

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

ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE
Département de Génie Electrique



Thèse de Doctorat d'Etat en Electrotechnique

Houria SAHRAOUI

Magister, Ing. ENP

Thème :

**Contribution à la Modélisation et à l'Optimisation d'un
Système de Commande d'un Moteur à Reluctance
Variable à Double Denture (SRM)**

Soutenue publiquement le 13 Décembre 2007 devant le Jury composé de :

F. BOUDJEMA	Professeur	ENP	Président
M.S. BOUCHERIT	Professeur	ENP	Rapporteur
R. IBTIOUEN	Professeur	ENP	Examineur
M.O. MAHMOUDI	Professeur	ENP	Examineur
M. BOUNEKHLA	Maître de Conférences	U. Blida	Examineur

ملخص

في هذه الأطروحة قمنا بالمساهمة في وضع نموذج و تقوية نظام تحكم مركب من ماكينة ذات ممانعة متغيرة بازواجية الأقطاب. هذه المحركات أصبحت منافسة للمحركات الأخرى , بفضل خصائصها الهامة: ثمن منخفض, بساطة التركيب, تحمل الأقطاب , عزم كتلي قوي , و قدرة التشغيل بالسرعات العالية. إلا أن استعمالها فيه نوع من الحذر و ذلك بسبب اهتزازاتها و الصوت الناتج عن تموجات العزم . مساهمتنا تكمن في اقتراح خطة تقريبية لإنقاص حدة تموجات العزم , وذلك بإحداث تغييرات في هيكل المحرك و بالخصوص في مقاييس العضو الدوار والعضو الثابت . هذه الخطة التجريبية تكمن في اختيار عدد من التركيبات . قمنا بحساب دقيق بطريقة العناصر المنتهية على هذه التركيبات ونسبة تموجات العزم و العزم المتوسط . تقرب لهدين المعاملين وذلك باستعمال طريقة شبكة عصبية من نوع GRNN . بهدف تعيين التغيرات الكبرى لهذه المعاملات , قمنا بوضع برنامج لتقوية نسبة التموجات وذلك باستعمال نفس الطريقة السابقة. اقترحنا نموذجين من نوع SRM : الأول عددي بني على طريقة العناصر المنتهية و الثاني تحليلي بني على الدارات المكافئة. وفي الأخير هناك قياسات تجريبية مارسناها لتأكيد النماذج المقترحة وكذلك لتحليل التفاعلات الحقيقية ب الكلمات المفتاحية : ماكينة ذات ممانعة متغيرة، العناصر المنتهية، شبكة عصبية من نوع GRNN . ، نموذج من SRM.

مفاتيح : لوحة التحليل الرقمي, التحكم باستعمال حساس و بدونه

Résumé

Le travail présenté consiste à la contribution à la Modélisation et à l'optimisation d'un système de commande utilisant un moteur à reluctance variable à doubles dentures appelée couramment SRM. Ces moteurs sont devenus concurrents par rapport aux autres pour leurs qualités particulières : faible coût, simplicité de construction, tolérance aux défauts, fort couple massique, et possibilité de fonctionnement à très grande vitesse. Néanmoins, il existe toujours une certaine réticence quant à l'utilisation de ces moteurs à cause des vibrations et le bruit produit par les ondulations de couple. Notre contribution, est de proposer une approche de réduction d'ondulation de couple en intervenant sur la structure du moteur particulièrement sur les largeurs des dents rotoriques β_r et statoriques β_s . Ces paramètres géométriques sont importants dans la conception de ce type de moteur et présentent une grande influence sur les ondulations de couple. Cette approche consiste en un choix d'un certain nombre de structures définies par β_s et β_r choisies dans le triangle de faisabilité ou de Laurensen. Un calcul par éléments finis est effectué pour les structures choisies. Le taux d'ondulation de couple et le couple moyen sont déterminés. Une interpolation de ces deux grandeurs est effectuée en utilisant la méthode de réseaux de neurone type GRNN afin de déterminer une plus grande variation de ces grandeurs. Un programme d'optimisation du taux d'ondulation est développé en utilisant toujours la méthode de réseaux de neurone type GRNN. L'optimisation a abouti à une structure 21.23 qui réduit le taux d'ondulation de 12% par rapport à la structure initiale. Par ailleurs, deux modèles de la SRM sont proposés : un modèle numérique basé sur la méthode des éléments finis et un modèle analytique basé sur le circuits magnétiques équivalents Des essais expérimentaux ont été effectués dans le but de valider les modèles établis, et d'analyser le comportement réel de la SRM.

Mots Clés: SRM, Modélisation, Commande de moteur, DSP, Commande sans capteur.

Abstract

The thesis describes investigations for the optimal design of Switched reluctance Motor (SRM). The approach focuses on the maximization of the average torque while minimizing torque ripple, considering mainly the stator and rotor geometry parameters. Prior to optimization, an experimental validation of the SRM model based on FEM was performed. The average torque and torque ripple characteristics for several motor configurations are predicted where stator and rotor pole arcs are varied. Due to the high non-linearity of the numerical results, function approximation of the data was difficult to implement successfully. Interpolation of the data was performed through neural network based on generalized radial basis function. The computed results allow the search for optimum motor parameters. The optimum design was confirmed by numerical field solutions.

Key Words: SRM, modeling, Simulation, DSP, motor control, Sensorless control

Avant-propos

Ce travail a été réalisé au Département de Génie- Electrique de l'Ecole Nationale Polytechnique d'Alger avec la collaboration du Département de Génie-Electrique de l'USTHB et du Laboratoire "Advanced laboratory of Electric machines and Power Electronic" de l'université de "Texas A&M" de College Station (Texas, USA).

A ce propos, Je tiens à adresser mes remerciements à :

M.S. Boucherit: Professeur au département de Génie-Electrique à l'Ecole nationale Polytechnique d' avoir dirigé ce travail, pour ses conseils, et pour m'avoir encouragée à mener ce travail à terme. Qu'il trouve, ici, ma profonde reconnaissance.

H.A. Toliyat: Directeur de laboratoire "Advanced Laboratory of Electric Machines and Power Electronic" de l'université "Texas A&M" de College Station (Texas, USA), pour son accueil au sein de son laboratoire et pour avoir mis à ma disposition le matériel nécessaire pour la réalisation de la partie expérimentale de ce travail. Je tiens à lui exprimer ma profonde gratitude.

H.Zeroug: Maître de Conférence au Département de Génie- Electrique de L'USTHB, pour sa collaboration et son soutien pour mener à terme ce travail.

M.E.H. Zaim, Professeur à l'université de Saint Lazaire (France), pour avoir proposé le thème du sujet, et avoir mis à ma disposition une documentation nécessaire pour démarrer ce travail.

F. Boudjema: Professeur au département de Génie-Electrique, pour l'intérêt qu'il a porté pour ce travail, et qui m'a fait l'honneur de présider ce jury.

M.O. Mahmoudi: Professeur au département de Génie Electrique, pour l'intérêt qu'il a manifesté pour ce travail, et pour avoir accepté de l' examiner. Je le remercie aussi vivement pour ses conseils et ses encouragements.

R.Ibtiouene: Professeur au Département de Génie-Electrique pour l'intérêt qu'il a exprimé pour ce travail en acceptant de l' examiner, et pour ses remarques pertinentes.

M.Bounekhla, Maître de Conférence à l'université de Blida, pour son amabilité, et pour l'intérêt qu'il a manifesté pour ce travail en acceptant de faire partie du jury.

Je tiens à remercier également Mr Nezli, Maître de Conférence au Département de Génie-Electrique pour tous ses encouragements.

Enfin, je remercie mes amies "Dalila, Nassiba, et Nadia" pour leurs soutiens moral et leurs encouragements pour l'aboutissement de cette thèse.

A Houcine.....

A Salim.....

