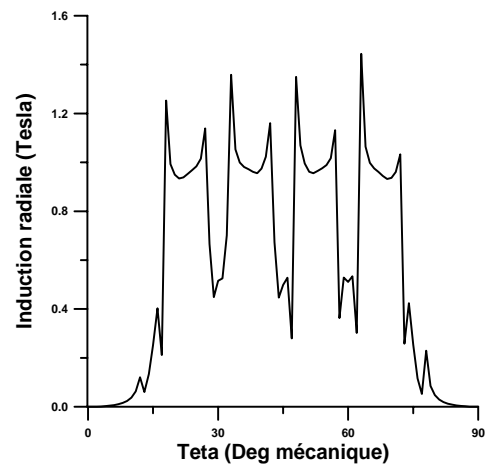
Nous exploitons le modèle de calcul par éléments finis pour analyser la répartition du champ magnétique dans les parties actives de la machine, l'état de saturation des structures envisagées ainsi que l'influence de la réaction magnétique d'induit sur la démagnétisation des aimants. La machine à aimants considérée étant à aimantation radiale.

II. 4. 1. Distribution du champ

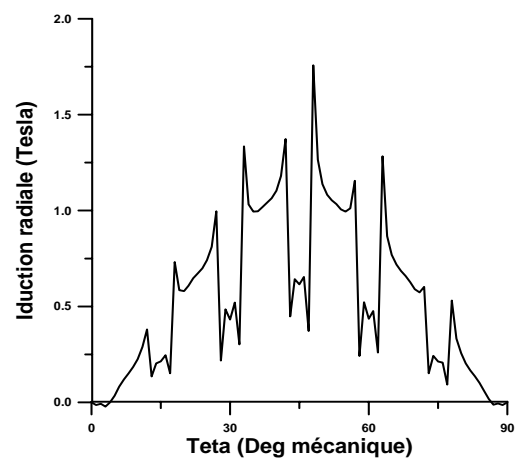
Les Figures (II.10 a, b et c) représentent successivement la carte du champ et la distribution de l'induction magnétique le long de l'entrefer pour différentes sources. On observe sur ces figures l'effet des encoches sur cette répartition. En effet, face à ces encoches une diminution considérable du niveau de l'induction est constatée. Le niveau de l'induction produite par les courants d'induit dans l'entrefer est négligeable devant celle des aimants.



a- Champ dû aux aimants (aimantation radiale $2/3\tau_p$)



b- Champ dû aux aimants (aimantation sinusoïdale)



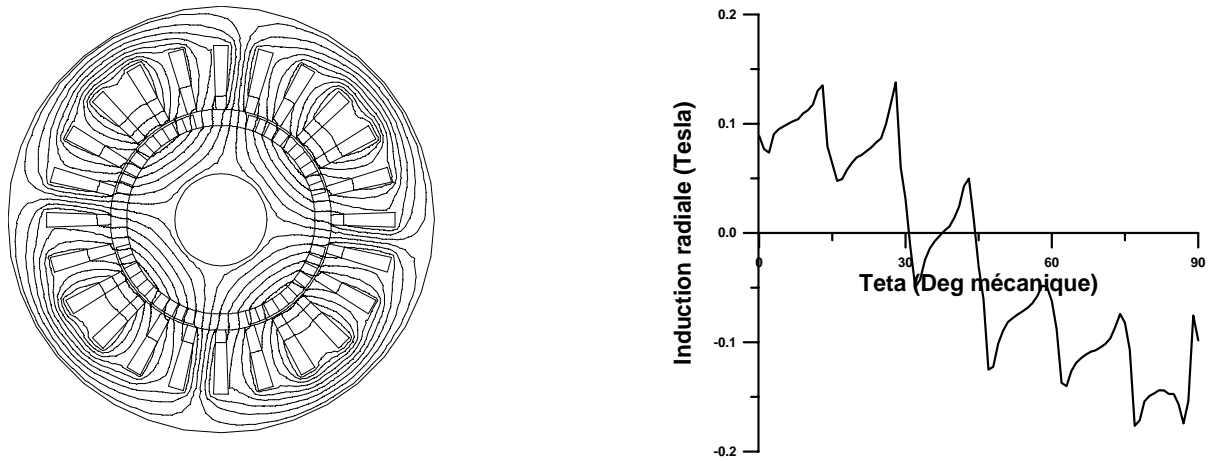
c- Champ dû aux courants statoriques ($I=5A$)

Fig. II.10. Répartition du champ au niveau des machines à aimants montés en surface

II. 4. 2. Etat de la saturation

Les machines à aimants montés sur la surface du rotor présentent un entrefer magnétique important. Plusieurs études ont montré que ces machines sont peu saturées [8], [10].

Afin d'analyser l'effet de la saturation sur le champ produit par les aimants, nous nous sommes intéressés à la structure à aimantation radiale en se plaçant dans des conditions qui favorisent la saturation. Pour cela, nous considérons une ouverture importante des aimants et des armatures statorique et rotorique constituées de tôles magnétiques ordinaires (Fig. II.11).

La Figure II.12 représente la carte de la densité du champ au niveau de la machine. De celle-ci, on peut relever les régions de la machine qui présentent les niveaux d'induction les plus élevés (supérieures 1.5T). Ces régions sont situées au niveau des dents statoriques et sur les côtés des bases inférieures des aimants. On constate aussi que la répartition de l'induction dans l'entrefer, obtenue en tenant compte de la caractéristique du fer est pratiquement la même que celle calculée en régime linéaire (Fig. II.13).

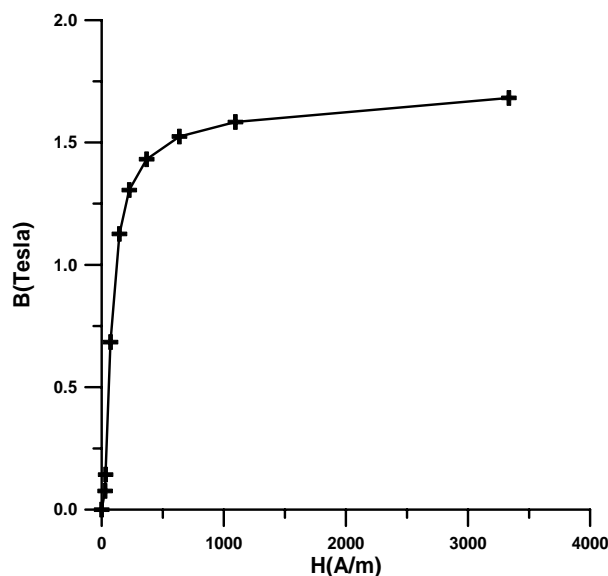


Fig. II. 11. Caractéristique de magnétisation des tôles

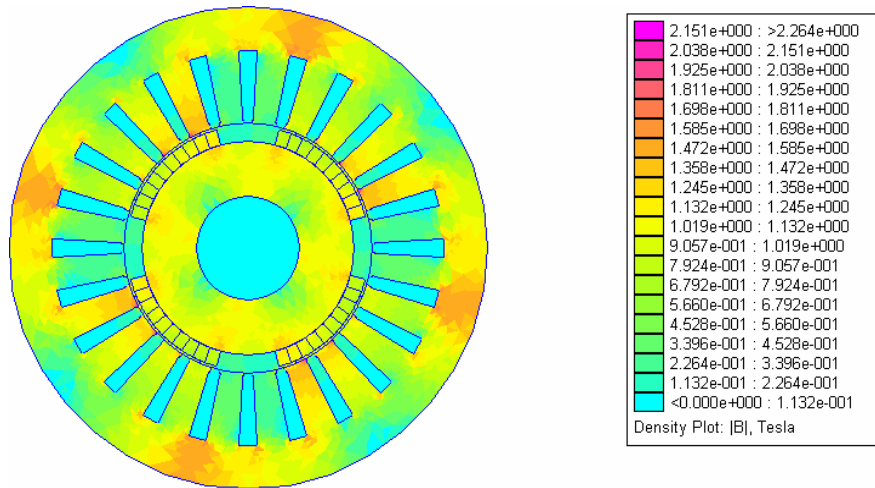


Fig. II.12. Distribution de la densité du champ dans la machine

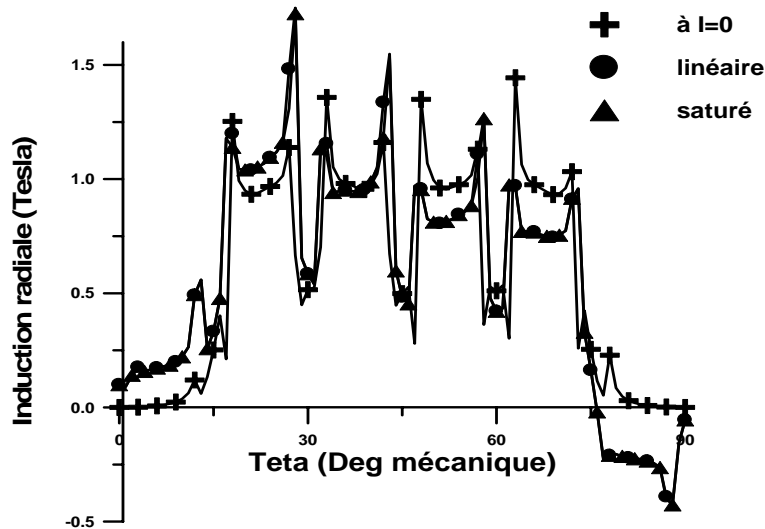


Fig. II.13. Répartition de l'induction le long de l'entrefer (rayon d'alésage)

II. 4. 3. Influence de la réaction magnétique d'induit

Le dimensionnement des machines à aimants doit tenir compte d'une possible démagnétisation des aimants. En effet, la réaction magnétique d'induit fait baisser le niveau d'induction dans les aimants pouvant ainsi provoquer une perte totale ou partielle du niveau de leurs aimantations [8].

Un calcul en charge est effectué en considérant les deux sources du champ (courants et aimants) et en se plaçant dans des conditions les plus défavorables à savoir : les courants (avec une amplitude maximale, soit 2 fois le courant nominal) sont en quadrature de phase avec les aimants.

Les figures. II.14-a et II.14-b représentent l'induction radiale résultante pour la valeur maximale du courant ($I = 12A$) pour deux positions du rotor. Elles montrent que l'influence de la réaction d'induit sur le champ des aimants, dans le cas où on maintient un contrôle

continu de la position des aimants par rapport aux courants (Fig. II. 14-a) est négligeable. En effet, l'induction se trouve réduite d'un côté de l'aimant et accentuée de l'autre côté. Toutefois, la valeur moyenne de l'induction radiale résultante d'un pôle est identique au cas où l'aimant serait seul. Par contre, lorsque la position relative du rotor par rapport au stator est ($\delta = \pi/2p$) (Fig.II.1b), l'aimant se trouve alors situé entre 2 pôles consécutifs inversés du champ statorique. Les axes du champ d'excitation et du champ de réaction d'induit coïncident, le centre de l'aimant est alors traversé par les lignes de champs antagonistes (sens opposés) provenant des deux pôles et du champ initial de l'aimant. La valeur moyenne de l'induction sous un pôle diminue et ainsi une démagnétisation des aimants peut se produire, un re-dimensionnement de l'inducteur est alors envisagé pour annuler tout risque de démagnétisation.

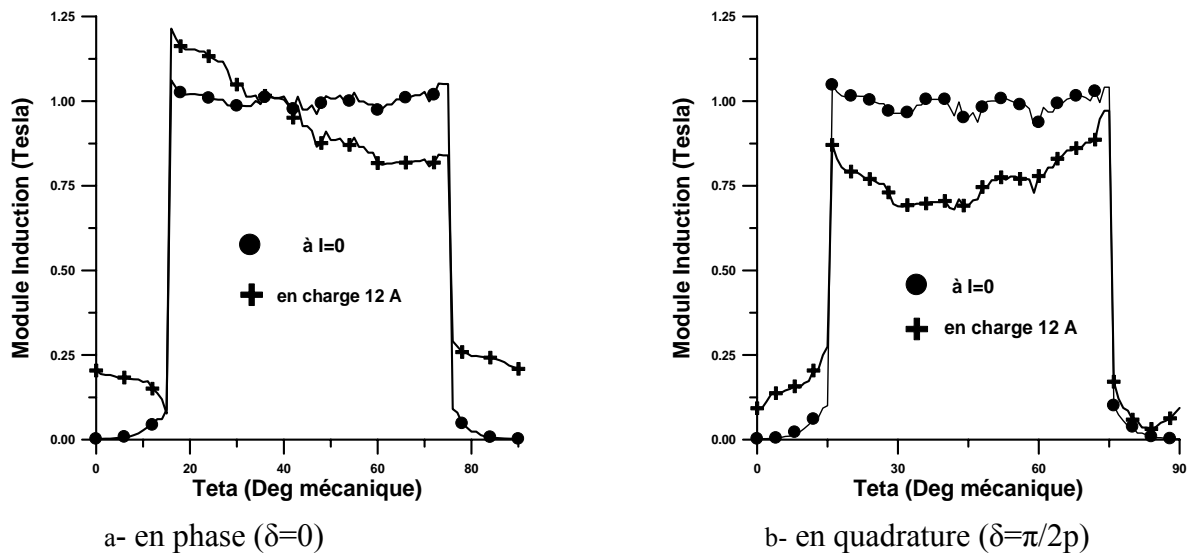


Fig. II. 14. Répartition de l'induction magnétique au centre de l'aimant

II. 5. Analyse du couple de détente

Les ondulations du couple de détente résultent de l'interaction entre les aimants et l'armature encochée du stator [5], [39], [56]. En effet, lorsque le rotor se déplace par rapport au stator, les encoches créent des variations de la largeur de l'entrefer. Le rotor se déplace naturellement vers une position qui minimise le trajet emprunté par les lignes de champ traversant l'entrefer. Ce couple dépend du circuit magnétique du stator et de la disposition des aimants au niveau du rotor.

Nous présentons sur la Fig. II.15 le couple instantané développé par la machine pour une aimantation radiale pour les deux modes d'alimentations envisagés. On montre que ce couple apparaît comme la combinaison d'un couple d'interaction et d'un couple de détente.

Nous confirmons que, pour un nombre entier d’encoches par pôle et par phase, le couple de détente présente un nombre de périodes égal au nombre d’encoches sur un tour mécanique. Les spectres harmoniques de ce couple ne contiennent que les harmoniques multiples de 6 (Fig. II.16).

Dans cette partie nous analysons l’influence de certaines caractéristiques géométriques des structures de machines à aimants montés sur la surface du rotor étudiées sur le couple de détente. Celui-ci comme indiqué par plusieurs auteurs est directement lié à la forme d’onde de la répartition de l’induction au niveau de l’entrefer [20], [56], [57], [58].

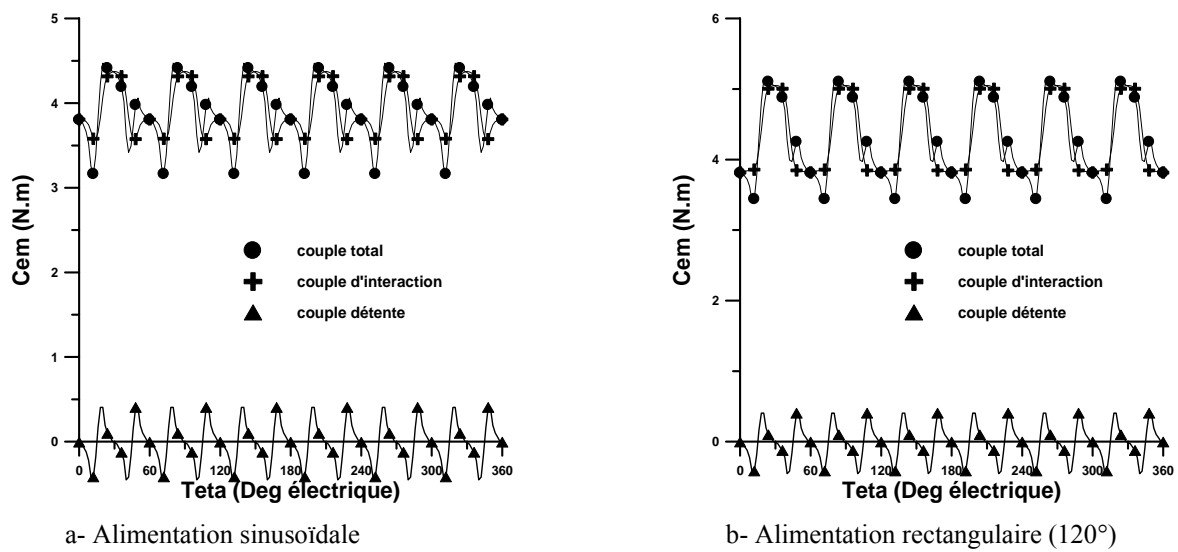
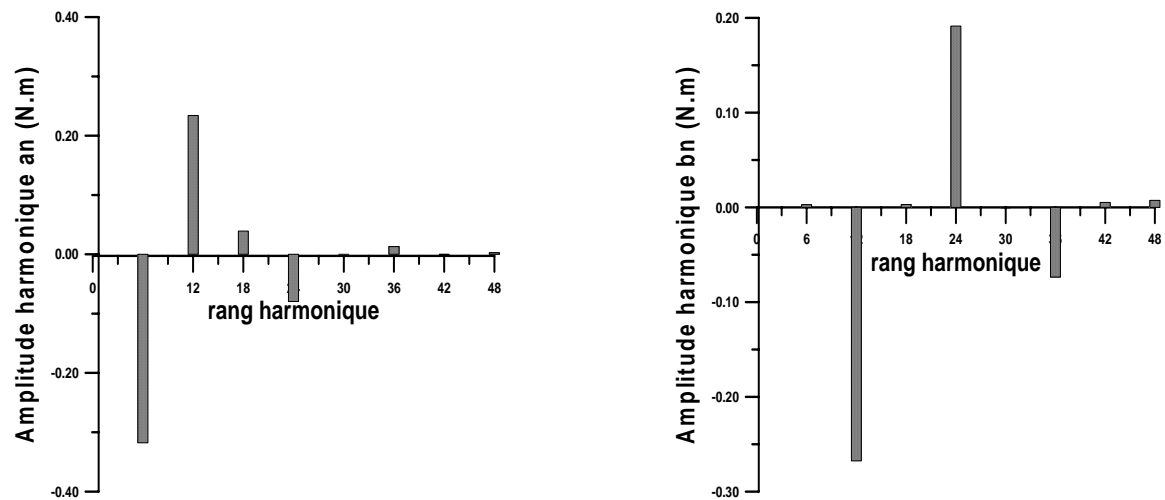
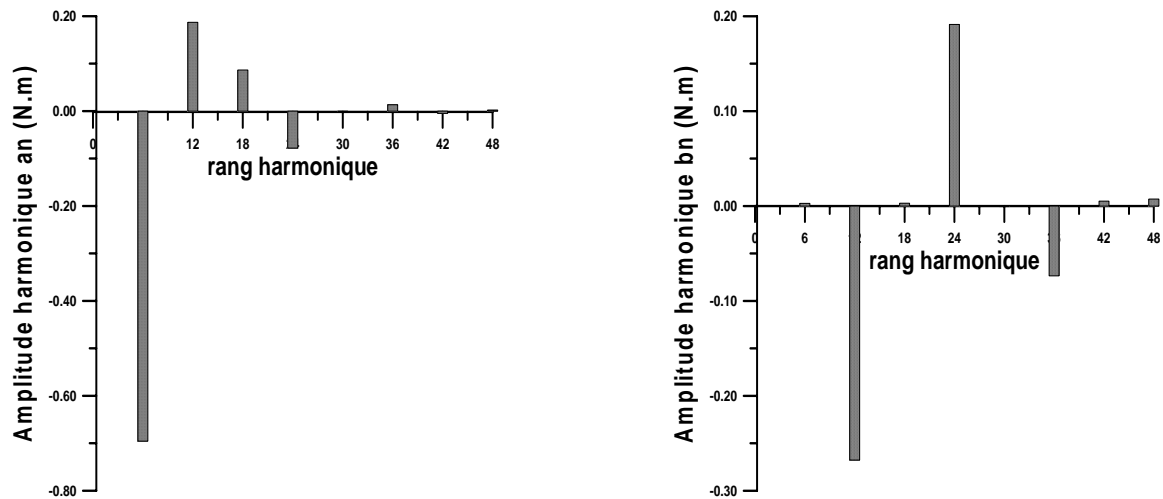


Fig. II.15. Couple instantané (aimantation radiale)



a- Alimentation sinusoïdale (couple moyen 3.91)



b- Alimentation rectangulaire 120° (couple moyen 4.3 N.m)

Fig. II. 16. Spectre harmonique du couple instantané (aimantation radiale)

II. 5. 1. Influence de l'aimantation

On relève, sur la Fig. II.17, que le couple de détente est fortement influencé par le sens de l'aimantation. En effet, une aimantation de forme sinusoïdale produit un couple de détente pratiquement nul alors qu'une aimantation parallèle génère un couple de détente relativement important. Il est à noter que pour le cas particulier d'une structure à une paire de pôles constituée d'une simple couronne cylindrique, aimantée parallèlement, la répartition de l'aimantation est parfaitement sinusoïdale [20].