Liste des Symboles

W' :	co- énergie
φ :	flux
Ω :	vitesse angulaire de la machine
Θ :	position du rotor
e :	fcem du la machine
A :	potentiel vecteur
J_z :	densité volumique de courant
μ :	perméabilité du matériau
H :	champ magnétique
B :	induction
R :	Reluctance
N :	nombre de spire
β_s :	largeur de la dent statorique
β_r :	largeur de la dent rotorique
α_s :	pas polaire statorique
α_r :	pas polaire rotorique
$v(t)$:	tension de phase
$i(t)$:	courant de phase
r :	résistance de phase
L :	inductance de phase
L_j :	inductance incrémentale
I_p :	valeur maximale de courant
C :	couple
C_{max} :	valeur maximale du couple
C_{min} :	valeur minimale du couple
n :	ordre de l'harmonique
θ_{on} :	angle de commande d'excitation
θ_{off} :	angle de commande de désexcitation

SOMMAIRE

Introduction Générale.....1

Chapitre1: Généralités sur les Entraînements à base de SRM

Introduction.....	3
1.1 Présentation de la SRM.....	4
1.1.1 Principe de fonctionnement.....	4
1.1.2 Structure de la SRM.....	4
1.1.3 Principe de la conversion électromécanique à reluctance variable.....	5
1.1.4 Caractéristiques Couple vitesse de la SRM.....	7
1.1.5 Modèle Electrique.....	8
1.2.Alimentation	9
1.2.1 Choix de l'Alimentation.....	9
1.2.2 Topologies des convertisseurs.....	10
1.2.2.1 Structure à Demi-pont Asymétrique.....	10
1.2.2.2 Structure m+1 transistors.....	10
1.2.3 Impératives de l'Alimentation des SRM.....	11
1.3 Stratégies d'Alimentation des SRM.....	11
1.3.1 Alimentation en pleine onde.....	11
1.3.2 Alimentation par régulation de courant.....	12
1.4 Commande des SRM.....	13
1.4.1 Commande avec capteur de position.....	13
1.4.2 Commande sans capteur de Position.....	14
1.5 Avantages et Applications des SRM.....	15
Conclusion.....	15

Chapitre2 : Modélisation de la SRM

Introduction.....	17
2.1 Modélisation de la SRM 8/6.....	17
2.1.1 Structure de la SRM 8/6.....	17
2.1.2 Modélisation Electromagnétique.....	18
2.1.3 Résolution par la Méthode des Eléments Finis.....	19
2.1.3.1 Hypothèses simplificatrices.....	19
2.1.3.2 Discrétisation du Domaine.....	19
2.1.3.4 Résolution du problème par la Méthode des Eléments Finis.....	19
2.1.3.4.1 Distribution de Flux.....	20
2.1.3.4.2 Caractéristiques de Flux $\Phi(\theta,i)$	20
2.1.3.4.3 Caractéristiques d'Inductances L (θ, i).....	21
2.2 Modélisation de la SRM 12/8.....	22
2.2.1 Modélisation Electromagnétique	22
2.2.2 Résolution par EF.....	23
2.2.2.1 Discrétisation du Domaine.....	24
2.2.2.2 Résolution du problème.....	24

2.2.2.3	Caractéristiques Electromagnétiques.....	24
2.2.2.3.1	Distribution de flux.....	24
2.2.2.3.2	Caractéristiques de Flux.....	24
2.2.2.3.3	Caractéristiques d'Inductance.....	25
2.2.2.3.4	Caractéristiques de Couple Electromagnétique.....	25
2.3	Modélisation Analytique de la SRM 12/8.....	26
2.3.1	Méthodologie.....	26
2.3.2	Définition des trajets de flux.....	27
2.3.3	Détermination des circuits magnétiques équivalents.....	27
2.3.4	Calcul de B et H.....	27
2.3.5	Calcul des reluctances.....	28
2.3.6	Calcul des inductances L_a et L_u	28
3.7-	Calcul du couple statique.....	30
	Conclusion.....	30

Chapitre3 : Contribution à l'Optimisation d'une SRM

	Introduction.....	32
3.1	Méthodologie d'Optimisation.....	33
3.2	Construction du triangle de Faisabilité.....	33
3.3	Calcul par EF du couple statique pour différents β_s et β_r	34
3.4	Détermination du couple moyen et du taux d'ondulation.....	35
3.5	Interpolation par la méthode des Réseaux de Neurones Type GRNN.....	36
3.6	Optimisation de β_s et β_r	40
	Conclusion.....	41

Chapitre4 : Modélisation du système de Commande de la SRM

	Introduction.....	42
4.1	Modélisation du Système de Commande de la SRM 8/6.....	42
4.1.1	Structure du Convertisseur.....	42
4.1.2	Système de Commande.....	43
4.1.3	Equations électriques de la SRM.....	43
4.1.4	Interpolation de l'Inductance $L(\theta, i)$	44
4.1.5	Simulation du système de commande en régime permanent.....	45
4.1.5.1	Caractéristiques de Courant et de couple de la SRM.....	45
4.1.5.2	Influence de l'angles d'avance à l'excitation sur le couple moyen.....	46
4.2	Modélisation du Système de Commande de la SRM 12/8 par Matlab- Simulink.....	47
4.2.1	Modélisation.....	47
4.2.2	Simulation de la commande.....	49
4.2.2.1	Alimentation en pleine onde.....	49
4.2.2.2	Alimentation par régulation de courant par hystérésis.....	52
	Conclusion.....	54

Chapitre5 : Etude Expérimentale

Introduction.....	55
5.1 Essais statiques.....	55
5.1.1 Description du Banc d'essai expérimental.....	55
5.1.2 Circuit d'alimentation	56
5.1.3 Mesure du couple Statique.....	56
5.1.4 Mesure de l'inductance.....	57
5.2 Essais en régime permanent et Dynamiques.....	59
5.2.1 Description du banc d'essai expérimental.....	59
5.2.2 Description de l'algorithme de commande.....	61
5.2.3 Résultats expérimentaux.....	63
Conclusion.....	67
Conclusion Générale.....	68
Références Bibliographiques.....	70
Annexes.....	73
Annexe1.....	73
Annexe2.....	74
Annexe3.....	75

Introduction Générale

La SRM est une machine à réluctance variable à double denture auto-commutée dont le nom a été donné par les anglosaxons qui signifie : "Switched Reluctance Motor", et employé dans la littérature scientifique internationale. Bien que les premières machines à réluctance variables ont été construites il y'a 150 ans, (la plus connue est celle construite par Davidson pour la traction d'une locomotive en 1838) [1, 2, 3], ces moteurs n'ont connus un essor que depuis l'apparition et le développement des commutateurs de puissance dans les années 80 [1]. Il sont, alors, devenus concurrents par rapport aux moteurs à courant continu, moteurs asynchrones, et moteurs à aimant permanent, particulièrement dans certaines applications industrielles telles que l'électroménager, l'industrie de l'automobile, et les applications avionique et spatiales [1,3, 4]. En effet ces moteurs présentent des qualités particulières par rapports à ces machines qui sont : le faible coût, la simplicité de construction, la tolérance aux défauts, le fort couple massique, et la possibilité de fonctionnement à très grande vitesse. Néanmoins, il existe toujours une certaine réticence quant à leur utilisation à cause du bruit et des vibrations produits par les ondulations de couple, ainsi que le faible facteur de puissance.

Les avantages de ces moteurs ont encouragé beaucoup de chercheurs à développer des méthodes et techniques pour parer à ces inconvénients. Plusieurs travaux ont été publiés ces dernières années dans le thème de minimisation d'ondulations de couple. Certains travaux ont été réalisés en s'intéressant à la minimisation d'ondulations de couple en proposant des techniques d'alimentation et de commande adéquates [5, 6, 7], et d'autres travaux s'intéressent beaucoup plus à la structure de la machine et à l'amélioration de sa conception en prenant comme critère d'optimisation la minimisation d'ondulations de couple [8-12]. Notre contribution s'insère dans ce dernier thème, en proposant une approche d'optimisation des largeurs des dents rotoriques et des dents statoriques afin de minimiser l'ondulation de couple d'une SRM 12/8 [13].

Ce travail est subdivisé en cinq chapitres :

Dans le premier chapitre, nous allons décrire les éléments constituant les systèmes d'entraînements utilisant les SRM. D'une part, Nous présentons, la machine elle-même, en décrivant son principe de fonctionnement, le principe de la production du couple électromagnétique, et les différentes structures existantes en précisant comment le choix d'une structure est effectué. D'autre part, les circuits d'alimentation et de commande nécessaires pour l'entraînement de la SRM, sont présentés, en citant les structures des convertisseurs généralement utilisés, les types d'alimentation, ainsi que les techniques de commandes connues dans le cas de cet entraînement.

Le deuxième chapitre concerne la modélisation de la SRM. Nous présentons, en premier lieu, un modèle électromagnétique de deux structures de SRM: la SRM 8/6 à quatre phases et la SRM 12/8 à trois phases, dans le but déterminer leurs caractéristiques magnétiques. Ces caractéristiques sont obtenues après résolution du problème magnétostatique en utilisant la Méthode des Eléments Finis. Par ailleurs, un modèle analytique basé sur la méthode des circuits magnétiques équivalents est proposé pour la structure 12/8. Les inductances de la machine sont déterminées dans les positions

d'alignement et de non alignement, et la variation de cette inductance est supposée linéaire entre ces deux positions. Les résultats obtenus sont comparés à ceux déterminés par la méthode des EF.