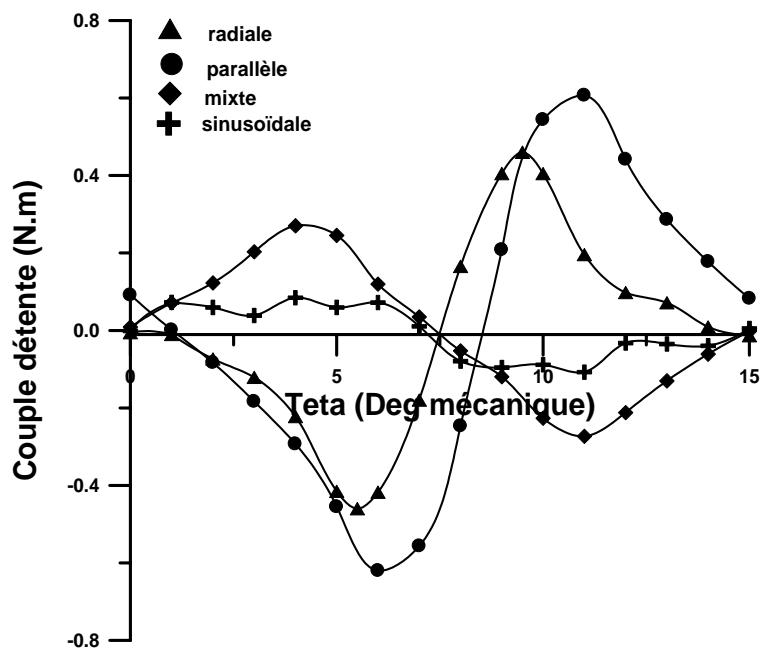


Fig. II. 17. Couple de détente en fonction du sens de l'aimantation

II. 5. 2. Influence de l'ouverture des aimants

Pour les inducteurs à aimantation radiale (Fig. II.18), l'ouverture de l'arc polaire influence directement la forme et l'amplitude du couple de détente. Sur la Fig. II.18-b, on observe que ce couple est fortement réduit pour certaines largeurs de l'arc polaire. Différentes analyses par éléments finis ont permis de définir des relations liant la largeur de l'arc polaire au pas dentaire permettant ainsi d'éliminer le premier harmonique du couple de détente [7], [41], [57].

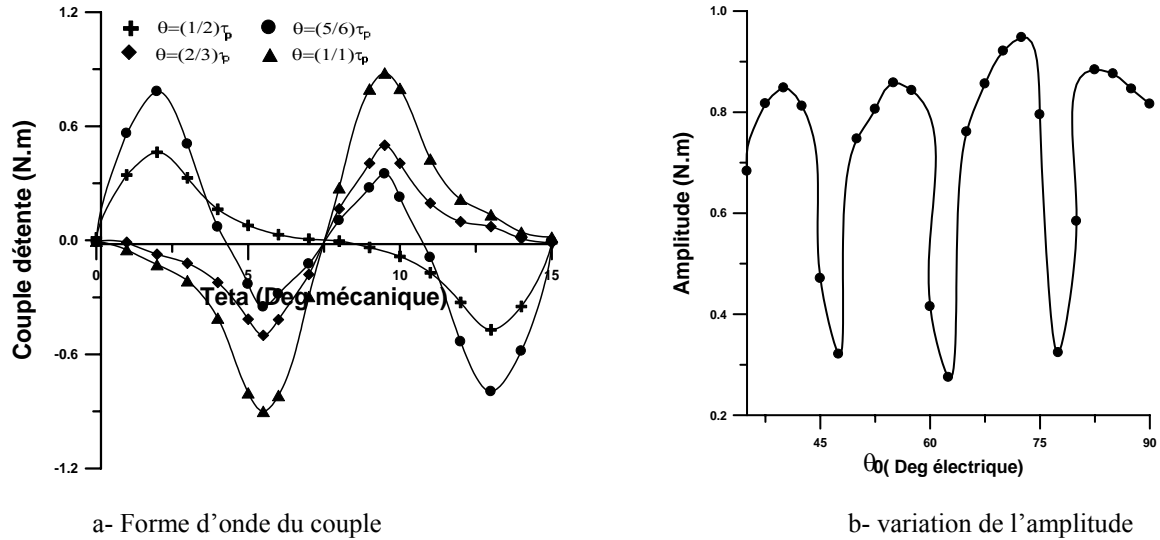


Fig. II.18. Couple de détente en fonction de l'ouverture des aimants (aimantation radiale)

II. 5. 3. Influence de l'épaisseur des aimants

L'épaisseur des aimants a une faible influence sur le couple de détente que ce soit sur sa forme ou sur son amplitude (Fig. II. 19). On relève que l'amplitude de ce couple reste pratiquement constante au-delà d'une épaisseur d'aimants égale à 5mm pour le prototype étudié.

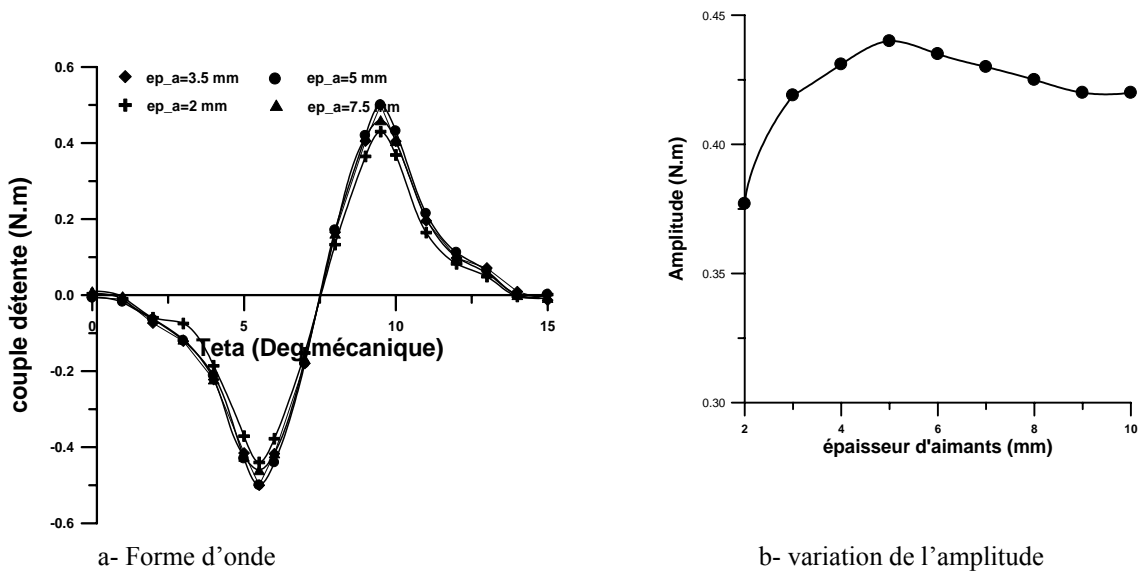


Fig. II.19. Couple de détente en fonction de l'épaisseur des aimants (aimantation radiale)

II. 5. 4. Influence de l'entrefer

L'élargissement de l'entrefer arrondit les angles de la courbe de l'induction et par conséquent diminue l'amplitude du couple de détente (Fig. II. 20). Pour cette raison, nous recherchons un entrefer assez large. En contre partie de l'élargissement de l'entrefer, l'amplitude de l'induction diminue ce qui n'est pas favorable pour le flux et le couple moyen.

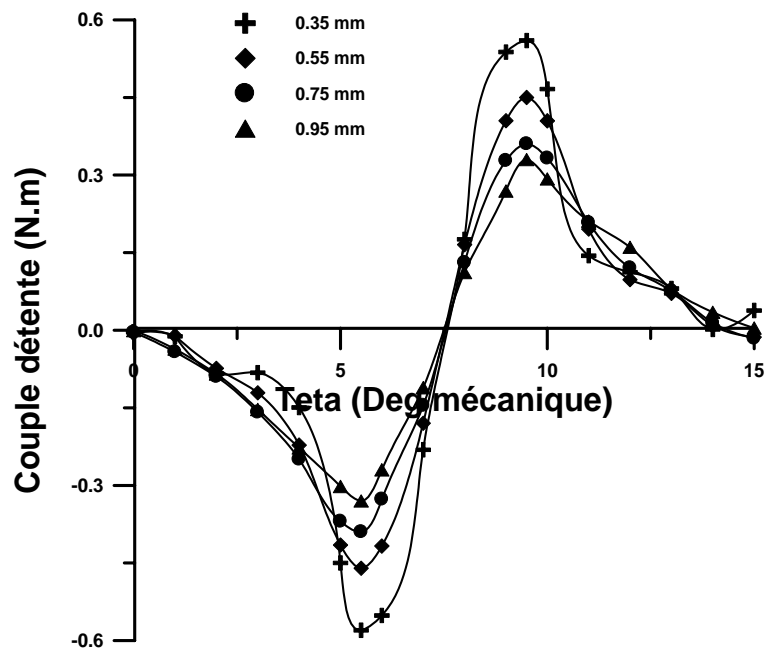


Fig. II. 20. Couple de détente en fonction de l'épaisseur de l'entrefer (aimantation radiale)

II. 5. 5. Influence de l'ouverture des encoches

Comme le montre la Fig. II.21, les bords d'encoches influent directement sur la forme d'onde du couple de détente. La diminution de la largeur des encoches permet de réduire l'amplitude de ce couple. L'efficacité de cette réduction est en relation avec le rapport ouverture d'encoche/ épaisseur d'entrefer. La diminution devient significative lorsque ce rapport atteint une valeur inférieure à 1 [58].

On peut aussi réduire ce couple en introduisant de fausses dents ou encoches qui ont pour conséquence d'augmenter la fréquence des interactions entre les aimants et les encoches. Les fausses encoches doivent être également espacées et de largeur équivalente à l'ouverture d'encoches [41]. Une autre solution consiste à fixer des cales magnétiques aux niveaux des isthmes d'encoches.

Réduire les bords d'encoches a aussi pour effet d'augmenter l'inductance de fuite [59]. Toutefois, cette réduction doit être limitée par la facilité à insérer le bobinage.

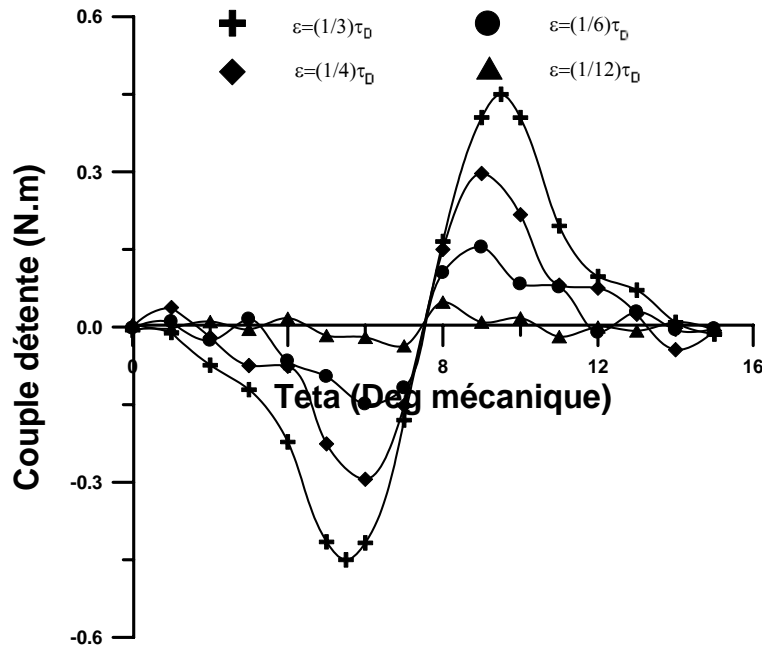
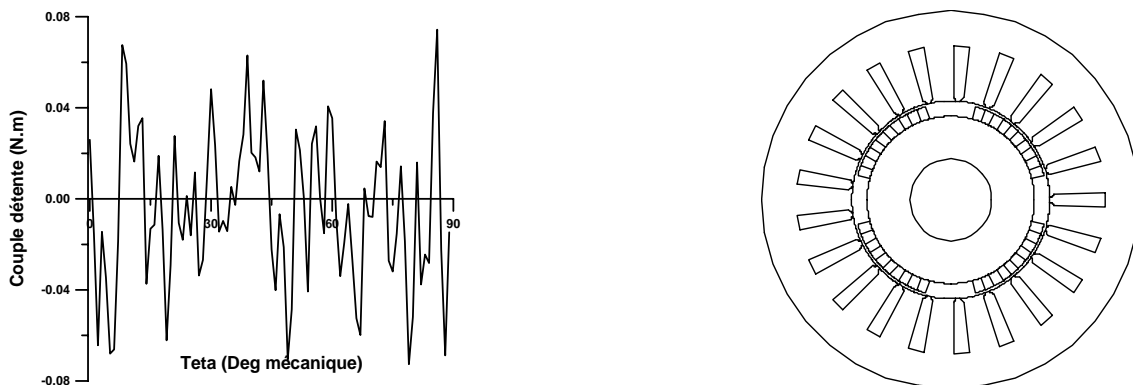


Fig. II. 21. Couple de détente en fonction de l'ouverture d'encoche (aimantation radiale)

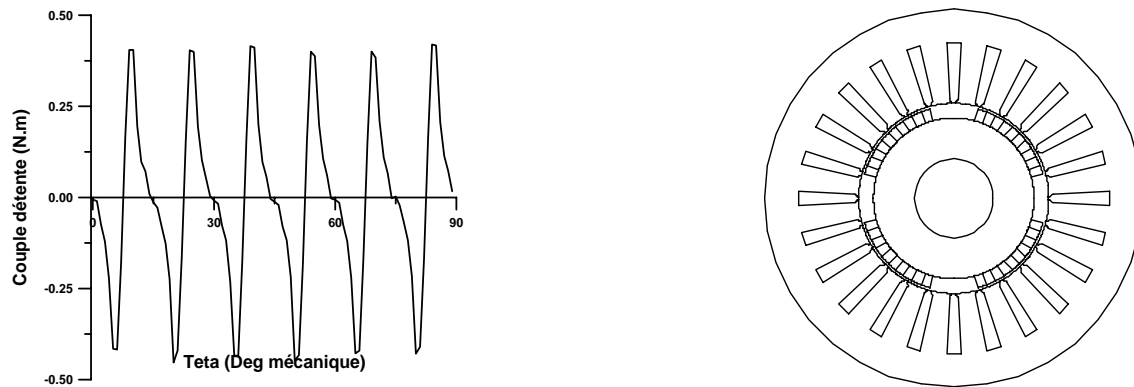
II. 5. 6. Influence du nombre d'encoches

Le couple de détente dépend de la constitution du circuit magnétique. Sa périodicité sur un tour mécanique s'obtient par le plus petit multiple commun du nombre total d'encoches N_e et le nombre total de pôles $2p$ [4], [56].

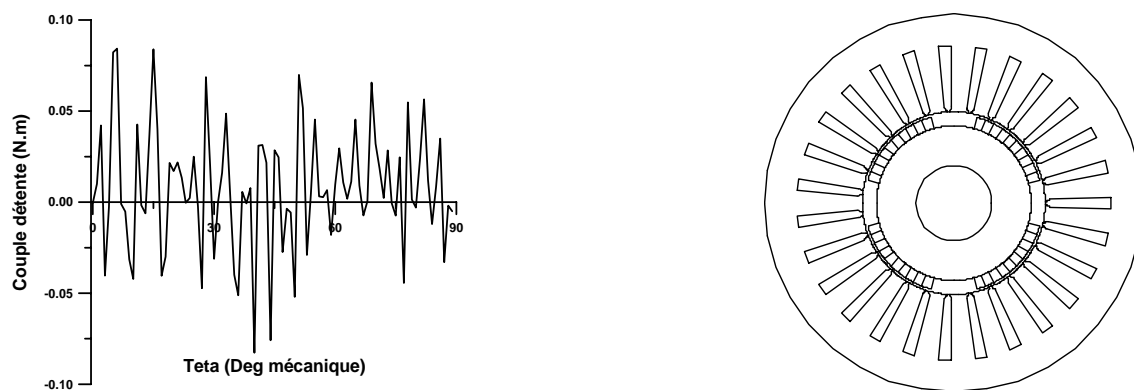
Pour une même géométrie de rotor et un même encombrement, le nombre d'encoches par pôle et par phase q permet de définir le rang du premier harmonique du couple de détente : plus ce rang est élevé, plus l'amplitude de cet harmonique est faible. A cet égard, on peut distinguer les machines à nombre fractionnaire d'encoches par pôle et par phase (q) comme l'illustre la Fig. II.22. En effet, lorsque (q) n'est pas entier (cas de la structure à $N_e = 21$ et 27), le couple de détente est fortement réduit. Cependant, le bobinage adéquat est difficile à réaliser [4]. En effet, avec des nombres non entiers d'encoches par pôle et phase, les chemins de bobinages classiques ne sont pas réalisables.



a- Moteur à 4 paires de pôles et à 21 encoches statoriques



b- Moteur comportant 4 paires de pôles et à 24 encoches statoriques



c- Moteur comportant 4 paires de pôles et à 27 encoches statoriques

Fig. II. 22. Couple de détente en fonction du nombre d'encoches statoriques

II. 6. Conclusion

Le modèle éléments finis en 2D développé pour le calcul électromagnétique de machines à aimants montés sur la surface du rotor, tient compte de la structure géométrique, des caractéristiques électriques et magnétiques des différentes parties de la machine, de son mode d'alimentation et du mouvement du rotor par rapport au stator.

Le faible niveau de saturation, principale caractéristique des machines à aimants à rotor lisse, est confirmé par les résultats obtenus. En effet, la répartition de l'induction obtenue, en tenant compte de la caractéristique magnétique réelle du fer, est pratiquement la même que celle calculée en régime linéaire. D'autre part, l'effet de la réaction magnétique d'induit est négligeable.

Le couple de détente est fortement influencé par la structure géométrique de la machine.

Ce couple lié à la denture statorique, peut être considérablement réduit par action sur le sens de l'aimantation des aimants, leur disposition au niveau du rotor ainsi que leurs formes géométriques. L'action peut être aussi portée sur la forme des encoches et sur leur nombre.

Les méthodes numériques étant consommatrices de temps de calcul dans des procédures itératives, nous élaborons, dans le chapitre suivant, des modèles alternatifs pour le réduire, en introduisant les réseaux de neurones artificiels.

Réseaux de neurones artificiels dans la modélisation électromagnétique de machines électriques à aimants

III. 1. Introduction

La conception des machines électriques exige une série de calculs itératifs permettant le choix entre différentes configurations [6], [60], [61]. Ce choix concerne les dimensions géométriques, les matériaux, etc. ...

La plupart des concepteurs utilisent des relations empiriques pour une première estimation des paramètres de construction de la machine [4], [9]. Puis, ils exploitent la méthode des éléments finis dans une deuxième étape pour affiner l'évaluation de ces paramètres.

Bien que la méthode des éléments finis permette d'obtenir les performances de la machine avec une bonne précision, elle est cependant caractérisée par des temps de calculs importants même avec des ordinateurs très puissants. De plus, elle est difficile à insérer dans une procédure de conception itérative. Pour cela, il est souhaitable de rechercher des méthodes alternatives pour évaluer ces performances [15], [62]. L'une des solutions, est l'introduction des réseaux de neurones artificiels (RNA) [16], [17], [19].

Dans ce chapitre, on présente des modèles basés sur les RNA pour reproduire les performances instantanées de machines synchrones à aimants.

III. 2. Les réseaux de neurones artificiels

L'origine des réseaux de neurones vient de l'essai de modélisation du neurone biologique par Warren McCulloch et Walter Pitts [63]. Ces derniers supposent que l'impulsion nerveuse est le résultat d'un calcul simple effectué par chaque neurone et que la pensée naît grâce à l'effet d'un ensemble de neurones interconnectés.

III. 2. 1. Modèle de base d'un neurone artificiel

Le neurone formel, schématisé sur la Fig.III.1, est une unité d'informations à plusieurs entrées et une sortie qui imite certaines propriétés du neurone biologique [64]. La valeur de sortie du neurone formel est une fonction non linéaire, généralement à seuil. Elle est une combinaison de valeurs d'entrée dont les coefficients de pondération sont ajustables. La représentation mathématique de ce neurone est :

$$y = f\left(\sum_{j=1}^n (w_j x_j - \theta_b)\right) \quad (\text{III.1})$$

Avec :

- y : la valeur de sortie du neurone
- (x_1, \dots, x_n) : les variables d'entrées du neurone.
- (w_1, \dots, w_n) : coefficients de pondération, appelés aussi poids synaptiques,
- θ_b : le seuil,
- f : fonction d'activation, appelée aussi fonction de transfert, ayant pour rôle de limiter l'activité du neurone et de déterminer l'impulsion envoyée aux neurones de la couche suivante. Cette fonction est généralement croissante et bornée. Elle peut prendre de nombreuses formes possibles dont les plus courantes, représentées sur la Fig. III. 2, sont les fonctions signe, linéaire saturée, sigmoïde et tangente hyperbolique [64], [65].

Pour les réseaux à une seule couche cachée, cette fonction peut être aussi à base radiale. Le plus souvent, elle est de type Gaussienne.

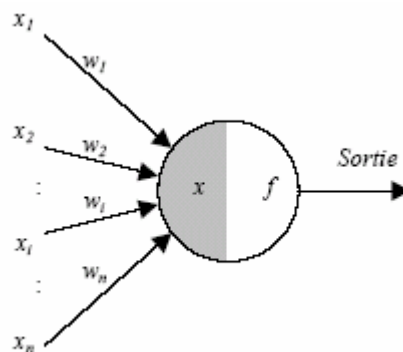


Fig. III. 1. Modèle d'un neurone formel

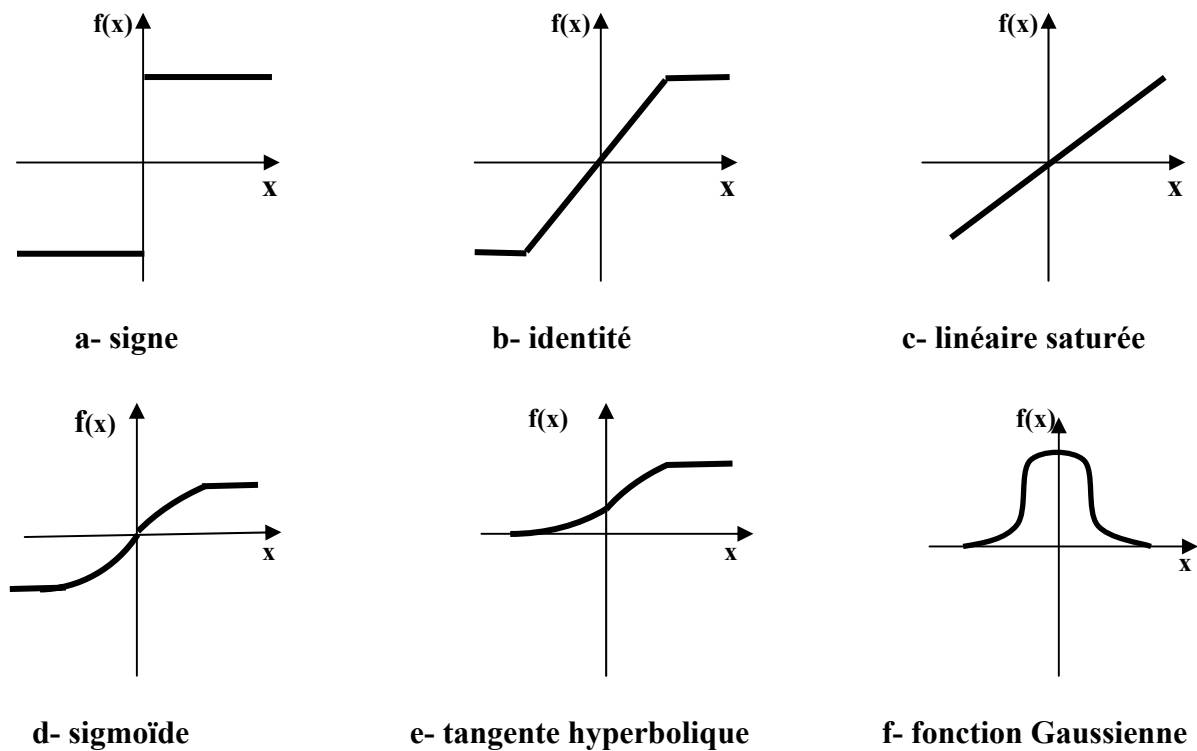


Fig. III. 2. Fonctions d'activation

III. 2. 2. Modèle d'un réseau de neurones multicouches

Un réseau de neurones artificiels est défini comme un ensemble de petites unités de calcul. Chaque unité, susceptible de posséder localement une mémoire de faible capacité, réalise un calcul à partir de données issues de ses connections et de données locales [64].

Chaque réseau de neurones est entièrement défini par trois caractéristiques distinctives : une architecture, une règle de transmission et une règle d'apprentissage.

On peut distinguer, selon leurs architectures, de nombreuses variantes de réseaux de neurones artificiels dont les plus connus sont [64], [65] :

- les réseaux multicouches à propagation directe,
- les réseaux à une simple couche cachée dont les fonctions d'activation sont des fonctions à base radiale (Radial basis function),
- les réseaux auto-organisés de Kohonen très utilisés dans la classification et la reconnaissance de formes
- les réseaux récurrents type Hopfield.

Les réseaux multicouches que nous exploitons dans la modélisation envisagée, constituent des fonctions d'approximations universelles [66]. Comme indiqué sur la Fig. III.3, ce type de RNA est constitué :

- d'une couche d'entrée dans laquelle sont distribuées les variables d'entrée,
- d'une ou plusieurs couches cachées considérées comme le cœur du réseau,

- d'une couche de sortie. Sa fonction d'activation est généralement de type linéaire bornée.

Le nombre de neurones dans la couche d'entrée et dans la couche de sortie sont déterminés respectivement par le nombre de variables d'entrées et de sorties de l'application considérée. Tandis que, le nombre de couches cachées ainsi que le nombre de neurones dans chacune d'elles restent difficiles à déterminer. En effet, plusieurs facteurs entrent en jeu dans le choix de la configuration optimale et il n'existe pas de règle a priori. Ce choix est souvent orienté par le nombre d'exemples d'apprentissage, le nombre de variables d'entrées et de sorties et par la complexité des relations qui lient ses variables entre elles [64].

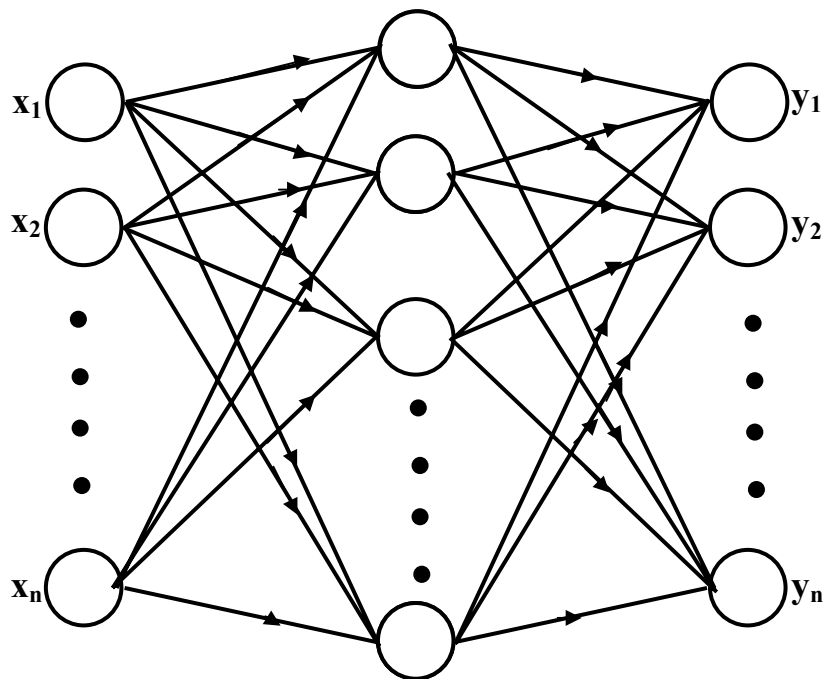


Fig. III. 3. Modèle d'un réseau multicouche

III. 2. 3. Algorithmes d'apprentissage

Durant le processus d'apprentissage, l'objectif est d'ajuster les valeurs des poids des connexions de façon à minimiser l'erreur quadratique entre les valeurs de sortie du RNA y_s et les valeurs désirées des sorties y_d [64]. Cette erreur est donnée par :

$$\xi_r = \frac{1}{2} \sum_{N_d} (y_s - y_d)^2 \quad (\text{III.2})$$

où N_d représente la dimension de l'ensemble d'apprentissage.

Il existe deux grands modes d'apprentissage [65] :

- l'apprentissage non supervisé qui consiste à exposer le système à des séries de données sans autre intervention,

- l'apprentissage supervisé, pendant lequel le réseau est confronté au résultat désiré pour chaque série de données.

Dans les deux cas, le seul moyen dont on dispose pour améliorer les réponses du système est le réglage du poids des connexions. L'automatisation de ce réglage se fait au moyen de règles d'apprentissage.

La rétro propagation du gradient est la méthode d'apprentissage la mieux connue et l'une des plus efficaces pour les réseaux multicouches (Fig. III. 4). Dans cette méthode, l'écart entre la réponse et la valeur cible, soit l'erreur de sortie, est propagée en arrière vers les couches précédentes. Cette erreur est utilisée pour corriger les poids de la couche de sortie dans une première phase. Puis par rétro propagation de l'erreur (error backpropagation), les erreurs intermédiaires, correspondant aux couches cachées sont ainsi calculées et permettent l'ajustement des poids.

Les poids sont généralement initialisés à des valeurs aléatoires. Ces valeurs ne doivent pas être trop élevées afin d'éviter la saturation de la sortie du neurone ce qui bloquerait l'apprentissage. En effet, la modification des poids dépend des dérivées de la fonction d'activation aux points d'apprentissage. Si le neurone est saturé en tout point, ces dérivées sont nulles ou quasiment nulles et les poids ne sont que très peu modifiés.

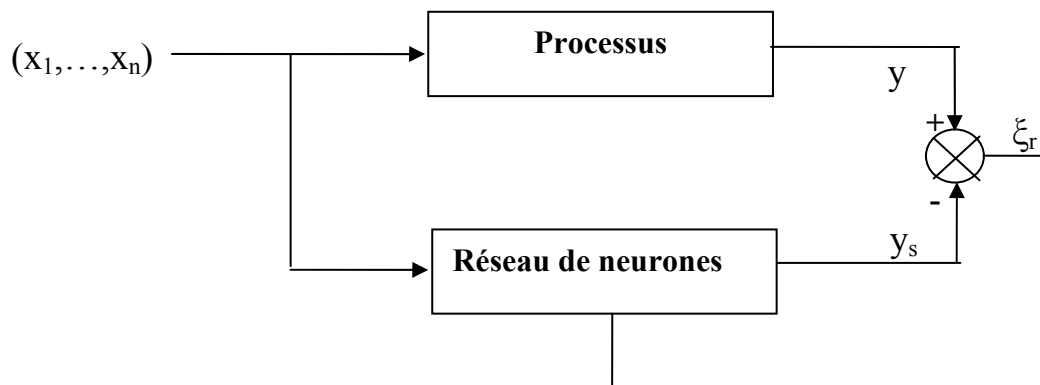


Fig. III. 4. Schéma synoptique du processus d'apprentissage par rétro propagation

III. 3. RNA dans la conception des machines électriques

Durant ces dernières années, les réseaux de neurones artificiels ont envahi différents domaines de la technologie. En Electrotechnique, ils sont très utilisés dans la commande des machines électriques [67], dans les réseaux électriques, dans la détection des défauts [68] ou encore dans la conception des actionneurs électriques [15], [18], [19].

Ahn et les co-signataires de [69] ont été les premiers à appliquer les RNA en électromagnétisme. Ils ont utilisés des RNA multicouches pour automatiser la génération d'un maillage dans un calcul de champ par éléments finis.

Plusieurs travaux ont traité des problèmes d'optimisation des machines électriques en utilisant des modèles et des algorithmes d'optimisations basés sur l'intelligence artificielle. Les propriétés des RNA ont ainsi été exploitées pour résoudre des problèmes inverses d'électromagnétisme [70], [71]. Notamment pour modéliser les relations non linéaires existant entre les performances et les paramètres de construction des actionneurs électriques.

Des travaux ont combiné la méthode des éléments finis et les RNA pour estimer les performances d'une machine à aimants à entrefer lisse. Ensuite, ces RNA ont été intégrés dans une procédure d'optimisation pour dimensionner la géométrie de l'inducteur de cette machine [15], [18].

On peut aussi citer ceux, entrepris pour modéliser et optimiser, à l'aide des réseaux de neurones, des structures de machines à réluctance variable [17], [72].

D'autres travaux ont encore concerné les machines à induction [19], [73]. Ils ont évalué, à partir d'une modélisation par RNA, l'influence des paramètres géométriques des encoches sur les performances de ces machines.

On a aussi exploité les capacités des RNA dans l'approximation des fonctions fortement non linéaires. Des RNA pour modéliser le cycle d'hystérésis d'un matériau magnétique ont ainsi été développés [74], [75]. Ces modèles pour l'estimation des caractéristiques de magnétisation, sont alors insérés dans une résolution par éléments finis des équations du champ en régime saturé.

Une méthode, basée sur des RNA interconnectés de type Hopfield, a été introduite pour la résolution des équations du champ dans une machine à réluctance variable. La technique consiste à définir un réseau permettant de calculer la répartition du champ dans la machine [76].

Des modélisations par RNA pour reproduire la forme d'onde de l'induction magnétique générée dans l'entrefer d'une machine à aimants ont été élaborées [16]. Elles se basent sur des calculs issus d'un modèle analytique pour générer les exemples d'apprentissages. La forme d'onde de l'induction, représentée sous forme d'un développement en série de Fourier, est ensuite reconstituée à partir de l'estimation, par RNA, de chaque coefficient de Fourier.

III. 4. Application des RNA à la modélisation électromagnétique

L'objectif est d'élaborer des modèles par RNA qui estiment les performances de machines électriques à aimants. Cette modélisation concerne des structures à aimants montés sur la surface du rotor avec des aimantations radiale et/ou sinusoïdale (Fig. III. 5) et une structure à aimants insérés à aimantation radiale (Fig. III. 6).

Ces machines à 4 pôles, sont constituées chacune d'un stator classique contenant 24 encoches. Les enroulements statoriques sont triphasés concentriques à simple couche et à pas diamétral et sont alimentés par un onduleur de tension contrôlé en courant qui délivre des courants de formes d'ondes sinusoïdale ou rectangulaire.

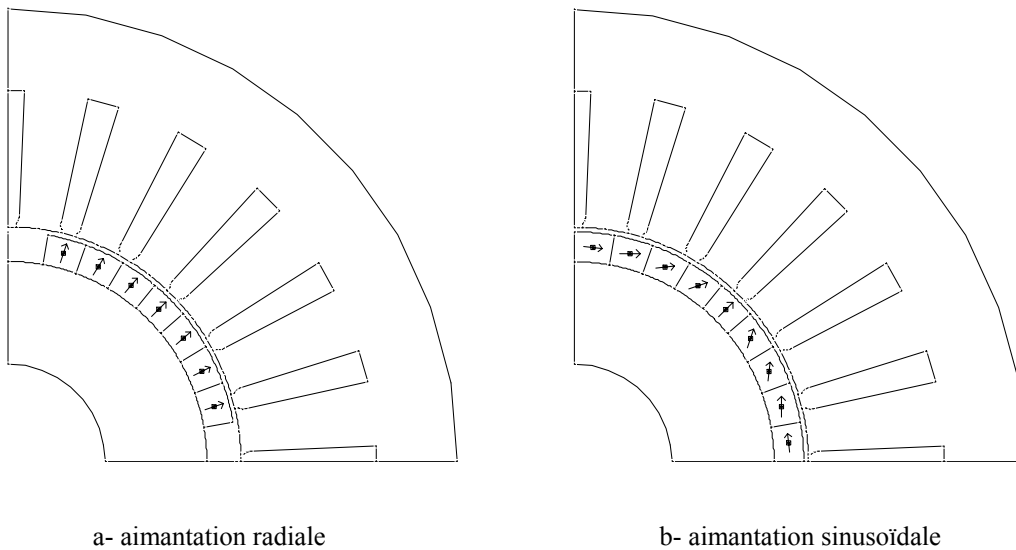


Fig. III. 5. Aimants montés sur la surface du rotor

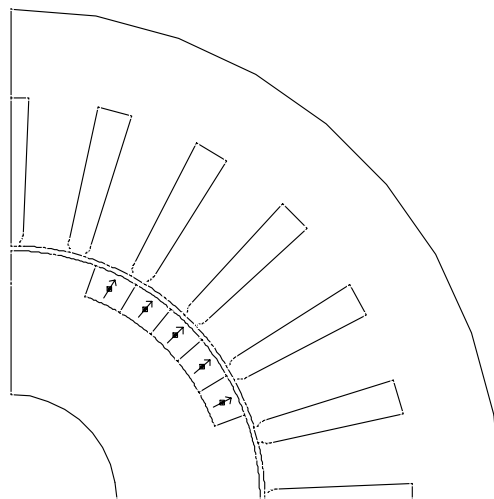


Fig. III. 6. Aimants insérés (aimantation radiale)

III. 4. 1. Méthode utilisée

Pour reproduire par RNA les performances développées, nous avons adopté la démarche suivante :

Etape 1 : Identification des paramètres, caractéristiques de la géométrie de la machine, les plus influents sur les performances. Ces paramètres constituent les variables d'entrées des RNA à élaborer. Etant donné que les réseaux ne reconnaissent que des nombres en entrée, et en fournissent d'autres à la sortie, les performances instantanées qu'il s'agit de fem ou de couple sont développées en série de Fourier. Ainsi, pour

reproduire les formes d'ondes de ces grandeurs instantanées par RNA, une architecture composée d'un ensemble de RNA élémentaires est proposée. Chacun d'eux a comme sortie un coefficient de Fourier.

Étape 2 : Détermination des ensembles d'apprentissage et de validation à partir de calculs par éléments finis pour l'entraînement des différents réseaux. La sélection de l'ensemble d'apprentissage a une grande influence sur les performances des RNA. En effet, un choix judicieux de cet ensemble doit être effectué. Ce choix doit obéir à certaines règles qui sont :

-l'ensemble d'apprentissage doit être représentatif de l'espace de variations des paramètres.

-l'ensemble d'apprentissage doit contenir un nombre de points qui facilite l'apprentissage tout en améliorant l'approximation.

Étape 3 : Phase d'entraînement consistant à élaborer la structure interne de chaque réseau élémentaire et à s'assurer de leurs convergences vers les solutions désirées.

Étape 4 : Phase de validation des RNA entraînés en les testant par les exemples non considérés durant la phase d'apprentissage.

III. 4. 2. Reproduction du couple moyen.

Dans un premier exemple, nous modélisons la relation entre le couple moyen et les dimensions des aimants pour la machine à aimants montés sur la surface du rotor à aimantation radiale. Les courants d'alimentation sont de forme sinusoïdale. La structure du réseau neuronal est représentée sur la Fig. III. 7.

Les intervalles de variation des deux paramètres sont définis par :

$$\begin{cases} 2 \leq e_a \leq 10 \text{ mm} \\ 30 \leq \tau_a \leq 90^\circ \text{méc} \end{cases} \quad (\text{III.3})$$

Pour générer l'ensemble des exemples d'apprentissage, la surface (e_a, τ_a) a été maillée avec des pas de 0.1mm pour l'épaisseur des aimants et de $(2.5/90)\tau_p$ pour leurs ouverture. Ainsi, un ensemble de 549 éléments a été obtenu ; 90 % de cet ensemble est utilisé pour l'apprentissage et le reste (10%) est réservé pour la phase des tests.

Deux types de RNA sont testés [77] :

- un réseau multicouche à propagation directe utilisant la fonction tangente hyperbolique comme fonction de transfert (RM1),
- un réseau à une seule couche cachée à base de fonction radiale (RM2).

Les architectures des réseaux entraînés sont définies comme suit :

- pour le RM1, la couche d'entrée comporte deux neurones, la couche cachée 16 neurones et un neurone dans la couche de sortie.
- pour le RM2, la couche cachée qui est la couche d'entrée pour ce type de réseau, est constituée de deux neurones correspondant au nombre de variables l'ensemble d'entrée.

Les exemples testés sont résumés sur le Tableau (III.1).

Les résultats des tests (Tableau III.2) montrent que les calculs, obtenus par les réseaux développés, concordent bien avec ceux calculés directement par éléments finis. En effet, l'erreur est inférieure à 1%. Il est à relever que le réseau RM1 donne de meilleurs résultats que celui à base de la fonction radiale. De plus, en testant les deux réseaux avec un exemple pris en dehors de l'intervalle de variations des paramètres (Test 4), le réseau RM1 semble avoir un meilleur pouvoir de généralisation.

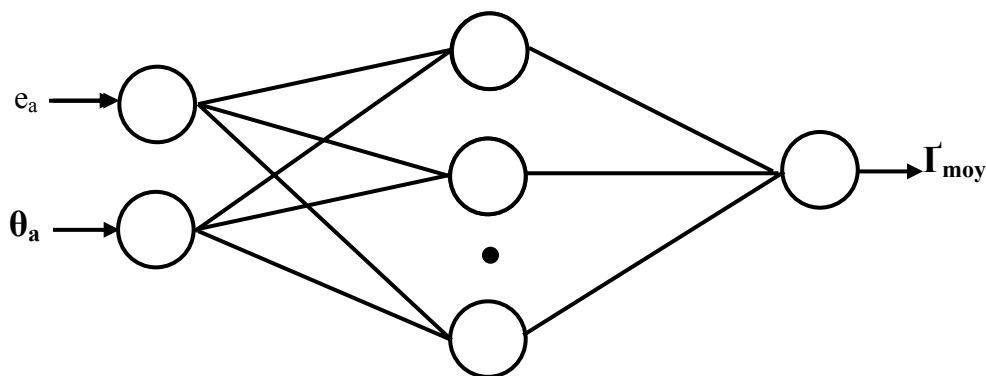


Fig. III. 7. Estimation du couple moyen par RNA

Tableau III. 1. Paramètres des aimants choisis pour la phase de test

Paramètres	Test 1	Test 2	Test 3	Test 4
Epaisseur des aimants e_a (mm)	3.55	5.75	4.45	12
Ouverture des aimants τ_a (° éle)	60	68	75	75

Tableau III. 2. Performances des réseaux

	RM1 Γ_{moy} (N.m)	RM2 Γ_{moy} (N.m)	EF Γ_{moy} (N.m)
Test 1	3.9661	3.9897	3.9559
Test 2	4.3279	4.3753	4.3217
Test 3	4.4761	4.4593	4.4769
Test 4	4.1384	4.7733	4.1267

III. 4. 3. Estimation de la force électromotrice

La méthodologie proposée est appliquée à l'estimation de la force électromotrice induite dans des machines à aimants montés sur la surface du rotor [78]. Deux structures sont considérées : une à aimantation radiale et une autre à aimantation sinusoïdale.

La force électromotrice induite au niveau des phases statoriques, calculée à l'aide de la méthode des éléments finis, peut être écrite sous la forme d'un développement en série de Fourier :

$$e(\theta) = \sum_i (a_i \sin(ip\theta) + b_i \cos(ip\theta)) \quad (\text{III.4})$$

Avec un bon choix de la position initiale du rotor par rapport au stator, l'expression de cette fem ne comportera que les termes en sinus. De plus sachant que seuls les harmoniques d'ordre impair sont présents dans son spectre, cette expression s'écrit alors sous la forme suivante :

$$e(\theta) = \sum_k a_{2k+1} \sin((2k+1)p\theta) \quad (\text{III.5})$$

La force électromotrice induite au niveau des enroulements statoriques dépend de plusieurs paramètres géométriques. Les plus influents sont indiqués dans le Tableau III. 3.

Pour la structure à aimantation sinusoïdale, l'aimant occupant tout le pôle, l'orientation de l'aimantation sera quantifiée par le nombre de blocs n_b constituant ce pôle. Ce nombre est toujours impair.

La Figure III.8 représente la structure élaborée pour l'estimation de la force électromotrice. Elle illustre une architecture à plusieurs réseaux élémentaires multicouches où chacun permet de calculer chaque coefficient de Fourier de cette fem.

Chaque réseau élémentaire est composé d'une couche d'entrée représentée par les paramètres géométriques de la structure, d'une ou de plusieurs couches cachées et d'une variable au niveau de la couche de sortie correspondant au coefficient de fourrier.

Tableau III. 3. Paramètres géométriques

Aimantation radiale	Aimantation sinusoïdale
$-\tau_a$: ouverture des aimants	$-n_b$: nombre de blocs d'aimants sous un pôle.
$-e_a$: épaisseur des aimants,	$-e_a$: épaisseur des aimants,
$-\alpha_0$: ouverture des encoches	$-\alpha_0$: ouverture des encoches
$-g_0$: entrefer	$-g_0$: entrefer
$-R_2$: rayon d'alésage	$-R_2$: rayon d'alésage.