Dans le troisième chapitre, une approche pour l'optimisation des largeurs des dents statoriques β_s et rotoriques β_r , est proposée, afin de minimiser les ondulations de couple. Un ensemble de configurations (β_s, β_r) appartenant à une région appelée triangle de faisabilité défini par Laurenson [1] est choisie. Le couple moyen et le taux d'ondulation de couple sont, alors, calculés à partir des caractéristiques de couple statique, déterminées par EF pour les différentes configurations, lorsque les trois phases sont alimentées successivement. La recherche précise de la configuration qui donnerait une ondulation de couple la plus faible avec un couple moyen acceptable, nécessite une interpolation du couple moyen et du taux d'ondulation en fonction (β_s, β_r) . Le caractère fortement non linéaire des variations du couple moyen et du taux d'ondulation en fonction de β_s et β_r a conduit au choix de la méthode des réseaux de neurones type GRNN (Generalised Regression Neural Network) pour l'interpolation. Un programme d'optimisation, utilisant les résultats d'interpolation, est ainsi développé, et nous permet de déterminer la structure optimale.

Dans le quatrième chapitre, un modèle du système de commande de la SRM 8/6 est proposé, en premier lieu, en utilisant les caractéristiques d'inductance $L(\theta, i)$ déterminées par EF au deuxième chapitre, comme modèle de la machine. Une fonction analytique représentant les variations d'inductances en fonction de la position et du courant est alors proposée. Cette fonction est déterminée par interpolation analytique non linéaire. Un modèle complet du système de commande est développé en associant la fonction d'interpolation de l'inductance, les équations électriques de la machine ainsi que le modèle du circuit de commande. Un programme de simulation de la commande de la machine en régime permanent en utilisant l'environnement Matlab a été développé afin de déterminer quelques caractéristiques de la machine.

Par ailleurs, un modèle du système de commande de la SRM 12/8 est proposé. Ce modèle est établi en associant le modèle analytique linéaire de la SRM déterminé par la méthode des circuits magnétiques équivalent proposé au deuxième chapitre, et représenté par sa caractéristique d'inductance linéaire, aux équations électriques de la machine ainsi qu'au modèle du circuit de commande. Un programme de commande est développé en utilisant l'environnement Matlab Simulink. La simulation de la commande de la machine en régime permanent est réalisée pour les deux stratégies d'alimentation : l'alimentation en pleine onde et l'alimentation régulée en courant.

Dans le cinquième chapitre, une étude expérimentale sur la SRM 12/8 est présentée. Elle a été réalisée au laboratoire "Advanced Laboratory of Electric Machines and Power Electronic" de l'université "Texas A&M" de College Station (Texas, USA) avec la collaboration du Directeur de laboratoire : Professeur H.Toliat. Deux bancs d'essais ont été mis en place. Le premier banc d'essai, constitué du moteur industriel 12/8 d'un capteur de position d'une alimentation, d'une charge, et d'un système de mesure, nous permet de réaliser des mesures statiques sur la machine afin de valider les modèles établis dans le deuxième chapitre. Le deuxième banc d'essai, mis en place, est constitué par le même moteur, un convertisseur, un capteur de position et une carte de Commande utilisant une carte DSP, nous permet d'effectuer des essais afin d'analyser le fonctionnement de la SRM en régime permanent, et dynamique et d'étudier les performances du système de commande de la SRM. A cet effet, une commande de la SRM est réalisée pour les deux stratégies d'alimentation : l'Alimentation en pleine onde et l'alimentation régulée en courant par la technique d'hystérésis.

Chapitre 1

Généralités sur les Entraînements à base de SRM

Introduction

Les SRM sont des machines à reluctance variables à grosses dents, et à champ pulsé. Elles peuvent être assimilées à un ensemble d'électroaimants qui attirent successivement des pôles saillants rotoriques. Leur alimentation est unipolaire contrairement à celles des machines synchrones et asynchrones, et les performances de couple sont analogues à celles de ces machines à courant continu type série [1, 3, 4].

Dans ce chapitre, nous allons décrire les éléments constituant les systèmes d'entraînements utilisant les SRM. D'une part, nous présentons, la machine elle-même, en décrivant son principe de fonctionnement, le principe de la production du couple électromagnétique, et les différentes structures existantes en précisant comment le choix d'une structure est effectué. D'autre part, les circuits d'alimentation et de commande nécessaires pour l'entraînement de la SRM, sont décrits en citant les structures des convertisseurs généralement utilisés, les types d'alimentation, ainsi que les techniques de commandes connues dans le cas de cet entraînement. Les SRM sont des moteurs synchrones, les courants d'alimentation doivent être injectés au synchronisme avec le mouvement du rotor. Un capteur de position est alors nécessaire pour assurer l'autopilote. La structure générale d'un entraînement à base de SRM comprend, ainsi, le moteur lui-même, le convertisseur statique nécessaire pour l'alimentation du moteur, le capteur de position utilisée pour l'autopilote, et le circuit de commande chargé de commander l'alimentation du moteur. La figure 1.1 représente le schéma de la structure de cet entraînement.

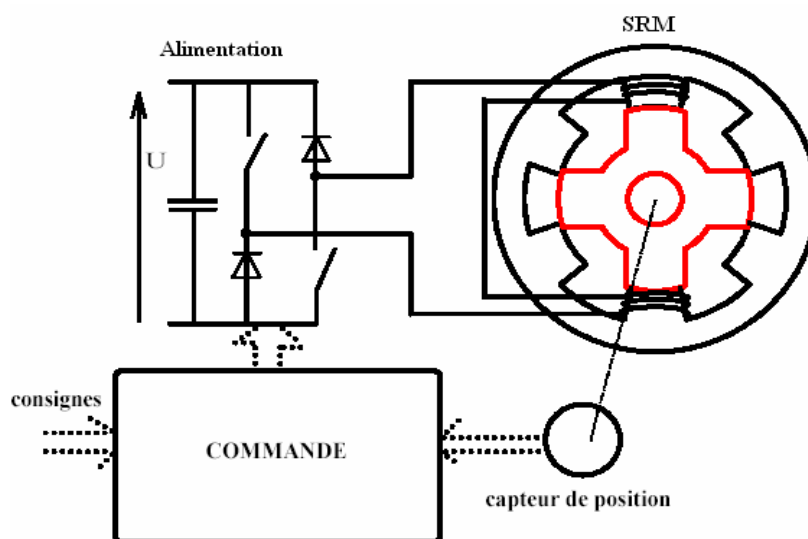


Fig1.1 schéma bloc d'un entraînement à base de SRM

1.1 Présentation de la SRM

1.1.1 Principe de Fonctionnement

Le principe de fonctionnement des SRM est semblable à celui des machines à réluctance variable (MRV) non excitée basé sur celui de l'électroaimant. Ces dernières sont des machines synchrones à champs tournant (alimentation sinusoïdale) ou le rotor est à pôles saillant sans aucune excitation, alors que les SRM sont à champ pulsé (alimentation en courant unidirectionnel) ou le stator peut être assimilé à une succession d'électroaimants qui attirent les pôles saillant du rotor quelque soit le sens du courant [3].

1.1.2 Structure de la SRM

La SRM présente une structure à double saillance ou chaque dent bobinée représente elle-même le pôle. Cette structure est aussi appelée MRV à grosses dents. Le nombre de pôles est relativement faible par rapport à ceux des machines à RV classiques et les performances couple- vitesse sont semblables à celles des machines asynchrones et synchrones à aimant permanent [3]. Les combinaisons du nombre de dents statorique et rotoriques sont nombreuses, aussi chaque cette structure reçoit une appellation relative à ces nombres, par exemple "8/6" signifie : 8 dents au stator et 6 dents au rotor. Cette structure est présentée sur la figure 1.2 [1] Les circuits magnétiques du stator et du rotor sont construits à partir d'un empilage de tôles magnétiques afin d'éviter les pertes par courant de Foucault. Les bobinages constituant les phases du moteur sont localisés au niveau des encoches statoriques, disposés diamétralement opposés, et connectés en série ou en parallèle à l'alimentation de sorte que les flux produits soient additives.