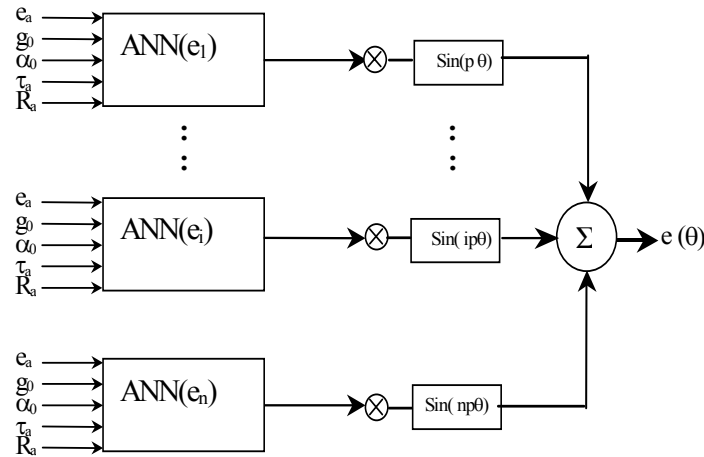


Fig. III. 8. Architecture du modèle RNA pour l'estimation de la force électromotrice.

III. 4. 3. 1. Génération de l'ensemble d'apprentissage

Le choix des valeurs des variables d'entrées pour la création des exemples d'apprentissages et ceux de validations est effectué à l'aide d'un algorithme basé sur un tirage aléatoire des valeurs des paramètres d'entrée. On utilise Pour cela la fonction random. Cette fonction suit une loi de distribution uniforme le long du domaine des variations des paramètres d'entrées. Pour chaque exemple, les valeurs de chaque variable sont calculées selon l'équation suivante :

$$x = x_{\max} - (x_{\max} - x_{\min}) \text{random} \quad (\text{III.6})$$

Où x_{\min} , x_{\max} sont respectivement les limites inférieure et supérieure de chaque paramètre.

Il est à noter que pour chaque variable, nous utilisons un random différent. Ainsi, nous avons créé pour chaque type de machines étudiées, deux sous ensembles : un pour l'apprentissage (90% des exemples) et l'autre pour la validation (10% des exemples).

- pour la structure à aimantation radiale, l'ensemble généré est constitué de 400 exemples.
- pour la structure à aimantation sinusoïdale, pour une valeur entière de n_p , 25 valeurs pour chacune des quatre variables continues (e_a , α_0 , g_0 , R_2) sont générées selon la relation (III.6). L'ensemble ainsi créé, contient 500 exemples.

Les intervalles de variations des paramètres sont donnés dans le Tableau III.4.

Tableau III. 4. Intervalles de variations des paramètres géométriques.

SPM	Aimantation radiale	Aimantation sinusoïdale
Paramètres	intervalle	intervalle
Rayon d'alésage R_a (mm)	25 ... 45	25 ... 45
Epaisseur d'aimants e_a (mm)	3 ... 12	3 ... 10
Entrefer g_0 (mm)	0,2 ... 1,2	0,2 ... 1,2
Ouverture d'encoches α_0 (%)	12 ... 32	12 ... 32
Ouverture d'aimants (%) / Nombre de blocs	45 ... 100	1 ... 39

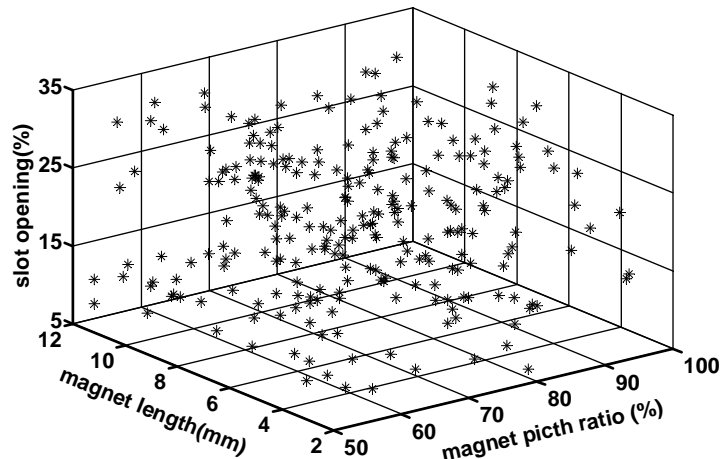


Fig. III. 9. Distribution des valeurs des paramètres d'entrées dans l'espace (τ_a, e_a, α_0)

III. 4. 3. 2. Phase d'apprentissage

Le nombre de réseaux élémentaires constituant le réseau global est fixé après analyse des spectres d'harmoniques du signal de la fem sur un échantillon représentatif de l'espace de variations des paramètres (Fig. III. 10). On trouve que le rang des harmoniques au-delà duquel les coefficients peuvent être négligés est de l'ordre de 31 pour la structure à aimantation radiale et de 19 pour celle à aimantation sinusoïdale.

Les réseaux de neurones élémentaires utilisés pour calculer les coefficients de Fourier de la fem, pour les deux exemples de machines, sont de type multicouches avec rétro propagation des erreurs des sorties vers les couches internes.

La règle de transmission des réseaux est définie par une fonction d'activation linéaire pour les neurones de sortie et d'une fonction de transfert de type tangente hyperbolique pour les neurones des couches cachées.

Chacun d'eux se compose d'une couche d'entrée, d'une seule couche cachée et d'une couche de sortie. Le nombre de neurones dans la couche cachée est fixé différemment pour chaque harmonique.

L'apprentissage utilisé est de type supervisé, basé sur la règle de la rétro propagation de l'erreur quadratique avec l'algorithme de «Levenberg-Marquardt» pour la minimisation de cette erreur [77].

La convergence de l'algorithme est atteinte quand l'erreur quadratique est au moins inférieure à 10^{-6} . Celle-ci est liée au choix des valeurs initiales des poids. Ces valeurs sont fixées d'une façon aléatoire. Généralement la convergence est obtenue à partir de 100 jusqu'à 700 époques au plus. La Figure (III.11) illustre l'évolution de l'erreur quadratique durant l'apprentissage du RNA élémentaire du fondamentale de la fem dans le cas de la structure à aimantation radiale.

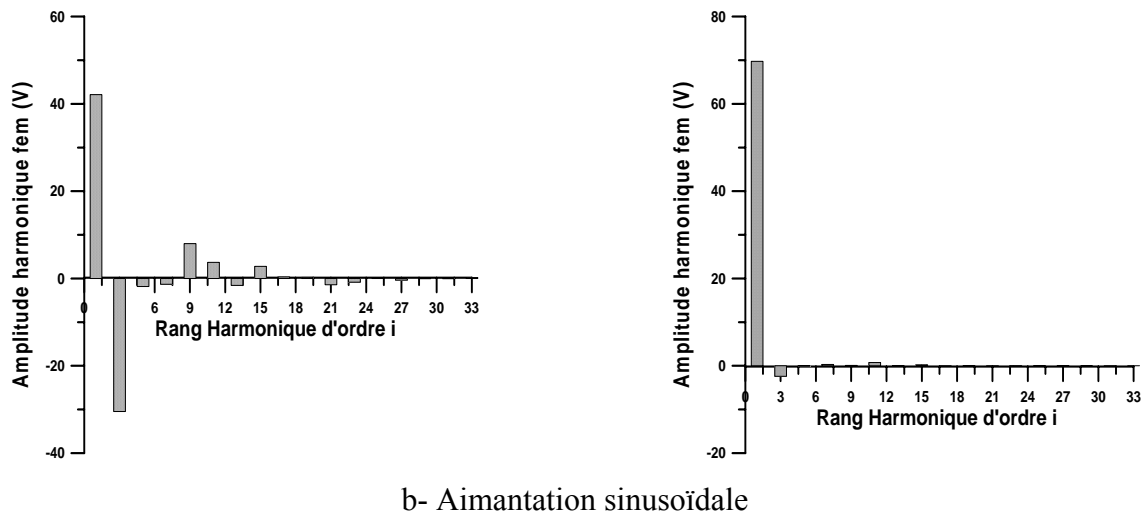
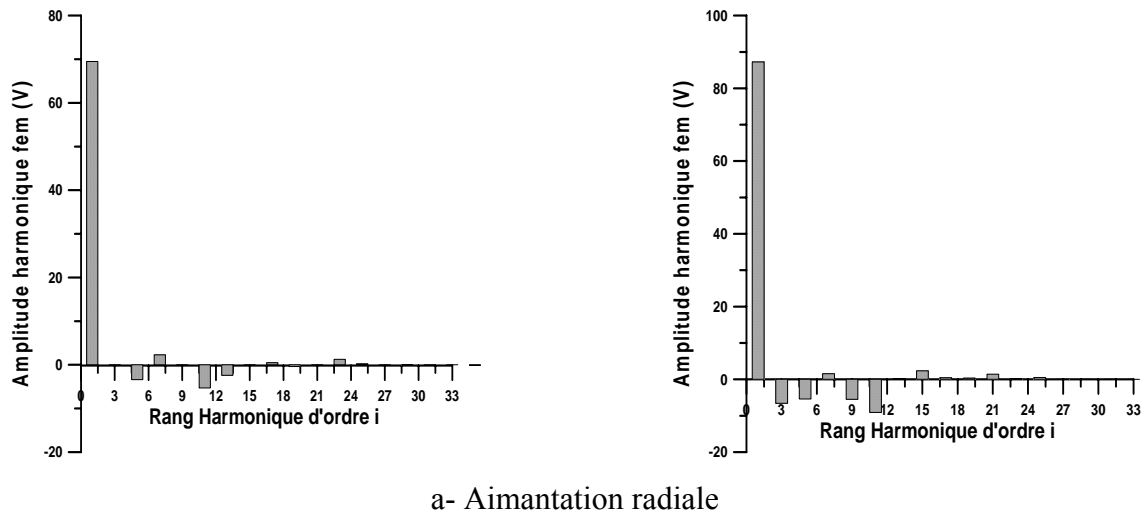


Fig. III. 10. Spectres harmoniques de la force électromotrice

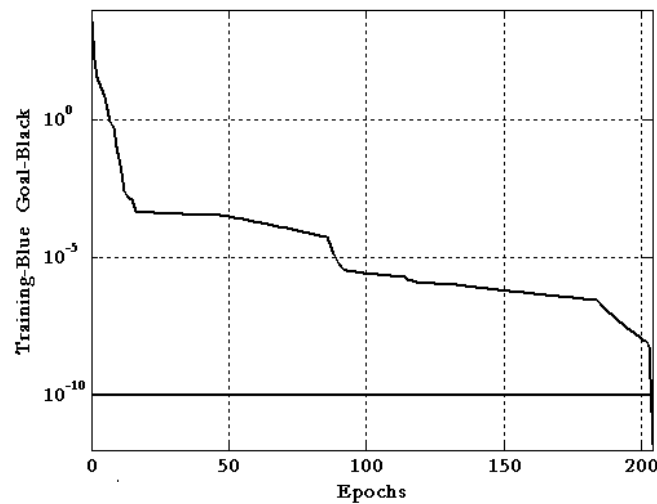


Fig. III. 11. Evolution de l'erreur durant la phase d'apprentissage (fondamental)

III. 4. 3. 3. Test de Validation

Pour tester les performances des modèles élaborés, nous utilisons des exemples qui ne sont pas considérés durant les phases d'apprentissage. Nous comparons ensuite les réponses obtenues avec celles calculées à l'aide de la méthode des éléments finis et du modèle analytique pour la structure à aimantation radiale et avec un relevé expérimental pour celle à aimantation sinusoïdale.

Sur les figures (III.12 a et b), nous représentons, sur une demi période, les formes d'ondes de la fem pour des jeux de paramètres définis sur le Tableau (III.5). Nous relevons une très bonne concordance des formes d'ondes obtenues par les différents modèles. En effet, en visualisant les spectres harmoniques de la fem, une petite différence apparaît pour les harmoniques d'ordre supérieur. Toutefois cette différence a une faible influence sur la capacité du réseau globale à reproduire la forme d'onde.

La reproduction de la fem, par les RNA, se fait d'une manière quasi instantanée. En effet, en utilisant un Pentium IV- 2.4 GHz, le temps de calcul nécessaire est inférieur à une seconde alors que l'utilisation de la méthode des éléments finis pour obtenir la même fem exige un temps de calcul de 90 secondes pour un maillage de 14750 nœuds.

Le modèle par RNA est un très bon outil pour le calcul des performances. En effet, les couples électromagnétiques développés par les structures étudiées, peuvent être calculés directement sans repasser par un calcul par éléments finis.

La Figure III. 13 représente la forme du couple pour :

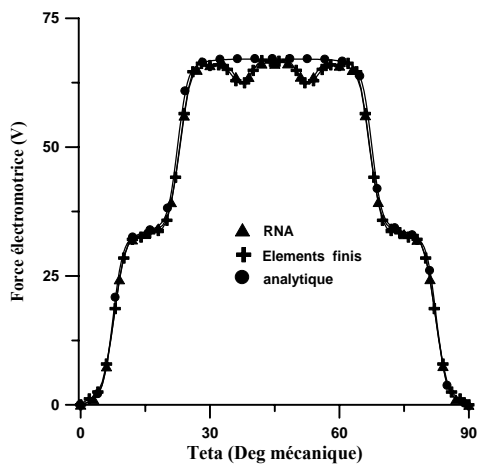
- la machine à aimantation radiale alimentée par des créneaux de courants 120° électrique (BDCM) (Fig.III.13-a).
- la machine à aimantation sinusoïdale avec une alimentation en courants de forme sinusoïdale (PMSM) (Fig.III.13-b).

Tableau III.5. Paramètres des machines utilisées pour le test

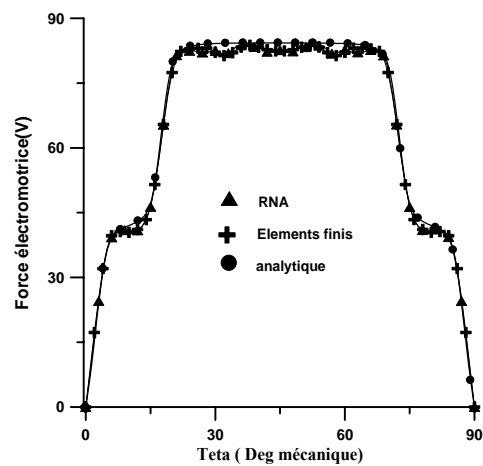
Paramètres	Aimantation radiale		Aimantation sinus	
	Test1	Test2	Test1	Test2
Rayon d'alésage R_a (mm)	28.1	35	32.0	28.1
Epaisseur des aimants e_a (mm)	3.55	6	5.5	3.55
Entrefer g_0 (mm)	0.55	0.7	0.6	0.55
Ouverture relative des encoches ($\alpha_0\tau_p$)	0.25	0.25	0.33	0.25
Ouverture relative des aimants (τ_a/τ_p)/ Nombre de bloc n_b	2/3	7/9	5	19

Tableau III. 6. Performances des réseaux élémentaires (Aimantation radiale Test1)

Rang/Harmonique	1	3	5	7	9	11	13
RNA	69.197	0.000	-3.391	2.269	0.000	-5.382	-2.331
EF	69.207	0.000	-3.413	2.280	0.000	-5.372	-2.345
Analytique	71.282	0.000	-3.435	-2.236	0.000	-4.184	-3.074

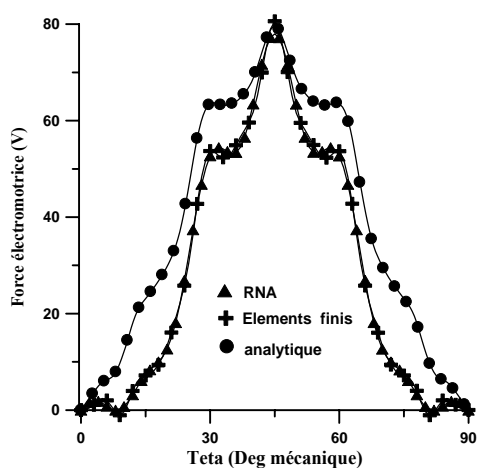


a- Test 1

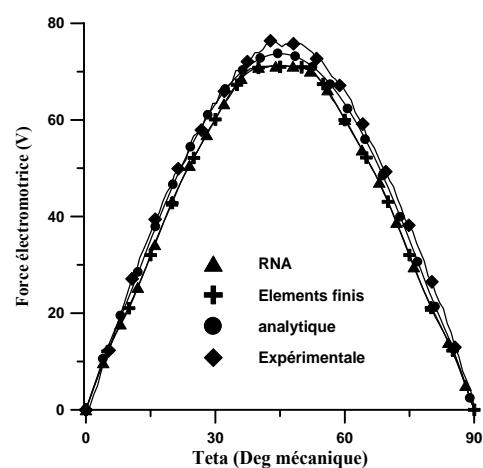


b- Test 2

a- Structure à aimantation radiale



a- Test 1



b- Test 2

b- structure à aimantation sinusoïdale

Fig. III. 12. Forme d'onde de la force électromotrice

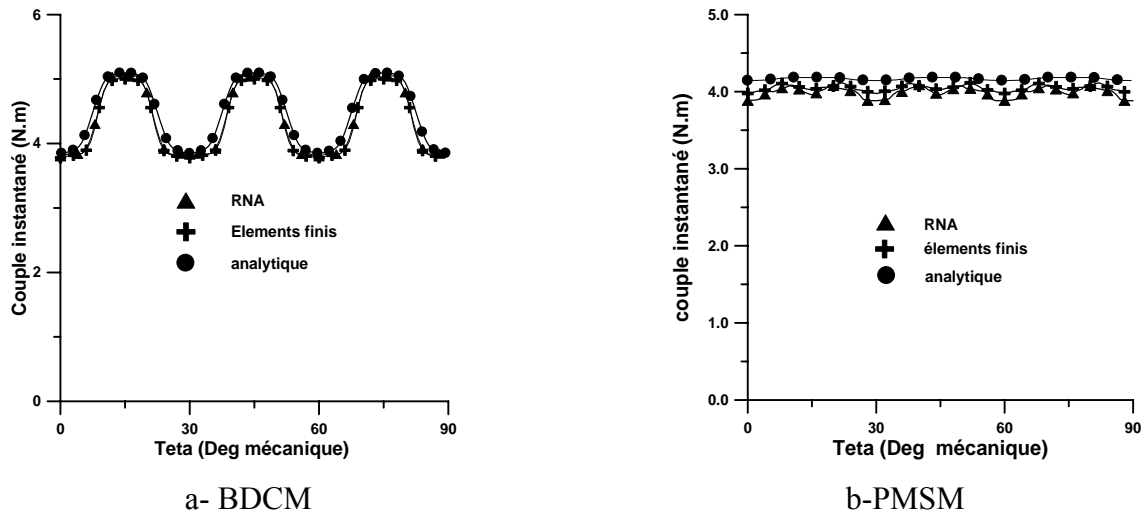


Fig.III.13. Formes d'onde du couple d'interaction (paramètres Test 1)

III. 4. 4. Estimation du couple instantané

L'approche définie est exploitée pour modéliser la relation existant entre le couple instantané de moteurs à aimants et leurs paramètres géométriques. La procédure est appliquée à deux types de moteurs : un moteur à aimants montés sur la surface du rotor et un autre à aimants insérés [79].

Les deux moteurs ont 4 pôles et des stators identiques constitués chacun d'eux de 24 encoches. Les enroulements statoriques sont triphasés à pas diamétral à simple couche. Leur alimentation, dans les deux cas, est assurée par des courants triphasés équilibrés de forme d'onde sinusoïdale.

Pour un moteur à $2p$ pôles tournant à la vitesse angulaire Ω et en considérant $\theta = \Omega t$, le couple instantané peut s'écrire sous la forme d'un développement en série de Fourier :

$$\Gamma(\theta) = \Gamma_{\text{moy}} + \sum_{i=1}^n \Gamma_{a_i} \cos(ip\theta) + \Gamma_{b_i} \sin(ip\theta) \quad (\text{III.7})$$

où :

Γ_{moy} représente le couple moyen produit par le moteur et Γ_{a_i} , Γ_{b_i} sont les coefficients de fourrier d'ordre i .

Notons que pour une alimentation triphasée équilibrée de courants de formes d'ondes sinusoïdales, l'analyse de Fourier montre que seuls les harmoniques d'ordre $6k$ sont présents dans le spectre d'harmonique du couple (voir chapitre I).

Les paramètres géométriques les plus influents sur le couple électromagnétique, considérés dans cette modélisation, sont : le rayon d'alésage, l'entrefer, l'ouverture des encoches, l'épaisseur des aimants et leur ouverture.

L'architecture du RNA permettant de reproduire la forme du couple instantané est représentée sur la Fig. III. 14. On relève, comme dans le cas du modèle de la fem, que le couple moyen et les coefficients des couples harmoniques sont générés à partir de RNA élémentaires.

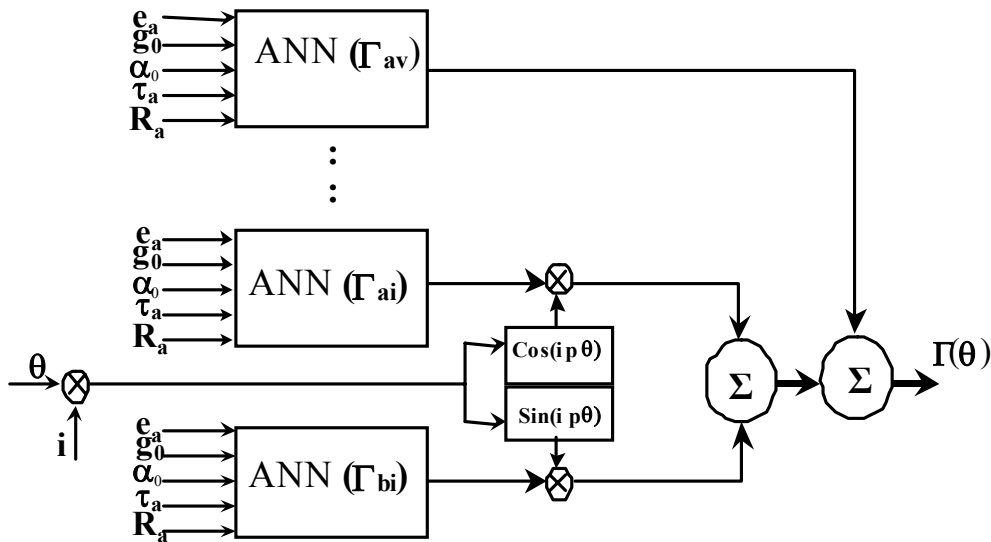


Fig. III. 14. Architecture du modèle RNA pour l'estimation du couple instantané.

III. 4. 4. 1. Génération de l'ensemble d'apprentissage

Le Tableau (III.7) indique les intervalles de variations des paramètres géométriques pour les deux types de machines étudiées. Pour avoir une bonne approximation de l'espace de variation tout en réduisant le nombre de points de l'ensemble d'apprentissage, celui-ci est partagé en sous-espaces et dans chacun d'eux un ensemble de points est généré aléatoirement en utilisant la fonction random. Ainsi, une meilleure répartition des points d'apprentissages sur l'espace de variations est obtenue. Les ensembles, créés pour chaque machine, contiennent 400 exemples.

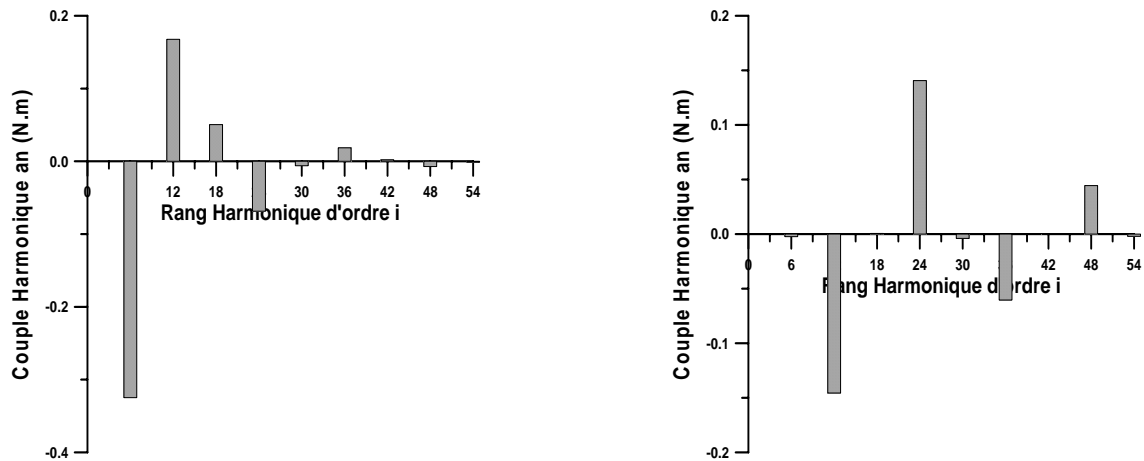
Tableau III.7. Intervalles de variations des paramètres géométriques.

Paramètres	SMPM	IPM	unité
	intervalle	intervalle	
Rayon d'alésage R_a	25 ... 60	25 ... 60	mm
Epaisseur d'aimants e_a	3 ... 12	3 ... 12	mm
entrefer g_0	0,2 ... 1,2	0,2 ... 1,2	mm
Ouverture d'encoches α_0	16 ... 32	16 ... 32	%
Ouverture d'aimants	45 ... 100	35 ... 85	%

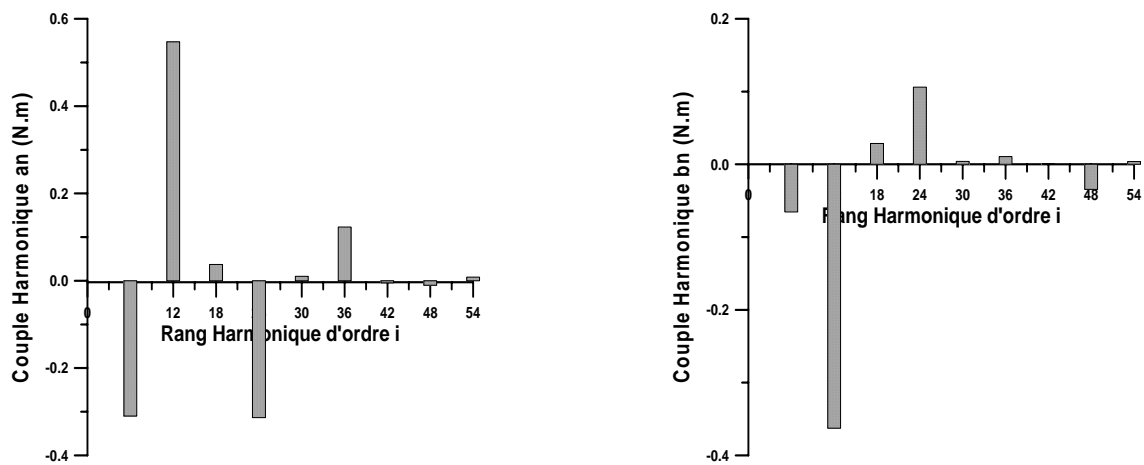
III. 4. 4. 2. Phase d'apprentissage

Le nombre de réseaux élémentaires contenus dans le modèle est déterminé à partir de l'analyse des spectres d'harmoniques des couples développés (Fig. III. 15). Ainsi, pour la machine à aimants montés sur la surface du rotor, ce nombre est de (1+2X12) tandis que pour la machine à aimants insérés, il est de (1+2X14).

Les réseaux de neurones élémentaires utilisés pour calculer les coefficients de Fourier du couple instantané sont du même type que ceux utilisés pour reproduire la fem. Des réseaux à une seule couche cachée semblent mieux convenir. Après plusieurs essais durant la phase d'entraînement, le nombre de neurones dans la couche cachée, a été fixé à 15 pour tous les réseaux élémentaires.



a- Aimants montés sur la surface du rotor ($\Gamma_{\text{moy}}=3.95$ N.m)



b- Aimants insérés ($\Gamma_{\text{moy}}=3.8$ N.m)

Fig. III. 15. Spectre harmonique du couple instantané

III. 4. 4. 3. Validation et performances

Nous illustrons sur la Fig. (III.16 et 17) les formes d'onde des couples pour les exemples donnés dans le Tableau (III.8). Pour les deux types de machines étudiées, les RNA élaborés reproduisent fidèlement le couple instantané.

Les modèles développés sont directement exploitables pour l'analyse de l'influence de certains paramètres géométriques sur le couple instantané. En effet, la rapidité de ces modèles comparativement aux calculs directs par éléments finis, autorise ce type d'analyse.

La Figure III.18 représente, pour la machine à aimants montés sur la surface du rotor, les ondulations du couple en fonction de l'épaisseur et de l'ouverture des aimants. Plusieurs points (e_a , τ_a) où le taux d'ondulations est assez réduit sont à relever.

Tableau III.8. Paramètres des machines utilisées pour le test

Paramètres	SMPM		IPM		Unité
	Test1	Test2	Test1	Test2	
Rayon d'alésage R_a	28.1	45.0	28.1	45.0	mm
Epaisseur des aimants e_a	3.55	7.00	3.55	8.00	mm
Entrefer g_0	0.55	0.80	0.55	0.80	mm
Ouverture relative des encoches α_0	25	33	22.5	22.5	%
Ouverture relative des aimants τ_a	2/3	8/9	2/3	1/2	τ_a/τ_p

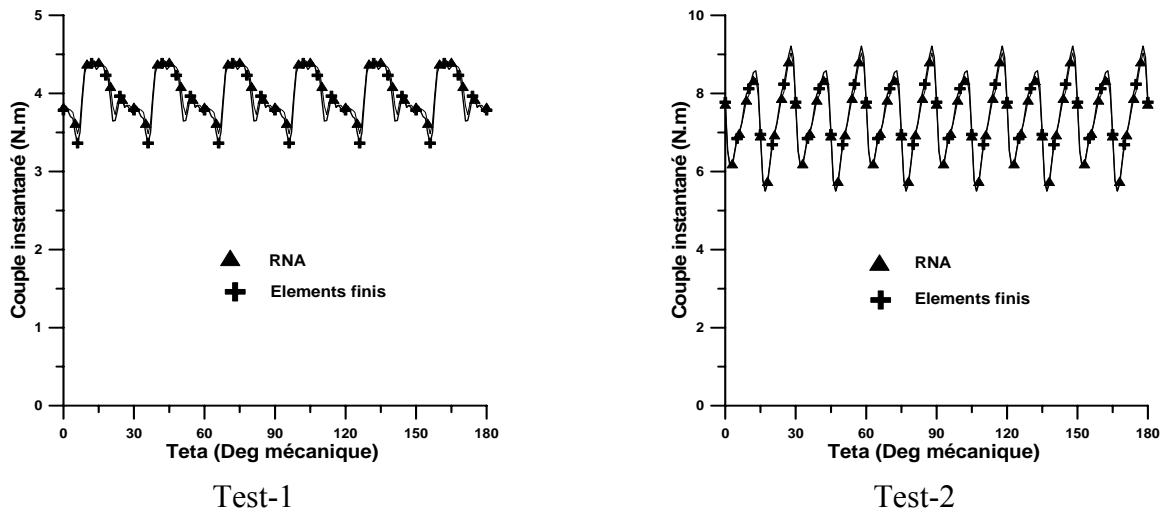


Fig. III. 16. Formes d'ondes du couple instantané (aimants montés sur la surface du rotor)

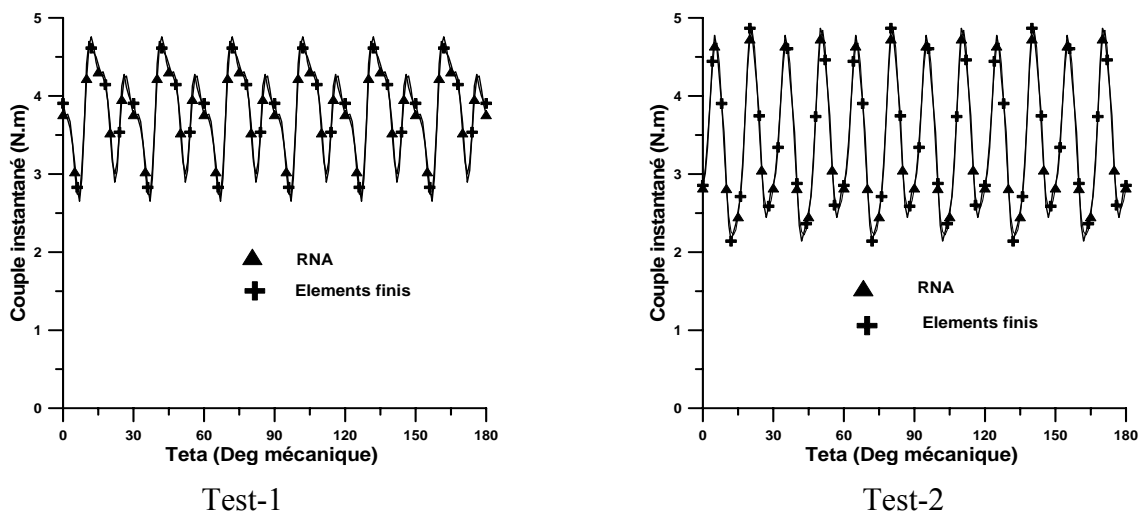


Fig. III. 17. Formes d'ondes du couple instantané (aimants insérés).

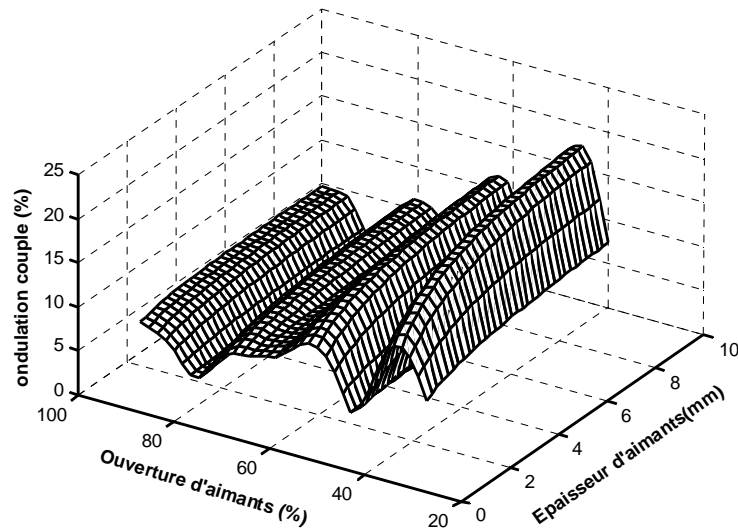


Fig. III. 18. Ondulations du couple en fonction de l'épaisseur et l'ouverture des aimants

III. 5. Conclusion

Les performances des RNA sont conditionnées par un choix judicieux de l'ensemble d'apprentissage. Les méthodes, adoptées dans la génération de cet ensemble, basées sur la loi de distribution uniforme, donnent un nombre de points représentatifs de l'espace de variation qui facilite l'apprentissage et améliore l'approximation.

Les RNA multicouches à propagation directe, constitués d'une seule couche cachée, semblent les mieux convenir pour approximer les formes d'ondes de la force électromotrice et du couple instantané développés par les configurations de machines synchrones à aimants étudiées.

Les modèles de RNA proposés pour reproduire les formes d'ondes des grandeurs instantanées dans des machines à aimants montés sur la surface du rotor, constituent des solutions alternatives aux méthodes numériques dans des procédures itératives d'optimisations. En effet, une fois entraînés, les RNA permettent par leur rapidité un gain considérable en temps de calcul.

Les modèles développés pour évaluer les performances de la machine à aimants montés sur la surface du rotor, seront insérés dans des procédures d'optimisation de la géométrie de la machine, dans le chapitre suivant.

Optimisation des dimensions géométriques d'une machine à aimants montés sur la surface du rotor

IV. 1. Introduction

Durant les phases de conception, les méthodes d'optimisation sont très utiles. En effet, le couplage d'un algorithme d'optimisation sous contraintes avec un modèle d'analyse permet d'explorer un vaste espace des solutions pour converger ainsi vers la meilleure configuration [9], [60].

La résolution d'un problème d'optimisation dans les machines électriques est très souvent complexe car de nombreux facteurs interviennent. Les algorithmes d'optimisation appliqués au domaine de l'Electrotechnique ont connu un grand développement [80], [81], [82], [83]. En effet, ils permettent de résoudre des problèmes qui étaient insolubles auparavant et aboutissent à des solutions originales.

Dans ce chapitre, un aperçu sur les méthodes d'optimisation est présenté et ensuite une technique d'optimisation basée sur la programmation non linéaire quadratique séquentielle (SQP) [84], est appliquée pour rechercher la solution optimale dans le dimensionnement de machines à aimants montés sur la surface du rotor. Cet algorithme sera combiné aux outils de modélisation développés dans les chapitres précédents.

IV. 2. Processus de conception des actionneurs électriques.

Le déroulement d'un processus de conception s'articule généralement autour de trois préoccupations incontournables que constituent (Fig. IV. 1):

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

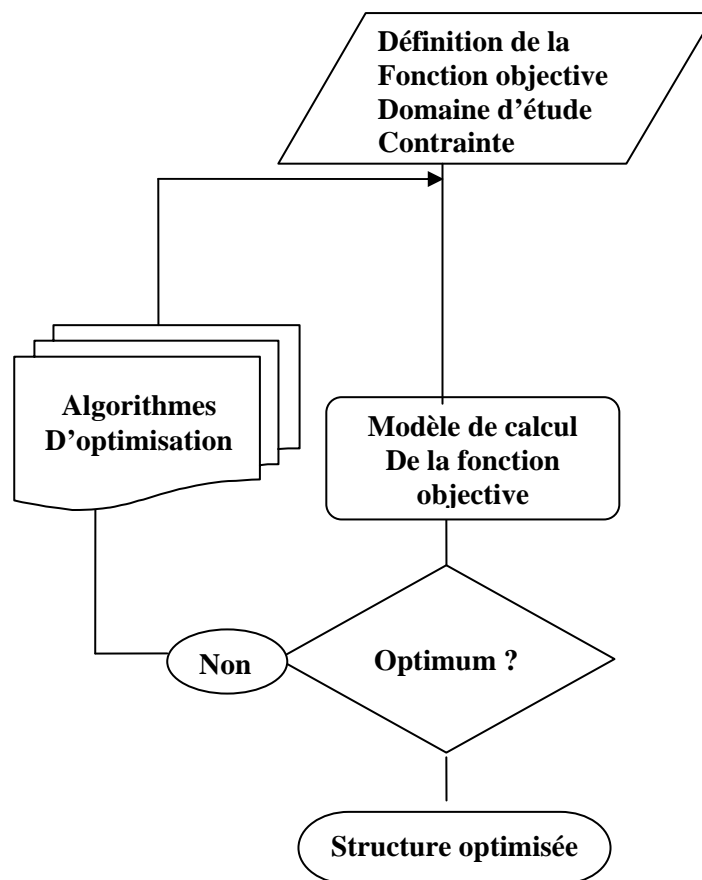


Fig. IV. 1. Déroulement d'une procédure d'optimisation.

IV. 2. 1. Cahiers de charges

L'établissement d'un cahier de charges consiste à exprimer le besoin fonctionnel initial en termes clairs vis-à-vis des performances de l'actionneur à définir [9], [85]. Cette étape, de par la complexité des conditions de service des dispositifs considérés, nécessite la détermination des éléments dimensionnant la structure (contraintes du cahier de charges).

Le cahier de charges d'un moteur est composé de deux parties complémentaires :

- d'une part, la spécification des performances qui définit les caractéristiques électromécaniques du moteur ;

- d'autre part, les contraintes de dimensionnement et le mode de fonctionnement sont imposés par l'application à laquelle on le destine.

Les contraintes d'un cahier de charges portent sur différents aspects de la conversion électromécanique [4], [80]. Elles peuvent porter sur un point de fonctionnement caractérisé, par exemple, par le couple mécanique à fournir à une vitesse donnée ou sur une caractéristique (couple, vitesse). Ces contraintes de fonctionnement sont généralement associées à des contraintes supplémentaires comme la qualité du couple (ondulations du couple réduites) un rendement ou un facteur de puissance maximum, des conditions sur le démarrage etc. ...

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

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

IV. 2. 1. 1. Contraintes magnétiques

Le niveau de l'induction magnétique dans l'entrefer est lié à la valeur maximale de celle qui est tolérée dans le fer et à l'intensité de l'aimantation des aimants. En principe, l'augmentation de l'induction dans le fer favorise la minimisation des épaisseurs de la culasse rotorique et statorique [85]. Cependant, il est préférable de ne pas dépasser le seuil de saturation de telle sorte à ne pas créer de chutes de potentiel et limiter ainsi les pertes fer. Cette induction est fixée, selon le matériau choisi, entre 1.5 et 2 T.

IV. 2. 1. 2. Contraintes électriques

Le courant admissible dans les phases, les inductances de phase et la fréquence de commutation des onduleurs impose un choix judicieux de la structure à utiliser [8].

IV. 2. 1. 3. Contraintes thermiques

La conversion électromécanique s'accompagne toujours de pertes, sources de chaleur, qui provoquent un échauffement des matériaux constitutifs et participent de façon déterminante au dimensionnement de la machine. Ainsi, la connaissance du comportement thermique intervient dès le début de la conception du moteur pour le choix des grandeurs dimensionnelles. Celles-ci sont la densité de courant surfacique à injecter dans les encoches et la nuance d'aimants à utiliser. Dans une application pour laquelle le moteur évolue dans un environnement sous des contraintes de fonctionnement thermiques exigeantes, l'aspect

thermique doit être considéré lors de la conception du moteur [4], [13], d'une part pour éviter de détruire un moteur sous dimensionné (la majorité des défaillances sont la conséquence de surchauffes qui atteignent le point de rupture des matériaux), et d'autre part pour ne pas sur dimensionner inutilement le moteur en négligeant ses aptitudes en surcharges temporaires.

IV. 2. 1. 4. Contraintes mécaniques

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

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

IV. 2. 1. 5. Contraintes géométriques

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

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

IV. 2. 2. Choix de la structure de l'actionneur

Une fois le cahier de charges formulé, il s'agit de définir le concept d'actionneur servant de base à la synthèse de la solution. Cette définition peut s'opérer soit par la sélection d'une solution classique soit à partir de la création de concepts innovants [9]. Soulignons qu'une des difficultés du problème peut résulter de la diversité croissante des solutions potentielles en présence. Cette étape exige de la créativité, de l'expérience et un savoir faire. Souvent, il s'agit de faire des similitudes avec d'autres applications plus au moins proches et déjà traitées. Une étude comparative, fondée sur un pré dimensionnement des structures mises en compétition face au cahier de charges considéré, doit alors permettre de dégager le concept à privilégier.

IV. 2. 3. Dimensionnement de l'actionneur choisi

Le concepteur de machines électriques dispose aujourd'hui d'un grand nombre de méthodes et d'outils susceptibles de l'assister dans sa démarche [14], [80], [85].

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

Le dimensionnement des machines électriques comporte généralement deux phases [9] :

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

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

- La deuxième étape du dimensionnement fait appel aux modèles numériques. Ces méthodes simulent de manière fiable les comportements électromagnétique, mécanique et thermique des structures en deux ou en trois dimensions avec un minimum d'hypothèses. Elles permettent ainsi de valider et d'affiner les solutions potentielles obtenues analytiquement.

IV. 3. Formulation mathématique d'un problème d'optimisation

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

-Une approche classique consiste à développer une procédure qui ramène le problème d'optimisation à une suite de problèmes mathématiques simples à mettre en oeuvre [6], [20], [85]. Cette procédure, sous forme d'un processus itératif, démarre d'une solution initiale établie à partir d'un modèle simple qu'elle corrige au fur et à mesure, afin d'aboutir à la solution qui répond au critère de dimensionnement.

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

-Une autre méthodologie très utilisée pour le dimensionnement des dispositifs Electrotechniques, est celle consistant à ramener le processus de conception à un problème d'optimisation formulé analytiquement [60], [80]. Les critères considérés dans le cahier de

charges sont les fonctions objectives à rendre extrémales (recherche du minimum ou du maximum) et les contraintes auxquelles la solution est soumise correspondent aux spécifications imposées par ce même cahier de charges.