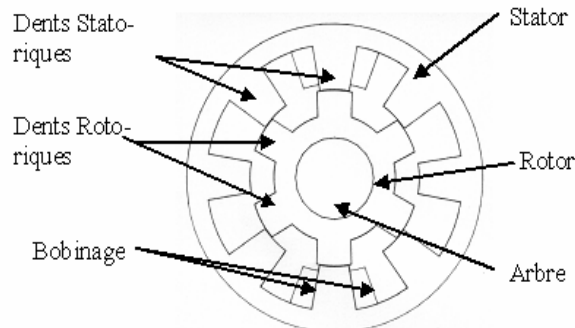


Fig1.2 : Structure de la SRM

Le choix du nombre de phases dépend de l'application pour laquelle est destiné la SRM. Si l'on désire, par exemple, minimiser le coût du convertisseur, on doit minimiser le nombre de phases. Cependant si on s'intéresse à des bonnes performances de couple, on doit augmenter le nombre de phases, car le couple produit est moins ondulé. Les nombres fréquemment utilisés sont 3 et 4, et quelque fois 2 [1, 3, 4]. En effet, pour pouvoir démarrer de n'importe quelle position et dans le sens souhaité, il est nécessaire d'avoir plus de 2 phases. Pour la machine biphasée, un fonctionnement plus ou moins normal est possible, si on dissymétrise la structure afin d'augmenter la zone de production de couple positif, lorsque un seul sens est exigé. Néanmoins, le couple instantané produit est très ondulé et prend des valeurs très faibles dans certaines positions. Cette machine ne peut convenir qu'à des applications particulières ne nécessitant pas un couple élevé.

La vitesse de rotation est liée à la fréquence d'alimentation par le nombre N_r de dents rotoriques. Dans le cas des machines à grande vitesse maximale (quelques milliers de tours par minute) les pertes fer peuvent devenir importantes si on n'utilise pas des tôles particulièrement fine de haute qualité. On peut, alors réduire les pertes en diminuant N_r . Les structures les plus couramment utilisées sont les configurations : 8/6, 6/4, 6/8, 4/2, 6/2 [1,4].

Ces structures sont conçues pour $p=2$, et permettent un équilibrage des efforts radiaux. D'autres combinaisons peuvent être obtenues pour les valeurs de $p>2$. Il suffit de multiplier les nombres de dents N_s/ N_r par la nouvelle valeur de p . Des valeurs de p allant jusqu'à 4 peuvent être intéressantes, au delà, il est plus avantageux de réaliser des pôles dentés, pour des raisons de complexité des bobinages.

Le tableau suivant résume les différentes configurations des structures existantes [4] :

Ns	4	6	6	6	8	8	10	10		9	9	12
Nr	2	2	4	8	6	10	8	12		6	12	9
q	2	3	3	3	4	4	5	5		3	3	4
p	2	2	2	2	2	2	2	2		3	3	3

Ns	12	15	15		12	12	16
Nr	15	12	18		8	16	12
q	4	5	5		3	3	4
p	3	3	3		4	4	4

Tableau I

1.1.3 Principe de la conversion électromécanique à reluctance variable

Le principe de la production du couple dans la SRM est analogue à celui des autres machines à réluctances variables. Les SRM sont généralement constituées de plusieurs phases fonctionnant de manière quasi indépendante. Le principe est illustré sur une structure monophasée à deux dents rotoriques ($N_r=2$) présentée sur la figure 1.3.

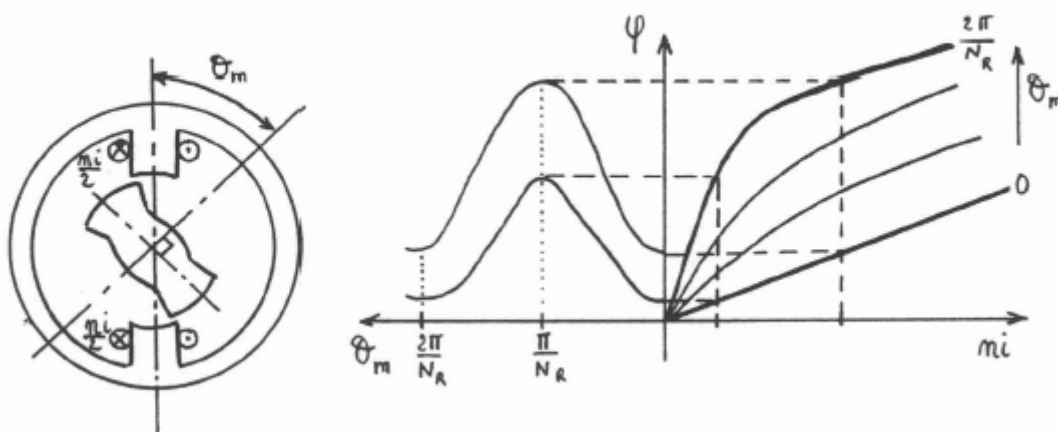


Fig1.3 : Structure Élémentaire et Caractéristiques Electromagnétiques Fondamentales (Inductance et flux)

Lorsque une phase est alimentée, la paire de pôles rotoriques la plus proche est attirée vers les pôles statoriques de la phase alimentée jusqu'à ce que les pôles soient complètement alignés. Si le rotor est déplacé dans les deux directions de la position d'alignement, il apparaît un

couple qui tend à le remettre dans la position d'alignement. Aucun couple n'est produit lorsque le rotor se trouve dans les positions d'alignement ou de non alignement. Le sens du couple ne dépend pas du sens du courant dans la phase, mais dépend du sens de la variation de l'inductance en fonction de la position. Ainsi, le couple moteur ne se produit que lorsque le rotor se trouve entre la position de non alignement et la position d'alignement la plus proche qui coïncide avec la zone de croissance de l'inductance. Si le courant existe dans la phase, lorsque le rotor est dans la position de décroissance de l'inductance, le couple est générateur ou frein.

Pour développer un couple continu, des impulsions de courant sont injectées séquentiellement dans les phases en les synchronisant avec la période de croissance de l'inductance pour le fonctionnement moteur, et la période de décroissance de l'inductance pour le fonctionnement générateur ou frein.

Le couple électromagnétique instantané produit par une phase, pour une certaine position, est généralement donnée par :

$$C = \left[\frac{\partial W'}{\partial \theta_m} \right]_{i = \text{const}} \quad (1.1)$$

Où W' est la co-énergie magnétique (voir figure 1.4), et θ l'angle électrique exprimés par :

$$W' = \int_0^i \varphi(\theta, i) \cdot di \quad (1.2) \quad \theta_m = N_r \cdot \theta \quad (1.3)$$

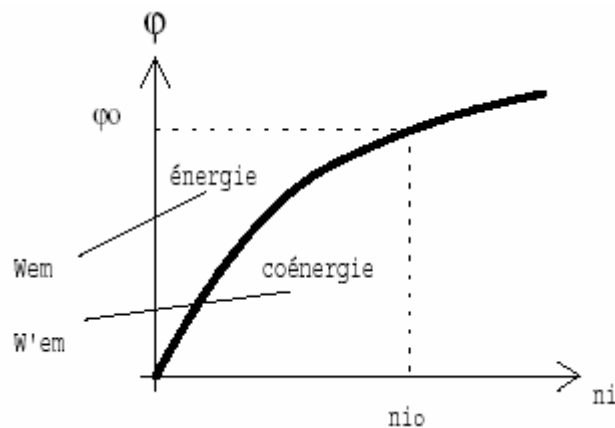


Fig1.4 : Energie et Coénergie magnétique

$\varphi(\theta, i)$ est le flux produit par la phase alimentée, qui peut être exprimé en fonction de l'inductance, telle que :

$$\varphi(\theta, i) = L(\theta, i) \cdot i \quad (1.4)$$

En régime non saturé ou l'inductance ne dépend que de θ et le couple électromagnétique peut être exprimé par:

$$C = \frac{N_r}{2} \cdot i^2 \cdot \frac{dL(\theta)}{d\theta} \quad (1.5)$$

En régime saturé correspondant au régime de fonctionnement naturel des SRM, le couple doit être calculé à partir de la relation 1.1

1.1.4 Caractéristiques Couple- Vitesse

La caractéristique couple vitesse des SRM est analogue a celle de la machine à courant continu type série. Son allure est représentée sur la figure 1.5. Cette caractéristique se subdivise en trois régions :

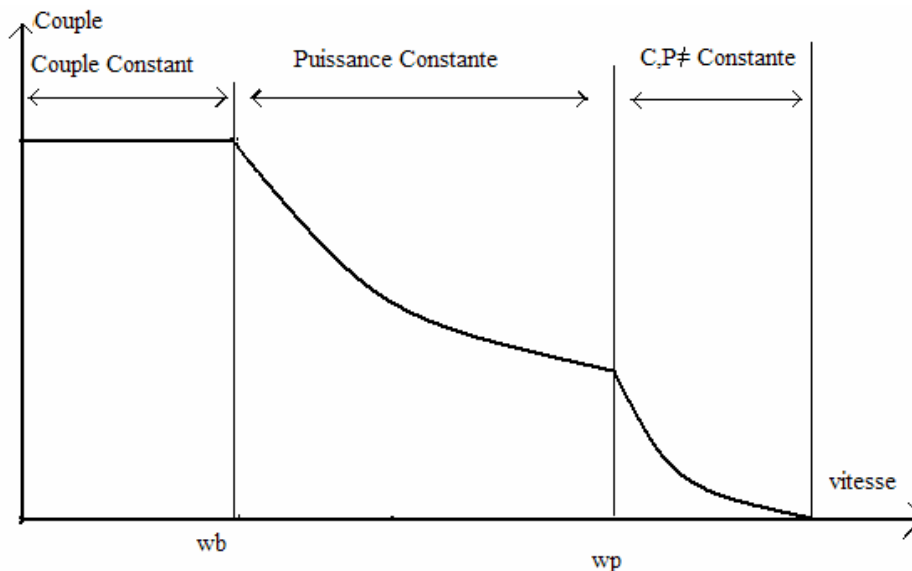


Fig 1.5 : Caractéristique Couple Vitesse d'une SRM

- Pour les faibles vitesses inférieures à la vitesse de base Ω_b , le couple peut être maintenu constant uniquement en régulant le courant du moteur. En effet, à faibles vitesses, la f.c.e.m est beaucoup plus faible que la tension nominale d'alimentation, et le courant peut être fixé à une valeur désiré. Ceci est réalisé en utilisant une alimentation régulée en courant telle que l'alimentation par hystérésis ou l'alimentation tension MLI. Cette région est appelée région de couple constant.
- Lorsque la vitesse augmente, et s'approche de la vitesse de base Ω_b , la f.c.e.m devient comparable à la tension d'alimentation nominale, et la forme du courant va commencer à dépendre de la vitesse. Il est alors nécessaire d'avancer l'angle d'excitation tel que le courant puisse atteindre le courant désiré avant que les pôles rotoriques et statoriques ne commencent à voir une surface de recouvrement, qui correspond au début de croissance de l'inductance. La valeur du courant dépend dans ce cas, de la charge, de la vitesse et de la stratégie de commande.
Au delà de la vitesse de base Ω_b , le courant nominal peut être encore atteint en augmentant la durée de conduction θ_d , en agissant sur l'angle de désexcitation de phase, mais le couple ne peut être maintenu qu'à un niveau tel que la puissance reste constante. Cette région appelée « région de puissance constante » est limitée par la durée de conduction qui atteint sa limite à une vitesse Ω_p .
- Lorsque la vitesse dépasse la vitesse Ω_p , le couple et la vitesse ne peuvent plus être maintenus constants. Le couple maximal diminue inversement en fonction du carré du courant, pour la tension nominale. Cette région est appelée région de fonctionnement naturel ou de caractéristiques naturelles.

La vitesse de base Ω_b correspond à la plus grande vitesse que l'on peut atteindre pour une tension nominale, pour des angles de commande constants.

1.1.4 Modèle Electrique

L'analyse et le dimensionnement des entraînements à base des SRM nécessite l'établissement d'un modèle électrique de la machine. En supposant que la mutuelle entre les phases négligeable ce qui est généralement vrai dans le cas de cette machine, la tension aux bornes de chaque phase est donnée par :

$$V = r \cdot i + \frac{d\varphi}{dt} \quad (1-4)$$

Où φ représente le flux produit par le bobinage de chaque phase, et r la résistance du bobinage.

Le flux dans la SRM est une fonction non- linéaire de la position et du courant, ceci est du respectivement à la double saillance du stator et du rotor ainsi qu'au fonctionnement saturé de la machine. Le flux φ_j peut être alors exprimé par :

$$\varphi = \varphi(\theta, i) \quad (1-5)$$

dont la dérivée par rapport au temps est donnée par :

$$\frac{d\varphi}{dt} = \frac{\partial \varphi}{\partial i} \cdot \frac{di}{dt} + \frac{\partial \varphi}{\partial \theta} \cdot \frac{d\theta}{dt} \quad (1.6)$$

Et en régime permanent, avec $\frac{d\theta}{dt} = \omega = cte$, la relation 1.6 devient :

$$\frac{d\varphi}{dt} = \frac{\partial \varphi}{\partial i} \cdot \frac{di}{dt} + \frac{\partial \varphi}{\partial \theta} \cdot \omega \quad (1.7)$$

En remplaçant, $\varphi(\theta, i) = L(\theta, i) \cdot i$

l' équation de tension peut alors être ré- exprimée par :

$$V = r \cdot i + L(\theta, i) \cdot \frac{di}{dt} + i \cdot \left(\frac{\partial L}{\partial \theta} \cdot \frac{d\theta}{dt} + \frac{\partial L}{\partial i} \cdot \frac{di}{dt} \right) \quad (1.8)$$

Ou encore:

$$V = r \cdot i + \left(L(\theta, i) + \frac{\partial L}{\partial i} \cdot i \right) \cdot \frac{di}{dt} + \frac{\partial L}{\partial \theta} \cdot \frac{d\theta}{dt} \cdot i \quad (1.9)$$

Et peut être aussi donnée par l'expression :

$$V = r \cdot i + \left(L(\theta, i) + \frac{\partial L}{\partial i} \cdot i \right) \cdot \frac{di}{dt} + e \quad (1.10)$$

ou $e = \frac{\partial L}{\partial \theta} \cdot \frac{d\theta}{dt} \cdot i$. représente la fcem de la machine

Le modèle électrique de la SRM peut être exprimé par le modèle électrique monophasé basé sur l'inductance donné sur la figure 1.6 :

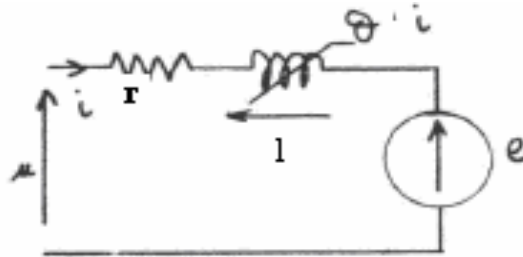


Fig 1.6 : Modèle Electrique monophasé de la SRM

Où le terme " $L \cdot di/dt$ " représente la chute de tension inductive dans la phase qui dépend de la position, et e représente la f.c.e.m de la machine qui dépend dans ce cas du courant, de la vitesse, et de la variation d'inductance en fonction de la position.

Dans le cas, où la saturation n'est pas prise en compte, l'équation de tension de phase, en régime permanent, peut être exprimée par :

$$V = r \cdot i + L(\theta) \frac{di}{dt} + i \cdot \frac{dL(\theta)}{d\theta} \cdot \omega \quad (1.11)$$

1.2 Alimentation

1.2.1 Choix de l'alimentation

Le couple produit dans les SRM ne dépend pas du sens du courant dans les phases du moteur. Cet avantage conduit à l'utilisation d'une alimentation unipolaire, contrairement aux moteurs à induction et moteur à aimants qui nécessitent une alimentation bipolaire. Le principal avantage de cette alimentation par rapport à celle des autres machines est la réduction du nombre de composants nécessaires pour la construction du convertisseur, ce qui diminue le coût de sa réalisation.

Par ailleurs, contrairement aux autres moteurs, la structure du convertisseur que l'on choisit dans le cas des SRM dépend de l'application [14, 15]. Cependant, la structure classique à demi-pont asymétrique est la plus couramment utilisée. D'autre part, La structure des convertisseurs construits par les industriels comprend aussi le circuit de redressement et de filtrage afin qu'il puisse être utilisé à partir d'une source alternative. La configuration de ce convertisseur pour l'alimentation d'une SRM triphasée est donnée sur la figure 1.7 En général, les commutateurs de phase sont des transistors IGBTs connus pour leur rapidité.

L'excitation des phases est effectuée en débloquant les deux transistors en série avec la phase à exciter. La régulation de courant peut être réalisée en agissant sur un ou les deux transistors en série en même temps, durant la période de conduction.

La désexcitation des phases est exécutée en bloquant les deux transistors de phase, les diodes de roue libre commencent, alors, à conduire permettant à l'énergie stockée pendant la période de conduction d'être retournée à la source.