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

$$\left\{ \begin{array}{l} \bullet \text{ Trouver} \\ \qquad \qquad \qquad X = (x_1, x_2, \dots, x_n) \quad x_{i\min} \leq x_i \leq x_{i\max} \\ \bullet \text{ Qui optimise la fonction} \\ \qquad \qquad \qquad \text{Opt } F(X) \\ \bullet \text{ Sous les contraintes} \\ \qquad \qquad \qquad h_i(X) = 0 \quad (i = 1, \dots, nh) \\ \qquad \qquad \qquad g_j(X) \leq 0 \quad (j = 1, \dots, ng) \end{array} \right.$$

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

$F(\mathbf{X})$ appelées fonctions objectives. Elles désignent les critères d'optimisation.

$h_i(\mathbf{X})$ et $g_j(\mathbf{X})$ sont respectivement des contraintes de type égalité et inégalité. Elles définissent les contraintes imposées. Par exemple, le couple moyen imposé pour une contrainte de type égalité et le niveau de saturation du circuit magnétique à ne pas dépasser ou encore le diamètre extérieur limité pour des contraintes de type inégalités.

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

Dans ce qui suit, nous donnons un aperçu sur les méthodes utilisées pour résoudre ce genre de problème.

IV. 4. Méthodes d'optimisation

L'optimisation des machines électriques est, de manière générale, un problème non linéaire. En plus, elle est susceptible de générer plusieurs optima locaux, parmi lesquels se trouve l'optimum global recherché [6], [82]. Toutes les méthodes d'optimisation permettent de trouver un optimum, mais sans garantie que ce soit l'optimum global. La Figure IV.2 illustre les notions d'optimum global et d'optimum local.

Le problème est de choisir une méthode adaptée au problème posé. Les méthodes d'optimisations mises au point sont multiples. Elles peuvent être classées de différentes

manières [9] : généralement elles sont classées en méthodes déterministes et en méthodes non déterministes.

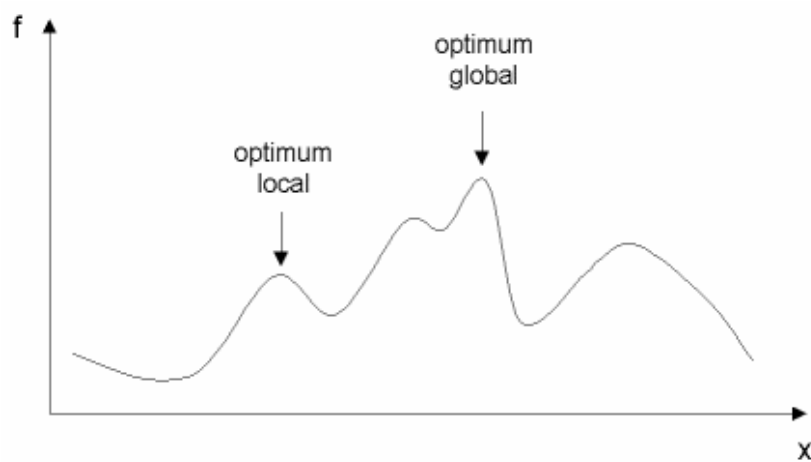


Fig. IV. 2. Optimum global et optimum local.

IV. 4. 1. Méthodes déterministes

Elles offrent, par principe, la certitude d'obtenir l'optimum global recherché (s'il existe) ainsi que tous les optima locaux. La recherche des extrema d'une fonction **F** revient à résoudre un système de n équations à n inconnues :

$$\frac{\partial F}{\partial x_i}(x_1, \dots, x_n) = 0 \quad (\text{IV.1})$$

On peut distinguer les méthodes sans calcul de dérivées et celles avec calcul de dérivées première ou seconde [86].

La recherche de la solution optimale à l'aide d'une méthode sans calcul de dérivées, repose sur des procédures itératives. Elle consiste à explorer l'espace de variations suivant une combinaison de recherche unidimensionnelle. On peut citer, à titre d'exemple :

- les méthodes de relaxation cyclique [87], de Hooke et Jeeves et de Rosenbrock [88]
- l'algorithme d'optimisation «Branch and Bound »[89].

Les méthodes avec calcul de dérivées utilisent un développement en série de Taylor d'ordre un ou deux de la fonction à optimiser pour définir la direction de recherche de la solution optimale.

Selon la stratégie d'approche de l'optimum de la fonction objective, on peut distinguer essentiellement:

IV. 4. 1. 1. Méthode du gradient

Le principe de base de cette méthode consiste à minimiser une fonction à plusieurs variables, en se donnant un point de départ arbitraire représentant la solution initiale. On cherche alors une direction de descente suivant laquelle la fonction objective décroît si on incrémente la solution initiale. Le pas de descente peut être fixe ou variable, donnant naissance à une multitude de variantes de la méthode de descente.

La procédure itérative de ces méthodes se fait comme suit : on choisit un point initial, on définit la direction de descente, ensuite un pas de déplacement approprié est calculé par une technique dite de line-search [90]. Le processus est répété avec le nouveau point trouvé jusqu'à ce qu'un minimum local soit obtenu.

Le schéma algorithmique général de ce type de méthode est le suivant :

- solution initiale X_0
- calcul d'une direction de descente d_i
- calcul d'un pas de déplacement α_i par line-search
- calcul du nouveau jeu de variables : $X_{i+1} = X_i + \alpha_i d_i$
- test de convergence.

IV. 4. 1. 2. Méthode du gradient conjugué

Du point de vue algorithmique la méthode du gradient conjugué est inspirée de la méthode du gradient [90], mais les directions de descente successives sont construites de façon à ce qu'elles soient mutuellement conjuguées par rapport à la matrice hessienne. Cette méthode est très intéressante pour les fonctions non linéaires, parce qu'elle ne nécessite qu'un très faible stockage d'informations.

IV. 4. 1. 3. Méthode du type Newton

Cette méthode est surtout utilisée pour résoudre un système d'équations non linéaires [91] : $F(x)=0$, telles que F est un vecteur de fonctions non linéaires de n composantes. Ensuite, elle a été utilisée pour rechercher un extremum d'une fonction objective.

Partons d'une solution initiale X_0 , la solution à l'itération X_{k+1} est calculée d'après l'équation suivante :

$$X_{k+1} = X_k - J_{ac}(X_k)^{-1} * F(X_k) \quad (IV.2)$$

L'inconvénient majeur de cette méthode qui appartient aussi aux méthodes de descente, est qu'elle peut converger vers un optimum local.

IV. 4. 2. Méthodes non-déterministes

Les méthodes non déterministes ou stochastiques associent des probabilités dans leur mise en oeuvre. Les plus couramment utilisées sont :

IV. 4. 2. 1. Méthode de Monte Carlo

Elle consiste en une exploration globale de l'espace des solutions en générant, à l'aide d'une loi de distribution uniforme, des combinaisons aléatoires des paramètres descriptifs du système [87]. Ensuite, la fonction objective est évaluée pour chaque combinaison. La solution qui optimise la fonction objective et vérifie l'ensemble des contraintes est alors obtenue en utilisant un test de comparaison.

Pour obtenir des solutions fiables, un très grand nombre de combinaisons aléatoires est nécessaire. Le temps de calcul constitue alors l'une des faiblesses de cette méthode.

IV. 4. 2. 2. Méthode du recuit simulé

Cette méthode est basée sur une analogie avec les processus de recuit utilisés en métallurgie et qui visent à atteindre une configuration d'énergie minimale [64], [87].

On effectue des déplacements aléatoires à partir d'un point initial. Si un déplacement mène à une valeur plus grande de la fonction F , il est accepté sinon, il est accepté avec une probabilité donnée par :

$$p = e^{-\frac{|\Delta F|}{kT}} \quad (\text{IV.3})$$

où:

ΔF est la variation de la fonction, T est assimilé à une température qui décroît au cours du temps et k une constante.

IV. 4. 2. 3. Algorithmes Evolutionnaires

Mis en œuvre par JH Holland durant les années 70 [92], ils doivent leurs appellations à l'analogie avec les mécanismes de la sélection naturelle et la génétique de l'évolution. Le principe est de modéliser les phénomènes naturels qui sont la reproduction des espèces, la survie et l'adaptation des individus. Ces algorithmes sont de plus en plus exploités dans l'optimisation car ils sont particulièrement bien adaptés aux problèmes d'optimisation comportant de nombreux paramètres [93], [94].

IV. 4. 2. 4. Méthodes hybrides

On peut, par exemple, utiliser la méthode des gradients en partant d'un grand nombre de points choisis aléatoirement. On peut ainsi espérer déterminer au fur et à mesure tous les optima locaux de la fonction objective [95].

IV. 4. 2. 5. Plans d'expériences

Des procédures basées sur les plans d'expériences sont exploitées dans des problèmes d'optimisation [96]. Ces procédures consistent à organiser la démarche expérimentale et

l'analyse décisionnelle en appliquant des règles rigoureuses basées sur l'exploitation des propriétés algébriques et statistiques des matrices décrivant les expériences.

Une recherche des seuls paramètres influents est effectuée par l'intermédiaire des plans fractionnaires afin que seuls les facteurs les plus influents soient gardés lors de l'optimisation. Puis, l'utilisation de méthodes directes par plans d'expériences successifs permet de rechercher l'optimum [61]. Des procédures d'optimisations, couplant les plans d'expériences et les méthodes classiques d'optimisation ont été élaborées avec succès [97].

IV. 4. 3. Présentation de la méthode de programmation quadratique séquentielle

La recherche de la solution sur une fonction objective quelconque est généralement un problème de programmation non linéaire. Ce type de problème peut être résolu en considérant directement ou indirectement les contraintes imposées par le cahier de charges [19], [98]. Pour des raisons de robustesse et de facilité de mise en œuvre, un problème avec contraintes est transformé en une série de problèmes sans contraintes.

En choisissant un sous ensemble de contraintes à vérifier indirectement, on peut définir, pour un problème d'optimisation avec contraintes, plusieurs problèmes équivalents sans contraintes. Ses contraintes sont ainsi intégrées dans une nouvelle fonction objective de telle sorte que celle-ci ne soit optimale que si les contraintes sont satisfaites.

L'intégration d'un ensemble de contraintes dans la fonction objective peut se faire de plusieurs manières. L'une des méthodes les plus répandues, appelée méthode de Lagrange ou Karush-Kuhn-Tucker [86], consiste à définir un Lagrangien qu'on associe à la fonction objective initiale à optimiser.

Pour inclure un ensemble de contraintes sous forme de pénalités, la formulation mathématique du Lagrangien associé peut être définie par:

$$L(X, \lambda) = F(X) + \sum_{i=1}^{nh} \lambda_i h_i(X) + \sum_{i=1}^{ng} \lambda_{i+nh} g_i(X) \quad (IV.4)$$

λ est un vecteur formé des multiplicateurs de Lagrange correspondant au $(nh+ng)$ contraintes. Généralement, les contraintes imposées sur les grandeurs de sortie sont intégrées dans la fonction objective alors que les contraintes sur les variables d'entrée, correspondant aux paramètres à optimiser, sont prises en compte directement en délimitant l'espace de recherche de l'algorithme d'optimisation.

Pour résoudre un problème d'optimisation non linéaire, plusieurs stratégies sont envisageables. Les méthodes de programmation quadratique successive ou séquentielle (SQP) sont sans conteste les plus efficaces et les plus utilisées [90].

Le principe de la méthode SQP repose sur une reformulation itérative du problème d'optimisation non linéaire en un problème de programmation quadratique, au moyen d'une approximation quadratique du lagrangien de la fonction objective et d'une linéarisation des

contraintes. Le problème ainsi défini est ensuite résolu, pour chaque itération. La progression vers la solution optimale est effectuée à partir de points intermédiaires proches du domaine des contraintes. Contrairement à de nombreuses méthodes qui vérifient les contraintes à chaque itération, la méthode SQP n'impose la satisfaction des contraintes que pour la solution finale. La formulation mathématique de sous problèmes de programmation quadratique qu'on obtient à la k-ème itération s'écrit :

$$\begin{cases} \text{Opt} \left[F(X_k) + \nabla^T F(X_k) \delta X_k + \frac{1}{2} X_k^T \nabla^2 L(X_k, \lambda_k) \delta X_k \right] \\ h_i(X_k) + \nabla^T h_i(X_k) \delta X_k = 0 \\ g_j(X_k) + \nabla^T g_j(X_k) \delta X_k \leq 0 \end{cases} \quad (\text{IV.5})$$

La structure générale de l'algorithme de programmation quadratique successive passe par les étapes suivantes :

- 1-initialisation du problème.
- 2-Evaluation de la fonction objective et des contraintes.
- 3-Evaluation des gradients de la fonction objective et des contraintes.
- 4-Résolution du sous problème quadratique.
- 5-Vérification des conditions d'arrêts ; si vérifiées une solution est trouvée sinon
 - a- Estimation du Hessien.
 - b- Estimation des paramètres de Lagrange et de Kuhn-Tucker
 - c- Estimation de la direction de descente δx_k
 - d- Estimation de la longueur du pas α_k
 - e- Calcul du nouveau point $x_{k+1} = x_k + \alpha_k \delta x_k$
- 6-Retour à l'évaluation de la fonction objective et des contraintes.

IV. 5. Dimensionnement d'une machine synchrone à aimants

Dans ce qui suit, on se propose de dimensionner une structure de la machine à aimants permanents présentée au chapitre I.

Pour rappel, elle est constituée d'un stator classique, d'un bobinage triphasé à simple couche à pas diamétral et d'un rotor à aimants montés sur la surface du rotor. L'alimentation est assurée par un onduleur de tension contrôlé en courant délivrant des courants triphasés

équilibrés de forme sinusoïdale. Les aimants de type NdFeB ont une aimantation orientée radialement.

Le cahier de charges fixe comme objectif, la recherche des paramètres géométriques de la structure permettant d'obtenir un rapport couple/volume d'aimants optimal et un taux d'ondulations de couple minimal.

Dans le dimensionnement de la machine, le choix des variables d'optimisation est toujours délicat. Généralement une étude préliminaire s'avère nécessaire pour dégager les variables les plus influentes sur les grandeurs caractérisant le fonctionnement de la machine. Dans notre cas, Les paramètres ayant une influence prépondérante sur le couple, à déterminer à partir de la procédure de dimensionnement, sont définis dans le Tableau (IV.1). Les autres paramètres, fixés par le cahier de charges, sont décrits sur le Tableau (IV.2). Par ailleurs, le cahier de charges impose un couple moyen et des limites sur le diamètre extérieur. On note que les paramètres géométriques à déterminer varient dans des intervalles qui correspondent aux limites raisonnables de faisabilité.

Tableau IV. 1. Paramètres variables

e_a	Épaisseur des aimants (mm)
θ_0	Ouverture relative des aimants ($\% \tau_p$)
ξ	Ouverture relative d'encoche ($\% \tau_D$)
g_0	Entrefer (mm)
R_2	Rayon d'alésage (mm)
h_{enc}	Profondeur des encoches (mm)
C_s	Hauteur culasse stator (mm)
C_r	Hauteur culasse rotor (mm)

Tableau V. 2. Valeurs des paramètres constants.

DESIGNATIONS	VALEURS
Aimantation des aimants (M)	1.17 T
Perméabilité relative des aimants (μ_r)	1.07
Amplitude du courant de phase	6 A
Densité de courant J_{cu}	5 A/mm ²
Nombre de paire de pôle p	2
Nombre d'encoches	24
Nombre du conducteur dans une encoche N_c	40
Longueur active de la machine l_u	50.82 mm
Induction magnétique dans le fer	1.5T
Fréquence de l'alimentation f_r	50Hz

IV. 5. 1. Outils de dimensionnement

L'opération consiste à calculer les grandeurs descriptives du moteur qui répondent au mieux aux objectifs assignés dans le cahier de charges.

La démarche suivie pour calculer les différents paramètres géométriques passe par deux procédures d'optimisation.

-Dans une première procédure nous recherchons, pour un couple moyen donné, les dimensions de la structure de la machine envisagée qui optimisent le rapport couple/volume des aimants. On utilisera à cet effet le modèle analytique de calcul de champ dans la procédure d'optimisation basée sur la méthode SQP.

-Dans une deuxième procédure, nous optimisons les grandeurs géométriques liées à la minimisation des ondulations de couple. Nous associons dans ce cas, le modèle éléments finis - RNA élaboré au chapitre III, à l'algorithme d'optimisation SQP [99].

Afin de déterminer l'ensemble des paramètres descriptifs de la géométrie de la machine, nous rajoutons à nos outils de dimensionnement des relations permettant d'extraire les épaisseurs des culasses et la profondeur des encoches.

IV. 5. 1. 1. Calcul des hauteurs des culasses statorique et rotorique

Les dimensions des culasses étant généralement liées au niveau de l'induction maximale qu'on s'autorise au niveau du fer [20], [85]. Celles-ci sont déterminées en utilisant le principe de conservation du flux créé par les aimants et traversant le stator et le rotor respectivement.

Le flux dans la culasse Φ_c est égal à la moitié du flux Φ_a produit par les aimants (Fig.IV.3):

$$\Phi_c = \frac{\Phi_a}{2} \quad (IV.6)$$

Le flux Φ_a s'obtient à partir de l'expression suivante :

$$\Phi_a = L_u \int_{\tau_p} B_r r d\theta \quad (IV.7)$$

En exploitant le modèle analytique pour le calcul de l'induction radiale produite par les aimants, la relation (IV.7) devient :

-Pour le flux qui traverse le stator.

$$\Phi_{cs} = 2L_u \sum_{n=1}^{\infty} \left[e_{1n} R_2^{np} + e_{2n} R_2^{-np} \right] \sin\left(np \frac{\theta_0}{2} \right) \quad (IV.8)$$

-Pour celui qui traverse le rotor.

$$\Phi_{cr} = 2L_u \sum_{n=1}^{\infty} \left[a_{1n} R_0^{np} + a_{2n} R_0^{-np} + \psi_n(R_0) \right] \sin\left(np \frac{\theta_0}{2} \right) \quad (IV.9)$$

L'expression du flux canalisé par la culasse d'épaisseur e_c est la suivante :

$$\Phi_c = B_c L_u e_c \quad (IV.10)$$

B_c étant l'induction maximale qu'on s'autorise au niveau du fer.

A partir des relations (IV.9) et (IV.10), nous pouvons déduire les expressions des épaisseurs des culasses statorique et rotorique.

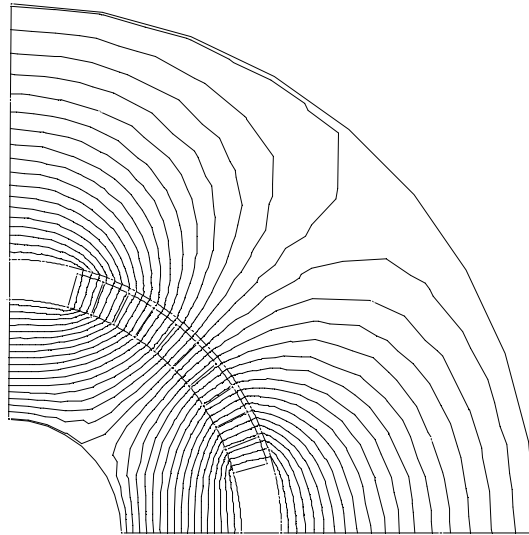


Fig. IV. 3. Chemin emprunté par les lignes de champs des aimants

IV. 5. 1. 2. Profondeurs des encoches

La densité surfacique de courant J_{cu} qu'on s'autorise dans l'encoche et dont dépend l'échauffement de la machine, est un paramètre déterminant pour le dimensionnement de la section de cette encoche [85]. En effet, on montre qu'à diamètre et à longueur de machine donnés, les pertes Joule sont proportionnelles au carré de cette densité. Le choix de J_{cu} est lié au compromis entre les dimensions minimales et à un échauffement acceptable. Pour un moteur sans système de refroidissement auxiliaire, les valeurs de J_{cu} sont comprises entre 2 et 5 A/mm².

Les ampères tours injectés dans l'encoche s'écrivent ainsi :

$$N_s I = k_{rs} J_{cu} S_{enc} \quad (IV.11)$$

S_{enc} étant la surface de l'encoche exprimée par :

$$S_{enc} = h_{enc} R_2 \xi \quad (IV.12)$$

h_{enc} est la profondeur de l'encoche et ξ son ouverture exprimée en radian mécanique.

Pour tenir compte de la dispersion des conducteurs dans la surface des encoches et des épaisseurs des isolants, on introduit le coefficient de remplissage k_{rs} , rapport de la surface effectivement occupée par le cuivre à la surface de bobinage offerte. Ce coefficient est de l'ordre de $k_{rs} \approx 0.40$.

De là, on peut déduire la profondeur de l'encoche h_{enc}

$$h_{enc} = \frac{N_s I}{k_{rs} J_{cu} R_2 \xi} \quad (IV.13)$$

Le rayon extérieur R_3 s'exprime par:

$$R_3 = R_2 + h_{enc} + h_{cs} \quad (IV.14)$$

De même, le rayon de l'arbre est donné par :

$$R_{arb} = R_0 - h_{cr} \quad (IV.15))$$

IV. 5. 2. Optimisation du couple/volume d'aimants

Il s'agit de définir, pour un couple moyen donné, les dimensions de la machine qui optimise le rapport : couple/volume d'aimants. Les paramètres à optimiser dans ce cas sont : le rayon d'alésage, la largeur d'entrefer, l'épaisseur et l'ouverture des aimants.

Le critère d'optimisation, traduit sous forme de fonction objective, s'écrit :

$$f(x) = \frac{\Gamma_{moy}}{V_{aim}(\tau_a, e_a)} \quad (IV.16)$$

En exploitant le modèle analytique, l'expression du couple moyen, pour une alimentation sinusoïdale, est donnée par:

$$\Gamma_{moy} = \frac{3}{2} L_u R_2 \pi p J_1 (e_1 R_2^p + e_2 R_2^{-p}) \quad (IV.17)$$

Le volume d'aimant est calculé à partir de l'expression suivante :

$$V_{aim} = p L_u \theta_0 (R_1^2 - R_0^2) \quad (IV.18)$$

Dans ce problème d'optimisation, on s'est fixé deux types de contraintes :

-Une contrainte égalité qui se traduit par :

$$g(x) = \Gamma_{moy} - \Gamma_0 \quad (IV.19)$$

où Γ_{moy} et Γ_0 sont respectivement le couple moyen et celui imposé par le cahier de charges de valeur égale à 4N.m .