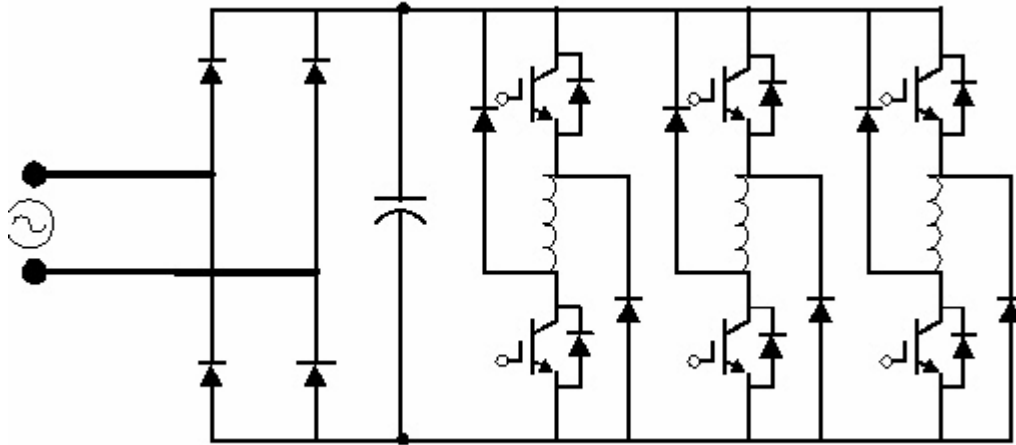


Fig 1.7 : Convertisseur à demi- pont asymétrique

1.2.2 Topologies des convertisseurs

Une grande variété de convertisseurs a été développée durant ces dernières années [14, 15]. Ceci pour assurer les performances exigées par les utilisateurs des systèmes de commandes. Ces exigences sont le faible coût, les faibles pertes des composants, et le rendement élevé. Les convertisseurs sont, alors, classés en fonction des applications. On distingue, alors plusieurs configurations, dont deux principales :

1.2.2.1 Structure à Demi- Pont Asymétrique

Cette structure est présentée sur la figure 1.7. C'est une structure où les alimentations des différentes phases sont indépendantes, ce qui assure une bonne tolérance aux défauts.

Cette structure permet aussi l'alimentation de la SRM dans les quatre quadrants, et l'inversion du sens de rotation s'opère uniquement par un changement de l'ordre de l'alimentation des phases. Ce convertisseur est le convertisseur le plus largement utilisé pour la commande des SRM dans les applications industrielles. Néanmoins, il présente l'inconvénient d'être plus coûteux, et présente des pertes importantes à cause du nombre important de transistors utilisés, surtout lorsque le nombre de phases du moteur est élevé. C'est une structure intéressante dans les applications où la tolérance aux défauts est primordiale et le nombre de phase n'est pas élevé.

1.2.2.2 Structure $m+1$ transistors

Cette structure (voir figure 1.8) présente l'avantage de réduire le nombre de transistors et donc de rendre la commande beaucoup moins coûteuse, et moins dissipative. Cependant, elle présente un certain inconvénient : un transistor et une diode de roue libre sont partagés par toutes les phases. Ce qui affecte la fiabilité de la commande. C'est une structure utilisée dans les applications où le rendement est plus important que la tolérance aux défauts.

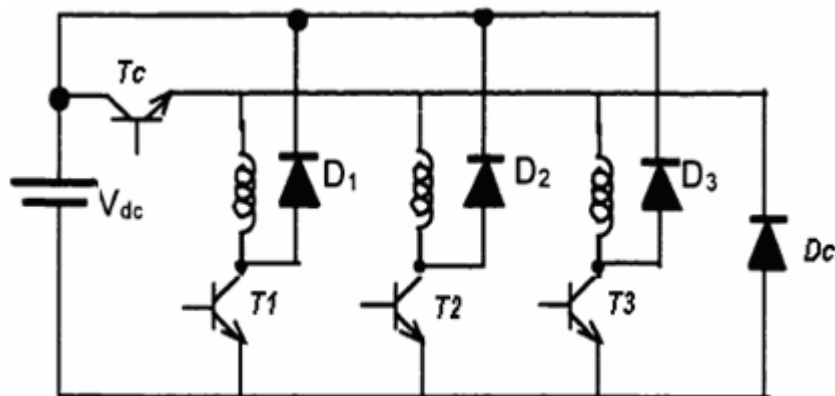


Fig 1.8 : Convertisseur de structure m+1 transistors

1.2.3 Impératives de l'alimentation d'une SRM

L'alimentation d'une SRM doit assurer :

- l'excitation des phases au moment, ou juste avant la croissance de l'inductance
- la désexcitation de la phase avant la fin de la croissance de l'inductance afin d'éviter l'apparition des couples de freinage.
- une alimentation régulée en courant afin de maintenir le couple constant et d'augmenter, ainsi, les performances de couple particulièrement à faibles vitesses.
- Un ajustement des angles de commande afin d'augmenter la durée de conduction et de maintenir les performances de couple à grandes vitesses.

1.2.4 Stratégies d'alimentations

Deux stratégies d'alimentation sont couramment utilisées dans la commande des SRM. Ce sont : l'alimentation en pleine onde, et l'alimentation régulée en courant.

1.2.4.1 Alimentation en pleine onde

Cette stratégie d'alimentation est surtout utilisée pour les grandes vitesses, où les angles de commande ont un effet important sur les performances du moteur. Elle est illustrée par le schéma de la figure 1.9. Où l'inductance est supposée trapézoïdale.

La tension est appliquée à la phase dans la position de non alignement, et un peu avant le début de la période de la croissance de l'inductance. Cette tension est inversée dans la phase juste avant la position d'alignement. Le courant augmente rapidement lorsque l'inductance est minimale, et atteint son maximum au moment où l'inductance commence à croître. A partir de cette dernière position, le courant diminue légèrement car l'inductance augmente, et diminue rapidement au moment de l'inversion de la tension jusqu'à son annulation. Pour augmenter les performances de couple, on peut agir sur les angles de commande : angle d'avance à l'excitation θ_{on} et l'angle de désexcitation θ_{off} , afin d'augmenter la durée de conduction.

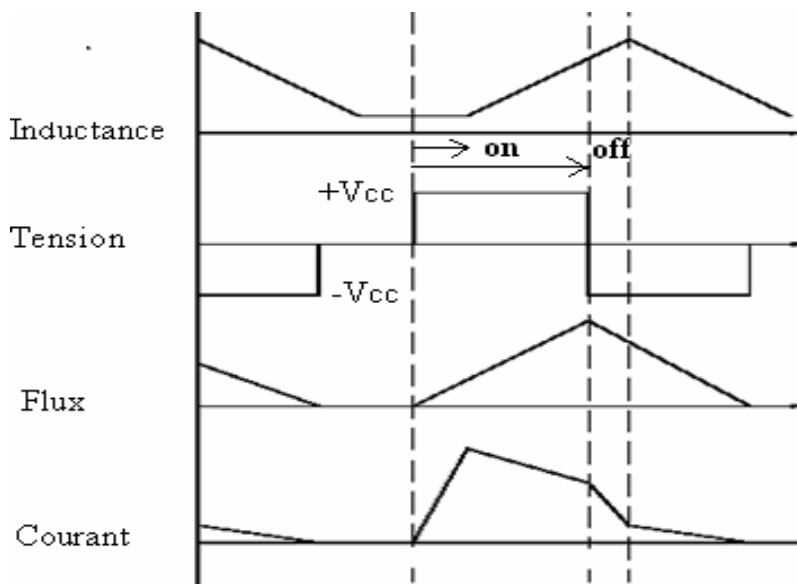


Fig 1.9 : Alimentation tension ou en pleine

1.2.4.2 Alimentation par régulation de courant

Deux principales techniques de régulations sont utilisées dans les alimentations des SRM, la technique à hystérésis, et la technique MLI. Ces techniques sont, surtout intéressantes pour les faibles vitesses car elles permettent d'assurer un couple constant. La tension appliquée au niveau des phases n'est plus constante mais dépend du courant désiré.

La technique hystérésis est présentée, et elle est illustrée par le schéma de la figure 1.10

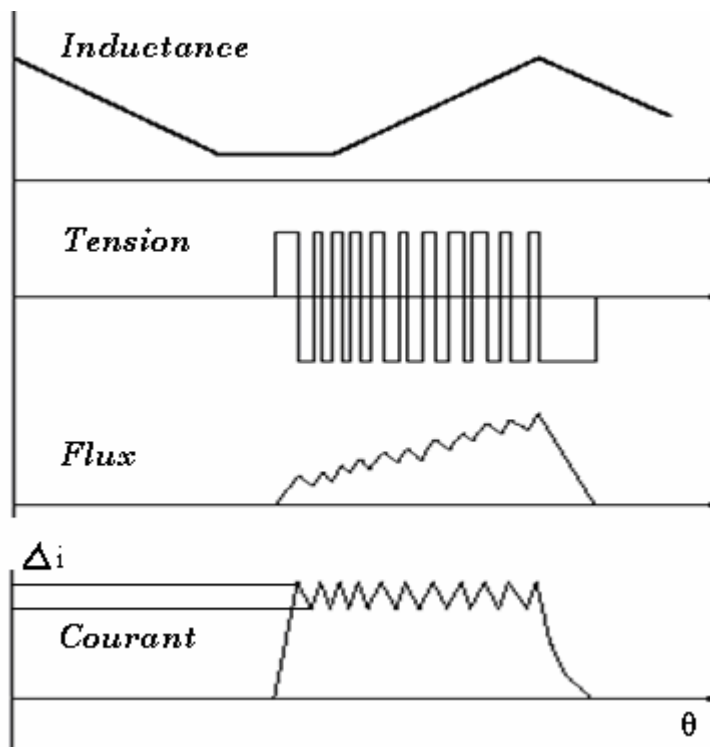


Fig 1.10 : Alimentation régulée en courant

Le courant est limité dans une bande Δi fixée préalablement en agissant sur l'excitation et la désexcitation des phases. Les deux transistors de chaque bras sont utilisés en même temps comme transistors de régulation et de commutation des phases. Le courant est maintenu presque constant durant l'excitation de chaque phase, ce qui permet d'augmenter les performances de couple. Ces performances peuvent être améliorées en agissant aussi sur les angles de commande.

1.3 Commande de la SRM

La commande de la SRM est généralement réalisée numériquement en utilisant des micro contrôleurs ou des DSP piloté par un programme de commande [15, 16]. La commande de la SRM nécessite la connaissance précise de la position. Des capteurs incrémentaux de grande résolution sont généralement utilisés. L'encombrement et le coût des capteurs, encouragés par le développement des circuits de commande permettant des calculs très complexes avec des temps d'exécution de plus en plus court, ont conduit à la suppression du capteur de position. Ce capteur est alors remplacé par un estimateur de la position qui peut être réalisé par plusieurs techniques [17, 18, 19].

1.3.1 Commande avec Capteur de Position

La commande numérique par DSP de la SRM avec capteur de position est illustrée par le schéma bloc donné sur la figure 1.11

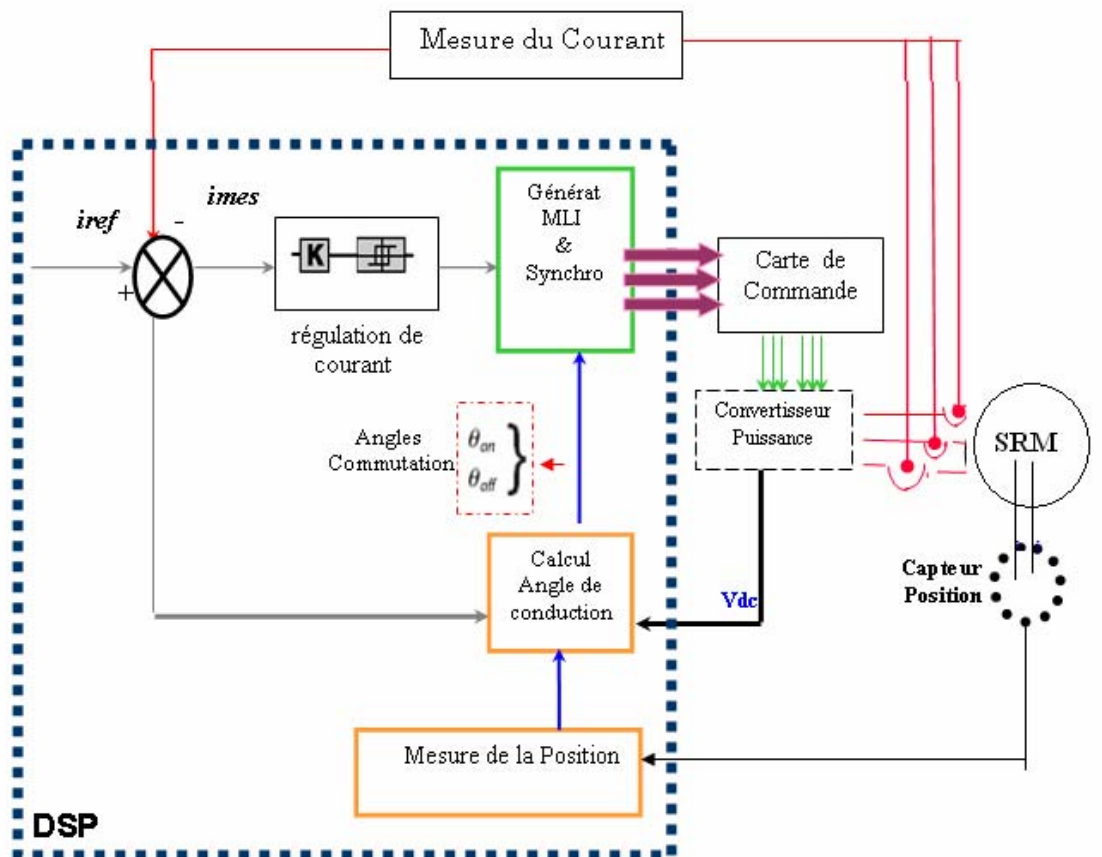


Fig1.11 Commande Numérique de la SRM, avec capteur de position

Le capteur de position nous permet l'autopilote de la machine. Les capteurs de position que l'on peut utiliser sont les capteurs optiques, à effet Hall et les capteurs à reluctance variable. Ces derniers sont les plus appropriés car ils permettent une bonne homogénéité capteur moteur.

Les signaux du capteur sont injectés dans le circuit de commande (DSP). Celui-ci génère des signaux de commande envoyés vers le convertisseur afin de synchroniser les ondes d'alimentation (tension ou courant selon la stratégie choisie) avec la position. Un programme de commande préalablement installé et exécuté, en tenant compte de la caractéristique magnétique de la machine et des angles de commandes prédéfinis, assure l'exécution des différentes tâches.

Pour une commande avec régulation de courant, le courant est aussi capté à partir des capteurs à effet Hall, et injecté dans le circuit de commande afin de réaliser la régulation du courant selon la technique préalablement programmée.

1.3.2 Commande sans Capteur de Position

Plusieurs techniques de commande sans capteur sont possibles. On distingue principalement les techniques de commande par un observateur, et par l'estimation de flux [17-19]. Cette dernière est très utilisée dans le cas des SRM, elle est illustrée par le schéma bloc donné sur la figure 1.12.