-Des contraintes inégalités qui expriment les limites inférieures et supérieures de l'espace de variations des paramètres à optimiser :

$$\begin{cases} R_{\text{ext}} \leq 60 \text{ mm} \\ \frac{1}{2} \tau_p \leq \theta_0 \leq \tau \\ 3 \text{ mm} \leq e_a \leq 8 \text{ mm} \\ 0.35 \text{ mm} \leq g_0 \leq 0.9 \text{ mm} \end{cases} \quad (\text{IV.20})$$

La convergence de l'algorithme d'optimisation nécessite une bonne initialisation du vecteur d'entrée. Pour se faire, on a effectué une étude paramétrique préalable afin de localiser les bonnes valeurs du vecteur initial.

L'évolution du couple moyen, en fonction du rayon d'alésage, montre que pour différentes largeur de l'entrefer, épaisseurs et ouvertures des aimants (Figs. IV.4, IV.5 et IV.6), un couple de 4 N.m est obtenu pour un rayon d'alésage voisin de 28.5 mm.

Pour un rayon d'alésage de 28.5 mm et un entrefer de 0.8 mm, on représente aussi, sur la Fig. IV.7, l'évolution du couple moyen en fonction des deux variables (θ_0, e_a).

Une convergence rapide de l'algorithme d'optimisation est assurée, en considérant le vecteur initial $X_0 = [R_2 = 28.5\text{mm}, g_0 = 0.8\text{mm}, e_a = 8\text{mm}, \theta_0 = 60^\circ\text{Ele}]$.

Les paramètres de la machine, après cette première phase d'optimisation, sont donnés sur le Tableau IV.3. Pour le même couple moyen, Une économie relativement considérable en volume d'aimants a été réalisée. En effet, ce volume d'aimants a été réduit de 40361(mm³) à 18622(mm³). En pourcentage, cela correspond à 53.8%.

Tableau. IV. 3. Paramètres de la machine après la phase de pré dimensionnement

Paramètres/performances	Machine initiale	Machine Pré-optimisée	Unité
Epaisseur des aimants	8	3.55	mm
Ouverture des aimants	60	57.9	° éle
Rayon d'alésage	28.5	28.2	mm
Largeur de l'entrefer	0.8	0.55	mm
Profondeur des encoches	15.1	15.2	mm
Hauteur de la culasse stator	10.9	10.4	mm
Hauteur de la culasse rotor	7.6	8.9	mm
Rayon externe	54.5	53.9	mm
Volume des aimants	40361	18622	mm ³
Couple moyen	3.9177	3.9950	N.m

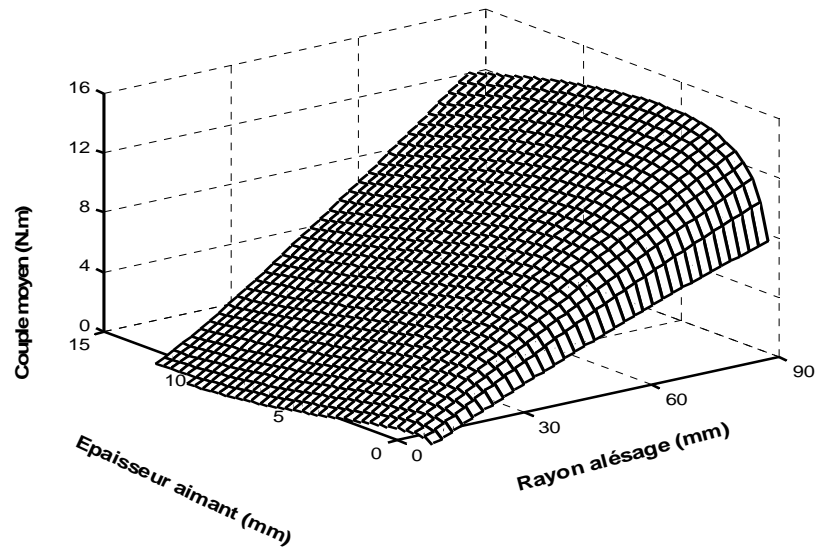


Fig. IV. 4. Variation du couple moyen en fonction de l'épaisseur des aimants et du rayon d'alésage.

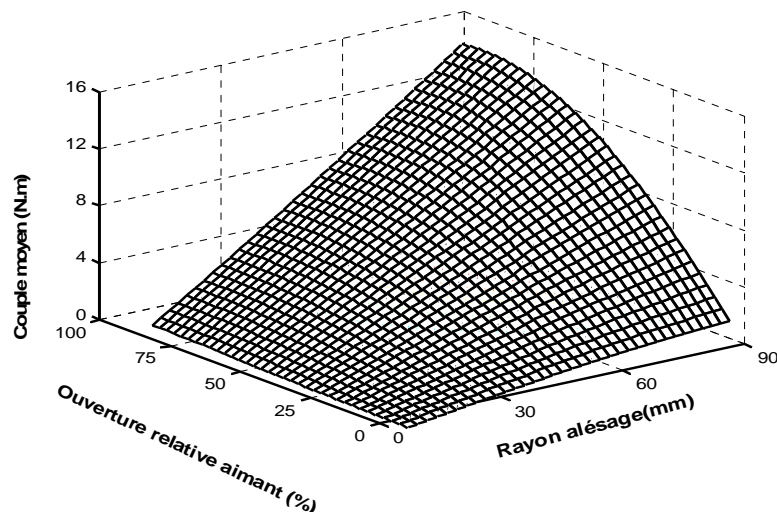


Fig. IV. 5. Variation du couple moyen en fonction de l'ouverture des aimants et du rayon d'alésage.

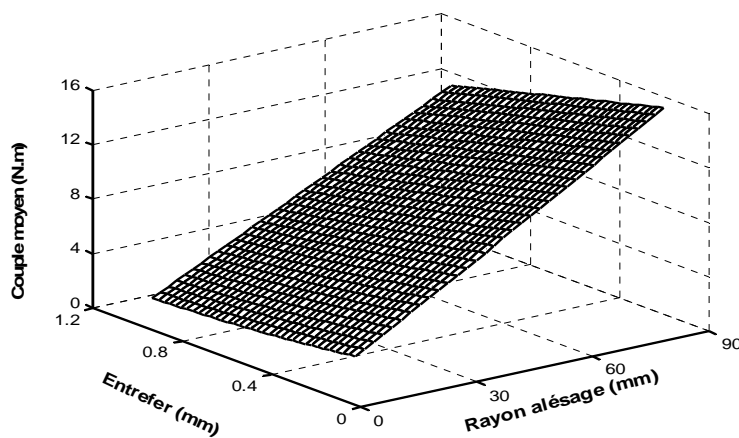


Fig.IV.6:Variation du couple moyen en fonction de l'entrefer et du rayon d'alésage.

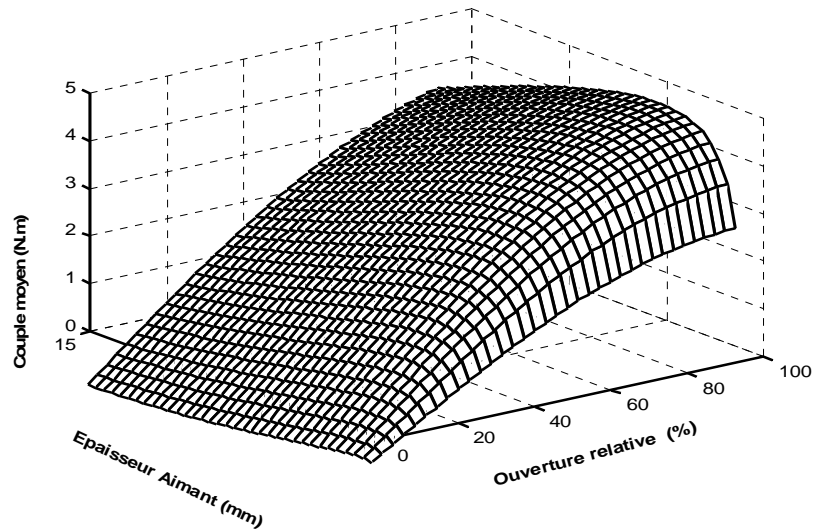


Fig. IV. 7. Variation du couple moyen en fonction de l'épaisseur et de l'ouverture des aimants

IV. 5. 3. Minimisation des ondulations du couple

Le but de cette deuxième phase d'optimisation est de minimiser les ondulations du couple de la structure étudiée. Le problème d'optimisation se traduit mathématiquement par :

$$F(x) = 100 \frac{\Gamma_{\max} - \Gamma_{\min}}{2\Gamma_{\text{moy}}} \quad (\text{IV.21})$$

Γ_{\max} et Γ_{\min} sont respectivement le couple maximum et le couple minimum développés par la machine.

Dans ce problème la valeur moyenne du couple, toujours fixée à 4 N.m pour le prototype étudié, est prise comme contrainte type égalité.

Les limites des paramètres des dimensions représentent les contraintes de type inégalité :

$$\left\{ \begin{array}{l} R_{\text{ext}} \leq 60 \text{ mm} \\ \frac{1}{2}\tau_p \leq \theta_0 \leq \tau \\ 3 \text{ mm} \leq e_a \leq 8 \text{ mm} \\ 0.35 \text{ mm} \leq g_0 \leq 0.9 \text{ mm} \\ 0.25 \leq \alpha_0 \leq 0.75 \end{array} \right. \quad (\text{IV.22})$$

En observant, l'évolution du taux d'ondulation en fonction des différents paramètres de dimensionnement, on note que celui-ci a plusieurs minimums locaux (Figs. IV.8 et IV.9). Afin d'approcher très rapidement le minimum global, l'algorithme d'optimisation est initialisé au vecteur $X_0 = [R_2 = 27.7\text{mm}, g_0 = 0.6\text{mm}, e_a = 4\text{mm}, \theta_0 = 65^\circ\text{Ele}, \alpha_0 = 75\%]$.

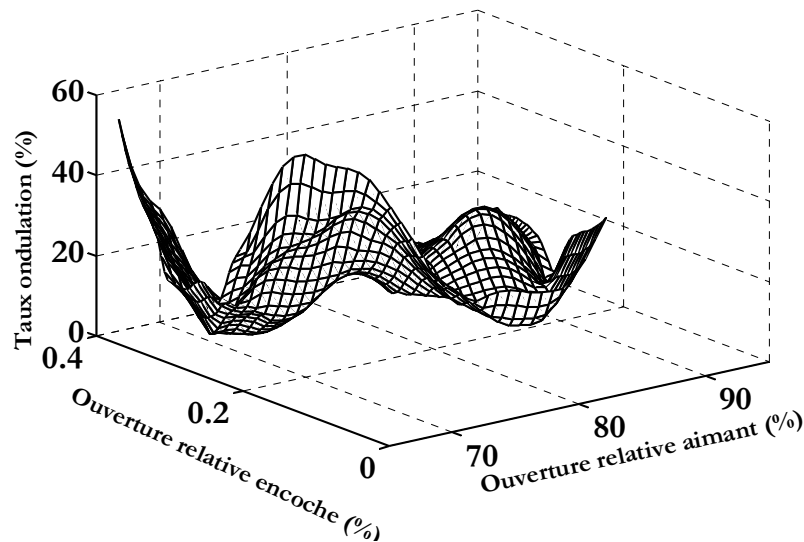


Fig. IV. 8. Taux d'ondulation du couple en fonction des ouvertures des aimants et des encoches.

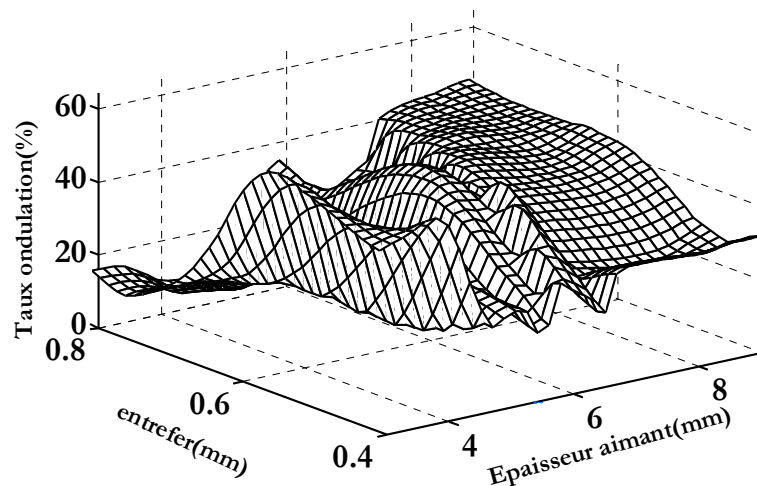


Fig. IV. 9. Taux d'ondulation du couple en fonction de l'épaisseur des aimants et de la largeur de l'entrefer.

Sur le Tableau (IV.4) sont indiqués l'évolution des paramètres durant les différentes phases d'optimisation. On représente également, sur la Fig.IV.10, l'évolution de la forme d'onde du couple durant ces phases. On note une nette amélioration de cette forme. En effet, pour le même couple, le taux d'ondulation passe d'une valeur de 15.5 % à 4.6%.

On relève cependant, à partir des résultats obtenus, que l'amélioration de la qualité du couple nécessite un volume d'aimants supplémentaire pour la structure étudiée.

Tableau. IV. 4. Paramètres de la machine durant les phases de dimensionnement

Paramètres/performances	M/analytique	M/initiale	M/optimisée	Unité
Epaisseur des aimants	3.55	4	3.4	mm
Ouverture des aimants	57.9	65	76.5	°Ele
Rayon d'alésage	28.2	27.7	26.8	mm
Largeur de l'entrefer	0.55	0.6	0.75	mm
Ouverture relative d'encoche	33.33	25	15	%
Profondeur des encoches	15.2	15.5	16	mm
Hauteur de la culasse stator	10.4	11.5	13.1	mm
Hauteur de la culasse rotor	8.9	9.6	11.1	mm
Rayon externe	53.9	54.7	56	mm
Volume des aimants	18622	23154	22470	mm ³
Couple moyen	3.83	4.05	4.01	N.m
Taux ondulation du couple	26.2	15.5	4.6	%

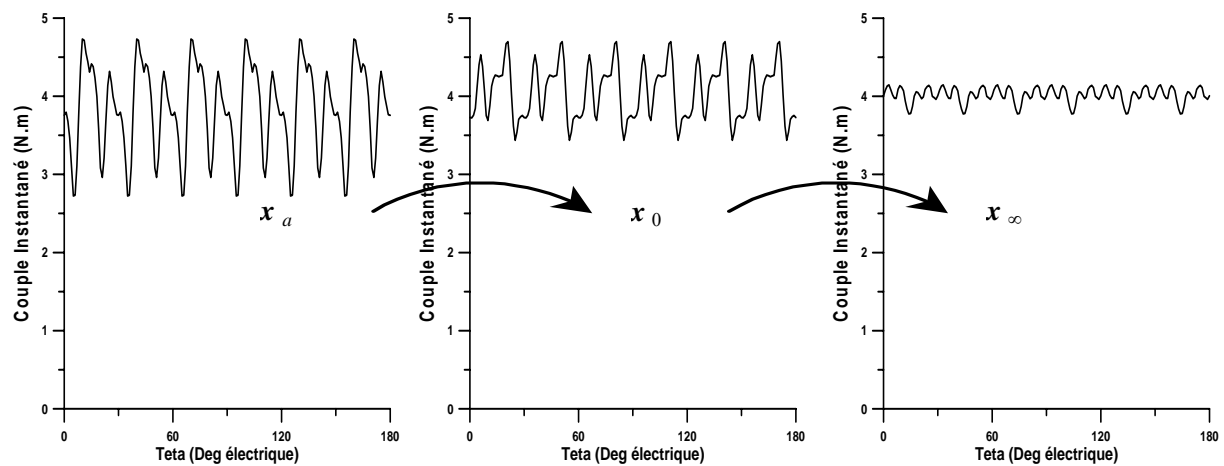


Fig. IV. 10. Couple instantané durant les phases de dimensionnement

IV. 6. Conclusion

Le travail effectué consiste à rechercher les dimensions géométriques optimales d'une machine synchrone à aimants permanents montés sur la surface du rotor, par un algorithme de programmation non linéaire (SQP) en utilisant deux critères sous contraintes : maximiser le rapport couple/volume d'aimant et minimiser le taux d'ondulation du couple

La solution initiale X_0 , nécessaire à l'initialisation de l'algorithme d'optimisation est déterminée à partir de l'exploitation des outils d'analyse. La recherche de celle-ci, importante pour la convergence rapide de l'algorithme, est guidée par la contrainte d'égalité fixant le couple moyen à la valeur de 4 N.m dans le cas du prototype étudié.

L'association du modèle basé sur les RNA et de la méthode SQP, nous a permis de réduire considérablement le temps de calcul dans la recherche de la solution optimale. Il est à noter que la convergence vers cette solution dépend du choix de la solution initiale.

A partir des résultats obtenus, on observe que l'amélioration de la qualité du couple nécessite un volume d'aimants supplémentaire dans le cas de la structure étudiée.

Conclusion Générale

Les aspects liés à la conception des actionneurs électriques à aimants sont multiples. Ils concernent le type d'aimant, la structure de la machine, le mode d'alimentation et le type de commande qu'on ne peut dissocier.

En fonction des performances exigées de plus en plus sévères, nous avons vu, dans le cas de machines synchrones à aimants montés sur la surface du rotor, que plusieurs solutions sont envisageables, parmi lesquelles, celles qui portent sur la structure. En effet, pour améliorer la qualité du couple, on peut considérer le sens d'aimantation des aimants, leurs dispositions au niveau du rotor ainsi que leurs formes géométriques. On peut aussi considérer le type de bobinage, la forme et le nombre des encoches, la polarité de la machine et la forme d'onde des courants d'alimentation.

Nous avons développé des modèles d'analyses et des outils de dimensionnement appliqués à ces machines synchrones à aimants montés sur la surface du rotor.

Le modèle d'étude développé basé sur la résolution analytique des équations du champ, donne des expressions explicites entre les performances et les paramètres de dimensionnement. Il constitue ainsi un outil efficace pour l'analyse des différentes configurations de machines étudiées. Il nous permet en particulier dans une procédure de dimensionnement, suivant les contraintes qu'impose le cahier des charges, de dégager très rapidement les solutions envisageables.

Le modèle numérique développé, qui est basé quant à lui sur la résolution des équations du champ par la méthode des éléments finis en 2D, tient compte de la structure réelle de la machine, des caractéristiques électriques et magnétiques de ses différentes parties, de son mode d'alimentation et du mouvement du rotor par rapport au stator. A l'aide de cet outil, on a affiné l'analyse des performances des structures envisagées en étudiant certaines caractéristiques inaccessibles par la modélisation analytique. On a ainsi montré l'influence de la géométrie de la structure sur les ondulations du couple instantané notamment celles dues au couple de détente.

Dans cette étude, on a élaboré des modèles basés, sur les réseaux de neurones artificiels, pour reproduire les formes d'ondes de la force électromotrice et du couple instantané développés par des configurations de machines synchrones à aimants. Ces modèles exploitent des données issues d'un calcul par éléments finis pour leurs entraînements. Un algorithme, basé sur la loi de distribution uniforme, a été conçu pour générer l'ensemble d'apprentissage en permettant d'avoir une bonne approximation de l'espace de variation tout en réduisant le temps de calcul durant l'étape de génération. Une fois entraînés, les RNA multicouches à

propagation directe constituent de très bons modèles d'approximations pour des fonctions non linéaires multi variables.

On a montré que la modélisation par RNA, des relations non linéaires reliant les performances d'un actionneur à ses grandeurs de construction, peut constituer une alternative intéressante aux méthodes numériques dans des procédures itératives d'optimisations. L'intégration des différents modèles de calcul, associés à une méthode robuste d'optimisation basée sur la programmation quadratique successive (SQP) dans une démarche de dimensionnement, constitue un moyen rapide et précis pour la recherche de la solution finale qui répond le mieux aux exigences du cahier des charges.

Suite à ce travail de nombreuses perspectives sont envisageables. Elles peuvent porter sur la modélisation électromagnétique des structures de machines étudiées, toujours d'actualité, en considérant des phénomènes qui ne sont pas pris en compte dans les modèles présentés tels que les courants induits dans les parties conductrices de la machine.

On peut également considérer d'autres paramètres en particulier ceux ayant une variation discrète (nombre de paires de pôles) dans les modèles par RNA et rechercher des techniques de génération des ensembles d'apprentissages. Dans ce sens, l'une des voies à prospecter est l'exploitation des plans d'expériences. Ceci permettrait par la suite d'intégrer, dans une procédure de dimensionnement, différentes configurations de machines. Il y a lieu de définir dans la procédure d'optimisation des fonctions objectives multicritères.

Références Bibliographiques

- [1] G. Lacroux, "Les Aimants Permanents", Edition technique et documentation, 1994, Paris.
- [2] M. Kant, "Actionneur à collecteur à aimants permanents" *Technique d'Ingénieurs*, D36965, pp. 1-29.
- [3] G. Grellet, G. Clerc, "Actionneurs électriques. Principes / Modèles / Commande", Editions Eyrolles, 1997, 491 p.
- [4] L. Gasc "Conception d'un actionneur à aimants permanents à faibles ondulations de couple pour assistance de direction automobile : Approches par la structure et par la commande". Thèse de Doctorat, INP Toulouse (France), Novembre 2004.
- [5] R. Ibtouen, "Contribution au dimensionnement électromagnétique d'une machine synchrone autopilotée à aimants Insérés" Thèse de Doctorat d'Etat de l'E.N.P d'Alger, Avril 1993.
- [6] E. Fitan, F. Messine, B. Nogarede, "A General Analytical Model of Electrical Permanent Magnet Machine, dedicated to Optimal Design", International conference on electrical machines ICEM, Brugge, Belgium, 25-28 August 2002.
- [7] R. Lateb, N. Takorabet, F. Meibody-Tabar, "Effect of Magnet Segmentation on the Cogging Torque in Surface Mounted Permanent-Magnet Motors", *IEEE Transactions On Magnetics* , Vol. 42, No. 3, March 2006, pp. 442-445.
- [8] A. De Bernardinis, "Etude et optimisation d'un ensemble alternateur à aimants/redresseur commandé. Application à un véhicule hybride", Thèse de Doctorat INPL de Nancy (France), Décembre 2000.
- [9] B. Nogarede, "Machines tournantes : principes et constitution " *Technique d'Ingénieurs*, D3411, pp 1-22.
- [10] L. Hadjout, "Analyse des performances électromagnétiques d'une machine synchrone autopilotée à aimants à rotor lisse", Thèse de Magister, ENP Alger, Juin 1994.
- [11] R. Kechroud, "Etude d'une machine à aimants permanents à concentration de flux en fonctionnement autopiloté", Thèse de Magister, USTHB Alger, Juin 1996.
- [12] Y. Ouazir, "Calcul des performances d'une machine synchrone à aimants permanents à entrefer lisse", Thèse de Magister, ENP Alger, Juillet 1997.
- [13] S. Mezani, "Modélisation électromagnétique et thermique des moteurs à induction en tenant compte des harmoniques d'espace", Thèse de Doctorat INPL de Nancy (France), Juillet 2004.
- [14] Flux2D, Cédrat, 'Manuel d'utilisation', <http://www.cedrat.com>
- [15] T. S. Low, B. Chao "The use of finite elements and neural networks for the solution of inverse electromagnetic problems", *IEEE Transactions On. Magnetics*, Vol. 28, No. 5, September 1992, pp. 2811-2813.
- [16] A. B. Proca, A. Keyhani, "Estimation of the air gap field density of permanent magnet synchronous motor using artificial neural networks", International Conference on Electrical Machines, ICEM, 2-4 September 1998, Istanbul, Turkey, pp. 1113-1118.
- [17] T. Lachman, T. R. Mohamad, C.H.Fong, "Nonlinear modelling of switched reluctance motors using artificial intelligence techniques", *IEE Proceedings Electric Power Applications*, Vol. 51, No. 1, January 2004, pp. 53-60.
- [18] G. Tsekouras, S. Kiartzis, A. G. Kladas, J. A. Tegopolous, "Neural network approach compared to sensitivity analysis based on finite element technique for optimization of permanent magnet generators", *IEEE Transactions On Magnetics*, Vol. 37, No. 5, September 2001, pp. 3618-3621.
- [19] K. Idir, "Optimization and neural network model for induction motors", Doctor of Philosophy The University of new Brunswick Canada, May 1999.

- [20] B. Nogarede, "Etude de moteurs sans encoches à aimants permanents de forte puissance à basse vitesse", Thèse de l'Institut National Polytechnique de Toulouse(France), 1990.
- [21] N. Boules, "Two dimensional field analysis of cylindrical machines with permanent magnet excitation" IEEE Transaction Industrial Applications Vol. IA-20 Sept/Oct 1984 pp. 1267-1277.
- [22] N. Boules, "Prediction of no load flux density distribution in permanent magnet machines", IEEE Transactions On Industry Applications, Vol. IA-21, No.4, May/June 1985 pp. 633-643.
- [23] K. Halbach, "Design of permanent multipole magnets with oriented rare earth cobalt material", Nuclear Instruments and Methods 169, pp 1-10, 1980.
- [24] A. Parviainen, "Design of axial flux permanent magnet low speed machines and performance comparison between radial flux and axial flux machines" Thesis for the degree of Doctor of Science, Lappeenranta University of Technology, Finland, April, 2005.
- [25] Y. Cho, J.D. Bae, S.K. Chung, M. J. Youn, "Torque harmonics minimisation in permanents magnetic synchronous motor with back EMF estimation", IEE Proc. Electric. Power Application. Vol. 141, No. 6, 1994, pp.323-330.
- [26] R. Ibtouen, L. Hadjout, R. Kechroud, B. Laporte, "Torque Analysis of Permanent Magnet synchronous Motors", International Symposium on Electric Power Engineering; Stockholm,Sweden, June 18-22,1995, Proceeding: Electrical Machines And drives pp334-339.
- [27] Durand , "Magnétostatique" Editions Masson et Cie, 1968.
- [28] R. Ibtouen, L. Hadjout, R. Kechroud, B. Laporte, "Torque Analysis of Brushless DC Motors with inset magnet" Aegean Conference on electrical Machines and powers electronics. Acemp1995 Ankara Turkey 5-7 June 1995 pp582-586.
- [29] L. Hadjout, R. Ibtouen, "Torque Analysis of Brushless Dc Motors with surface Permanent Magnet", Published in AMSE periodicals with the following Reference, Measurement & control,A,Vol,59 N°1,1995. ISSN 0761-2508.
- [30] L. Hadjout, S. Yaici, R. Ibtouen, "Calcul direct du champ magnétique en tridimensionnel et bidimensionnel", 3^{ème} Conférence européenne sur les méthodes numériques en électromagnétisme Numelec'2000. Poitiers- France 20-21-22, Mars 2000.
- [31] L. Hadjout, S. Yaici, R. Ibtouen, "A 3-D steady-state calculation of the electromagnetic field in a slotless PMSM", AEGEAN CONFERENCE on electrical machines and power electronics Acemp2001 27-29, June 2001.
- [32] S. Yaici, L. Hadjout, R. Ibtouen, "A 3-D and 2-D computations of the magnetic field in a permanent magnet synchronous machines", 7th International Conference on Modeling and Simulation of Electric Machines, Converters and Systems, Electrimacs 2002, Montréal, Quebec, Canada, August 18-21, 2002.
- [33] H. Roisse, M. Hecquet, P. Brochet, "Simulations of synchronous machines using a electric-magnetic coupled network model", IEEE Transactions On Magnetics, Vol. 34, No. 5, September 1998, pp 3656-3659.
- [34] A. Youmssi, "Contribution aux calculs des machines synchrones à aimants permanents", Thèse de Doctorat de l'INPLorraine (France), Mai 1992.
- [35] Z. Q. Zhu, D. Howe, E. Bolte, B. Ackermann "Instantaneous magnetic field distribution in Brushless permanent magnet dc motors, Part I: Open-circuit field" IEEE Transactions On Magnetics, Vol. 29, No. 1, January 1993, pp 124-135.
- [36] K. F. Rasmussen, "Analytical Prediction of Magnetic field from surface Mounted Permanent Magnet Motor", Electrical machines and Divers 1999, International conference IMED'99 9-12 May 1999 pp 34-36.

- [37] J. Saint-Michel, 'Bobinage des machines tournantes à courant alternatif', Techniques de l'ingénieur D3420.
- [38] B. Laporte, "Enroulement des machines à courant alternatif", Cours de 3ème année, GECERE, ENSEM – INPL (France), non publié, 2003.
- [39] E. Favre, L. Cardeletti, M. Jufer, "Permanent magnet synchronous motors: A comprehensive Approach to cogging torque suppression", IEEE Transactions On Industry Applications. Vol.29.No.6, November/December 1993, pp1141-1149.
- [40] J. De La Ree, N. Boules, "Induced voltage harmonic reduction of PM cylindrical machines", IEEE Transactions on Industry Applications, Vol.28.No.3, May/June 1992, pp619-624.
- [41] T. M. Jahns, W. L. Soong, "Pulsating torque minimization techniques for permanent magnet AC motors drives—A review," IEEE Transactions On. Industry Electronics. Vol. 43, No. 2, April. 1996.pp 321-330.
- [42] G. Touzot, G. Dhatt, "Une présentation de la méthode des éléments finis", MALOINE S.A.éditeur, Paris, 1981, 543 p.
- [43] P. P. Silvester, R. L. Ferrari. "Finite element for electrical engineer" Cambridge University Press, Second Edition, 1990.
- [44] D. Meeker, "Finite Element Method Magnetics (FEMM): a free magnetic finite element package for windows", <http://www.femm.foster-miller.net>.
- [45] Y. Boutora, N. Takorabet, R. Ibtouen, S. Mezani, "A New Proposed Method for Minimizing the Bandwidth and Skyline Storage for Triangular Finite Elements Meshes" CEFC 2006, IEEE Conference on Electromagnetic Field Computation, Miami (Florida-USA), June 6-9, April 30th - May 3rd 2006 pp:47 - 47 .
- [46] R. Kechroud, "Contribution à la modélisation des machines électriques par la méthode des éléments finis associée aux multiplicateurs de Lagrange", Thèse de Doctorat d'Etat ès Sciences, Ecole Nationale Polytechnique d'Alger (Algérie), Avril 2002, 118 p.
- [47] S. Williamson, A. F. Volschnek, "Time stepping finite element analysis for synchronous generator feeding a rectifier load", IEE Proceeding Electric Power Applications Vol. 142, No I, January 1995 pp50-56.
- [48] B. Davat, Z. Ren, M. Lajoie-Mazenc, "The movement in field modeling", IEEE Transactions On Magnetism, Vol. 21, No. 6, November 1985, pp. 2296-2298.
- [49] T. W. Preston, A. B. J. Reece, P. S. Sangha, "Induction motor analysis by time stepping techniques", IEEE Transactions On Magnetism, Vol. 24, No. 1, January 1988, pp. 471-473.
- [50] R. Kechroud, R. Ibtouen, S. Mezani, O. Touhami, B. Laporte, "Modeling of a slotless permanent magnet machine with motion consideration", Archives of Electrical Engineering, Vol. XLIX, No. 3-4, 2000, pp. 377-393.
- [51] Y. Ouazir, N. Takorabet, R. Ibtouen, S. Mezani "Consideration of Space Harmonics in Complex Finite Element Analysis of Induction Motors With an Air-Gap Interface Coupling" IEEE Transactions On Magnetism, Vol. 42, No. 4, APRIL 2006 pp1279-1282.
- [52] S. Mezani, N. Takorabet, B. Laporte, "Saturation and space harmonics in the complex finite element computation of induction motors", IEEE Transactions On Magnetism , Vol. 41, No. 5, May 2005, pp1460-1463
- [53] Z. J. Liu, C. Bi, H. C. Tan, T. S. Low, "A combined Numerical and analytical Approach for magnetic field analysis of permanent magnet machines" IEEE Transactions On Magnetism, Vol. 31, No 4, May 1995, pp1372-1375.
- [54] J. L. Coulomb, G. Meunier, "Finite element implementation of virtual work principle for magnetic or electric force and torque computation", IEEE Transactions On Magnetism, Vol. Mag-20, No 5, Sept 1984, pp1894-1896.

- [55] R. Ierusalimschy, L.H. De Figueiredo, W. Celes, Lua Programming language 5.0 Reference Manual April 2003. site internet <http://www.lua.org>
- [56] Z. Q. Zhu, D. Howe, "Influence of design parameter on cogging torque in permanent magnet machines", IEEE Transactions On Energy Conversion, Vol.15.No.4, December 2000, pp407-412.
- [57] T. Ishikawa and G. R. Slemon, "A method of reducing ripple torque in permanent magnet motors without skewing." IEEE Transactions On Magnetics., vol.29, No. 2, pp. 2028-2031, Mar. 1993.
- [58] B. Ackermann, J. H. H. Janssen, R. Sottek, R. I. Van Steen. 'New technique for reducing cogging torque in a class of brushless dc motors', Electric Power Applications, IEE Proceedings B, July 1992, Vol. 139, Part. B, No. 4, pp. 315-320.
- [59] J. C. Dos Santos Fagundes, "Etude de moteurs à aimants et commutation électronique à champ et courants non sinusoïdaux", Thèse de l'Institut National Polytechnique de Toulouse (France), 1990.
- [60] T. Higuchi, J. Opma, E. Yamada, "Optimization procedure of surface PM synchronous Motors", IEEE Transactions On Magnetics, Vol.33.No.2, March 1997, pp1943-1946.
- [61] F. Gillon: "Modélisation et optimisation par plans d'expériences d'un moteur à commutations électroniques". Thèse de Doctorat de l'UST de Lille (France), Décembre 1997.
- [62] S. R. H. Hoole, M. K. Haldar, "Optimization of electromagnetic devices : circuits models, neural networks and gradient methods in concert", IEEE Transactions On Magnetics, Vol. 31, No. 3, May 1995, pp. 2016-2019.
- [63] W.S Mc Culloh, W. Pitts, "A logical calculus of the Ideas Immanent in Nervous Activity", Bulletin Of Mathematical Biophysics 5, pp. 115-123, 1943.
- [64] E. Davalo, P. Naïm "Des réseaux de neurone", EYROLLES Edition 1993, p232.
- [65] T. Fukuda, T. Shibata, "Theory and applications of neural networks for industrial control systems", IEEE Transactions On Industrial Electronics, Vol.39, No.6, December 1992, pp472-489.
- [66] S. Thiria, Y. Le chevalier, O. Gascuel, S. Canu, "Statistique et méthodes neuronales", Ed. Dunod, 1997.
- [67] L. Baghli, "Contribution à la commande de la machine asynchrone, utilisation de la logique floue, des réseaux de neurones et des algorithmes génétiques", Thèse de Doctorat UHP Nancy (France), Janvier 1999.
- [68] H. B. Karayaka, A. Keyhani, G. T. Heydt, B. L. Agrawal, D. A. Selin, "Neural Network Based Modeling of a Large SteamTurbine-Generator Rotor Body Parameters From On-Line Disturbance Data", IEEE Transactions On Energy Conversion, Vol. 16, No. 4, December 2001, pp305-311.
- [69] H. Ahn, S. S. Lee, H. J. Lee and S. Y. Lee "Self organising neural network approach for automatic mesh generation", IEEE Transaction On Magnetics, Vol.27, No.5, September. 1991, pp.4201-4204.
- [70] S. R. H. Hoole, "Artificial neural networks in the solution of inverse electromagnetic field problems", IEEE Transactions. On Magnetics, vol. 29, no. 2, March 1993, pp. 1931-1934.
- [71] O.A. M. Mohammed, D.C. Park, F.G. Uler, C. Ziqiang, "Design optimization of electromagnetic devices using artificial neural network" IEEE Transactions On Magnetics, Vol.28, No.5 Part:2 September 1992, pp2805-2807.
- [72] A. Matveev, T. Undeland, R. Nilssen, "Design Optimization Of Switched Reluctance Drives Using Artificial Neural Networks", EPE-PEMC 2002 Dubrovnik & Cavtat Croatia.

- [73] D. Bae, D. H. Jung, S. Hahn, C. S. Koh, "Determination of induction motor parameters by using neural network based on FEM results", IEEE Transactions On Magnetics, Vol.33, No.2, March 1997, pp1924-1927.
- [74] H. H. Saliah, D. A. Lowther, "A neural network model of magnetic hysteresis for computational magnetic", IEEE Transactions On Magnetics, Vol.33, No 5, September 1997, pp 4146-4148.
- [75] C. Serpico, C. Visone, "Magnetic Hysteresis Modeling via Feed-Forward Neural Networks", IEEE Transactions On Magnetics, Vol. 34, No 3, May 1998, pp623-628.
- [76] A. A. Adly, S. K. Abd-El-Hafiz, "Utilizing Hopfield Neural Networks in the Analysis of reluctance motors", IEEE Transactions On Magnetics, Vol. 36, No. 5, September 2000 pp3147-3149.
- [77] H. Demuth, M. Beale "User's Guide: Neural network Toolbox for Use with MATLAB" version 4 Mars 2001.
- [78] L. Hadjout, R. Ibtouen, N. Takorabet and S. Mezani, "Estimation of the external performances of a PMSM using neural networks on FEM results", 6th International Symposium on Advanced Electromechanical Motion Systems, ELECTROMOTION 2005, Lausanne, Switzerland, 27-29 September 2005.
- [79] L. Hadjout, N. Takorabet, R. Ibtouen and S. Mezani, "Estimation of instantaneous torque of a PMSM using artificial neural networks based on finite elements results", 15th Conference on the computation of the electromagnetic fields, COMPUMAG'05, Shunyang, China, 2005.
- [80] J. Regnier, "Conception de systèmes hétérogènes en Génie Electrique par optimisation évolutionnaire multicritère". Thèse de Doctorat. INP de Toulouse (France), Décembre 2003.
- [81] E. Atienza, " Méthodologie et outils pour le dimensionnement" Thèse de Doctorat INP Grenoble (France), Juillet 2003.
- [82] D. H. Cho, H. K. Jung, D.J.Sim, " Multi objective optimal design of interior permanent magnet synchronous motors considering improved core loss formula", IEEE Transactions On Energy Conversion, Vol.14.No.4, December 1999, pp1347-1352.
- [83] F. Messine, B. Nogarede, J.L. Laguanelle "Optimal design of electromechanical actuators: a new method based on global optimization. " IEEE Transactions On Magnetics, Vol. 34, No 1, pp. 299-308, January 1998.
- [84] K. Schittowski, "NLQPL: A FORTRAN-Subroutine Solving Constrained Nonlinear Programming Problems", Annals of Operations Research, Vol. 5, pp.485-500, 1985.
- [85] M. Jufer, J. C. Sabonnadière, "Conception assistée par ordinateur (CAO) : Moteur asynchrone", Techniques de l'ingénieur D35910. pp1-16.
- [86] M. Minioux, "Programmation Mathématique théorie et algorithmes" tome1, Editions DUNOD 1983.
- [87] W. H. Press, B. R. Flannery, S. A. Teukolsky, W. T. Vetterling, "Numerical recipes the art of scientific computing" Cambridge University Press, Edition 1986 , 797p.
- [88] M. Bounekhla "Contribution à l'identification paramétrique de la machine asynchrone" Thèse de Doctorat d'Etat ès-Sciences Ecole Nationale Polytechnique d'Alger Mai 2004.
- [89] F. Messine, "Méthodes d'Optimisation Globale Basées sur l'Analyse d'Intervalle pour la résolution de Problèmes avec Contraintes", Thèse de Doctorat en Informatique, Institut National Polytechnique de Toulouse, France, 1999.
- [90] Matlab, "User's Guide: Optimization Toolbox for Use with MATLAB" version, Juin 2001.
- [91] M. Boumahrat, A. Gourdin, "Méthodes numériques appliquées avec nombreux problèmes résolus en fortran 77", Edition OPU, Alger 1993.
- [92] J. M. Renders, "Algorithmes génétiques et réseaux de neurones", Editions Hermès, Paris.

- [93] S. Taibi, "Contribution à l'étude, la conception, le dimensionnement et l'optimisation de machines à réluctance variable de type Vernier", Thèse de l'UST de Lille (France) Juillet 2002.
- [94] M. Łukaniszyn, M. JagieŁa, and R. Wróbel "Optimization of Permanent Magnet Shape for Minimum Cogging Torque Using a Genetic Algorithm" IEEE Transactions On Magnetics, Vol.40, No 2 , March 2004 pp1228-1231.
- [95] Y.K. Kim, J.P. Hong, J. Hur "Torque Characteristic Analysis Considering the Manufacturing Tolerance for Electric Machine by Stochastic Response Surface Method" IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 39, No.3 , May/June 2003 pp713-719.
- [96] S. Vivier, "Stratégies d'optimisation par la méthode des plans d'expériences et Application aux dispositifs électrotechniques modélisés par éléments finis" Thèse de Doctorat de l'UST de Lille France, Juillet 2002.
- [97] Ch. Schätzer, A. Binder, and W. Müller , "A new approach for solving vector optimization problems" IEEE Transactions On Magnetics, Vol. 36, No. 4, July 2000 pp1071-1075.
- [98] S. Russenschuck, "Mathematical optimization techniques for the design of permanent magnet synchronous machines based on numerical field calculation", IEEE Transactions On Magnetics, Vol-Mag-26, 1990, pp. 638-641.
- [99] L. Hadjout, N. Takorabet, R. Ibtouen and S. Mezani, "Optimization of instantaneous torque shape of PM motors using artificial neural networks based on FE results", IEEE Transactions On Magnetic, April 2006.pp1283-1286.

ملخص

يعرض هذا العمل منهجية لتحديد الأبعاد الهندسية للآلات الكهربائية ذات المغناطيس الدائم المركب على مساحة الدوار. تهدف الخطة إلى استخراج نموذج مبني على حل معادلات المجال المغناطيسي بصيغة تحليلية للدراسة النوعية للنتائج القياسية لهذه اللالات. طريقة أخرى تتمثل في "العناصر المنتهية" استعملت للتدقيق في تحليل النتائج القياسية. قمنا بإدخال الشبكات العصبونية الاصطناعية في نمذجة العلاقات التي تربط بين خصائص اللالات و النتائج القياسية بهدف تقليص المدة الزمنية لخوارزميات التجويد. هذه النماذج المستنبطة لحساب المجال لمغناطيسي تم دمجها في عملية التجويد المبني على البرمجة المتسلسلة الخطية. الهدف المتوخى هو إيجاد الخاصيات الهندسية المثلى للهيئة.

Résumé

Ce travail présente une méthodologie adaptée au dimensionnement des machines électriques à aimants permanents montés sur la surface du rotor. La démarche consiste, dans une première phase, à développer des modèles de calcul de champ magnétique en 2D. On a ainsi élaboré un modèle utilisant des solutions analytiques pour effectuer une étude qualitative sur les performances de la machine étudiée et un modèle basé sur les éléments finis pour affiner l'analyse de ces performances. Nous avons, par la suite, introduit les réseaux de neurones artificiels dans la modélisation des relations liant les performances de la machine aux paramètres caractéristiques de sa géométrie. Les temps de calculs des modèles par réseaux de neurones étant négligeables, ils peuvent constituer alors des modèles alternatifs intéressants à insérer dans un processus itératif de dimensionnement. En fin, des procédures qui combinent les différents modèles de calcul élaborés avec une méthode d'optimisation basées sur la programmation quadratique séquentielle sont mises au point pour optimiser la machine étudiée. L'objectif étant de rechercher les dimensions de la machine qui optimisent le rapport couple /volume d'aimants et minimisent les ondulations de couple.

Mots clés: Machines à aimants permanents, modèles analytiques, méthode des éléments finis, réseaux de neurones artificiels, procédure d'optimisation, dimensionnement.

Abstract

This work presents a design methodology for synchronous machine with surface mounted permanent magnets. Firstly, it consists to develop 2D models for calculating the magnetic field distribution. Thus, an analytical method is presented for analyzing the machine performances. Another one model based on finite element method is developed to refine this analysis. An artificial neural network is then introduced for modelling the relationship between the motor geometrical parameters and its performances. The computing time in neural network model is negligible in comparison with the finite element model. This model could constitute an interesting alternative method to be implemented in an iterative designing process. Finally, the procedures that combine the developed field analysis models with an optimization routine based on sequential quadratic programming have been performed to the studied machine. The objective is to find a set of design parameters that maximise the ratio torque/ magnet volume and minimize the torque ripple.

Key words: Permanent magnet (PM) machines, analytical models, finite-element method, artificial neural networks, optimization procedure, design.