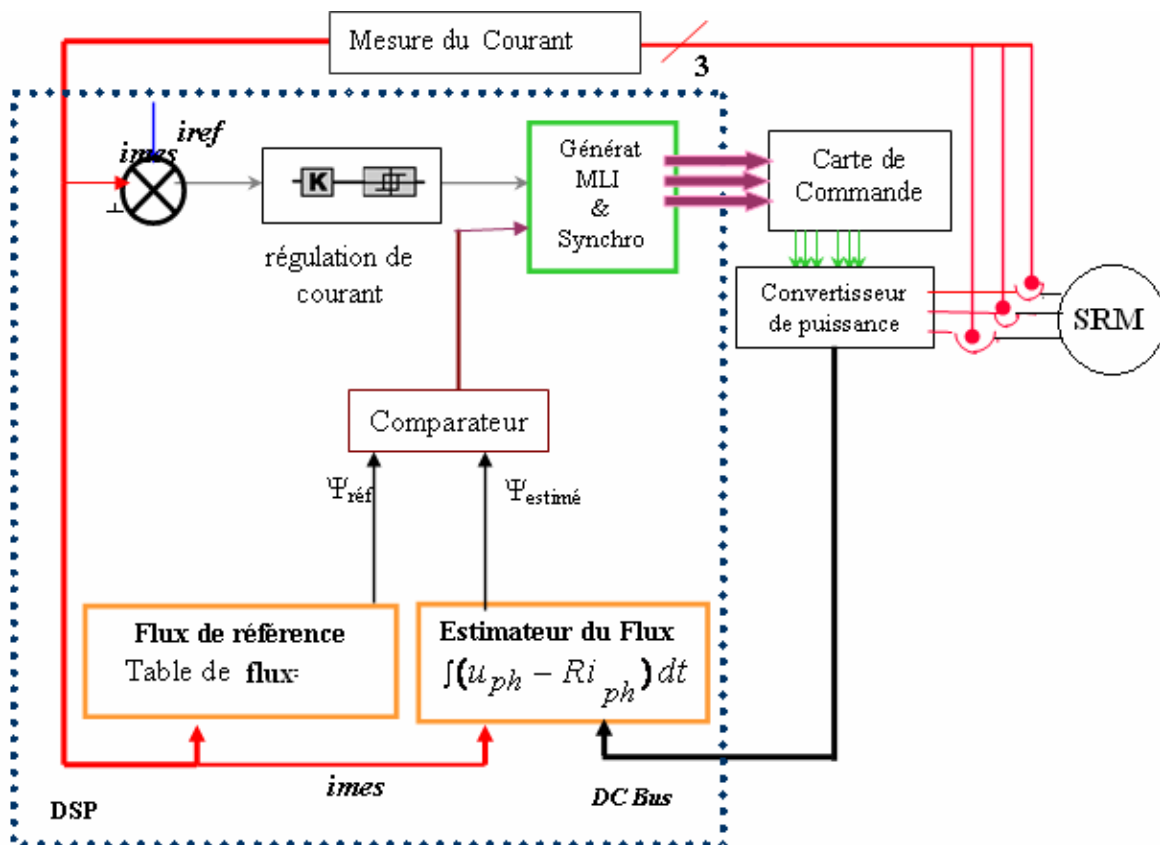


Fig1.12 Commande Numérique de la SRM, avec estimation de la position

Cette technique consiste à l'estimation du flux à partir de la mesure du courant, et de la tension d'alimentation. L'estimation de la position est, alors, obtenue après comparaison de ce flux avec le flux de référence donné par une table contenant les variations de flux en fonction de la position et du courant injectées préalablement dans la mémoire du DSP. Ces variations de flux, représentant la caractéristique de la SRM, est déterminée expérimentalement ou par la méthode des éléments finis.

1.4 Avantages et applications des systèmes d'entraînement à base de SRM

La SRM présente des qualités qui peuvent la rendre très compétitive par rapport aux autres machines industrielles (moteur asynchrone, moteur à CC, et moteur à aimant permanent) dans certaines applications. Ces qualités sont donnés par :

- Simplicité et faible coût de construction du rotor due à l'absence d'enroulements.
- Absence d'aimants permanents. ce qui permet la possibilité de fonctionner à haute température.
- Tolérance aux défauts due à l'indépendance d'alimentation des phases et la faible mutuelle entre les phases.
- Possibilité de fonctionnement à très grande vitesse, le rotor ne présente aucune forme d'excitation et son inertie est en général faible
- Courant unipolaire. Ce qui diminue le coût et la consommation du convertisseur.
- Faible inertie, et fort couple massique.
- Forte densité de puissance.

Cependant, ce moteur présente l'inconvénient de produire de fortes ondulations de couple, qui induisent des vibrations au niveau du moteur et produisent beaucoup de bruit.

Néanmoins, le nombre de qualités que présente cette machine, à conduit à son développement et à son utilisation dans plusieurs applications industrielles. En effet, cette machine trouve ses applications dans l'électroménager (lave linge par exemple), dans l'industrie automobile (moteurs pour les accessoires automobile), dans la fabrication des machines outils, dans le domaine de l'aéronautique et le Spatial. Actuellement, ce moteur est introduit dans les applications de la traction électrique, et particulièrement dans l'industrie des véhicules électriques hybrides [1, 3, 4, 14], ou il est devenu concurrent aux moteur asynchrone et moteur à aimant permanent.

Conclusion

Les SRM sont probablement les machines les plus simples à construire et les plus économiques. Elles présentent des performances semblables à celles des machines asynchrones et machines synchrones à aimant permanent avec l'avantage d'une grande tolérance aux défauts. Aussi Elles trouvent leurs applications dans plusieurs domaines industrielles et deviennent de plus en plus concurrentes.

Cependant, le champ pulsé dans l'entrefer produit un couple ondulé qui tend à déformer la structure et induit des vibrations du rotor. De plus, la saturation des matériaux magnétiques est aussi source des vibrations acoustiques qui rendent ces machines plus bruyantes que les autres. Cet inconvénient limite leur champ d'application, bien que plusieurs études ont été réalisées et plusieurs solutions ont été proposées pour réduire ces vibrations.

L'alimentation doit être réalisée à partir d'un convertisseur statique et nécessite un autopilotage qui peut être obtenu par mesure directe (capteur de position) ou indirecte de la

position (estimation de la position). Les convertisseurs requis sont unidirectionnels en courant, donc différents de ceux des machines classiques. L'onduleur de base et le plus fréquemment utilisé est le demi pont asymétrique, bien que d'autres variantes, ont été proposées pour des applications particulières.

A faibles vitesses de fonctionnement, une alimentation régulée en courant est requise, car elle permet d'obtenir de meilleures performances de couple. Pour les grandes vitesses de fonctionnement, l'alimentation devient en pleine onde, et les performances de couple se dégradent. Afin de maintenir pour certaines vitesses d'assez bonnes performances de couple, on doit agir sur les angles de commande qui permettent d'augmenter la durée de conduction et donc augmenter la valeur moyenne du couple.

Le caractère impulsional de la SRM fait que la commande numérique est très adaptée à ce type de machine. Cette commande est actuellement réalisée par les circuits DSP en utilisant un capteur de position ou en remplaçant le capteur par un estimateur numérique. La suppression du capteur permet la réduction du coût, et diminue l'encombrement. Cependant, les algorithmes de commande sont beaucoup plus complexe, et nécessite une très bonne connaissance de la caractéristique magnétique de la machine, afin d'assurer les mêmes performances qu'avec capteur (résolution, précision).

Chapitre 2

Modélisation de la SRM

Introduction

Le caractère fortement non linéaire de la SRM produit par la double saillance de sa structure ainsi que la présence de la saturation pour le régime nominal de fonctionnement nécessite des modèles précis pour l'analyse des performances, la conception et la commande de ces machines. La méthode des éléments finis est très utilisée pour la résolution de ce type de problème car elle permet de tenir compte de toute ces non- linéarités en donnant des solutions avec une grande précision. Plusieurs travaux concernant l'identification par EF de la SRM ont été réalisés. Certains travaux avaient pour objectif de déterminer les caractéristiques magnétique des prototypes dans le but d'un bon dimensionnement [20,22-25], d'autres travaux concernaient beaucoup plus la commande qui nécessite la connaissance précise des caractéristiques de la machine [26].

Bien que, la méthode des EF permette une détermination précise des caractéristiques magnétiques de la SRM, cette méthode consomme souvent beaucoup de temps. De plus, les caractéristiques d'inductance ou de flux obtenus par EF n'étant pas toujours faciles à manipuler dans les modèles de Commande, des modèle analytiques plus versatiles, dans lesquels tous les paramètres de la machines et de commande peuvent être considérés, ont été proposés [4, 26].

La première partie de ce chapitre concerne la modélisation électromagnétique de deux structures de SRM: la SRM 8/6 à quatre phases proposée par Dawson dans sa référence [19], et la SRM 12/8 à trois phases industrielle utilisée dans une application domestique, dans le but déterminer les caractéristiques magnétiques de ces machines. Ces caractéristiques sont obtenues après résolution du problème magnétostatique en utilisant la Méthode des Eléments Finis.

Dans la deuxième partie du chapitre, un modèle analytique basé sur la méthode des circuits magnétiques équivalents est proposé pour la structure 12/8. Ce modèle a pour objectif de déterminer les inductances propres dans les positions d'alignement et de non alignement à partir des distributions de flux obtenues par EF pour ces positions particulières, et supposer que la variation de cette inductance est linéaire entre ces deux positions. Les résultats obtenus par cette méthode sont comparés à ceux obtenus par EF.

2.1 Modélisation de la SRM 8/6

2.1.1 Structure de la SRM 8/6

C'est une machine de structure 8/6 à 4 phases dont les paramètres sont présentés sur la table présentée en annexe1. Cette structure a été déjà citée au chapitre1, et pour des raisons pratiques est représentée sur la figure2.1

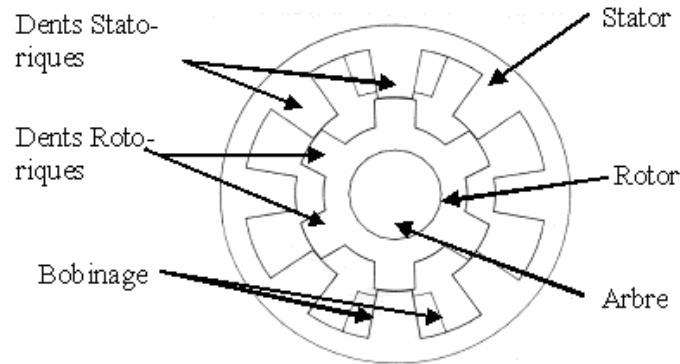


Fig. 2.1 Structure de la SRM 8/6

C'est une machine à flux radial. Chaque phase est constituée de deux enroulements connectés en série et disposés diamétralement opposés, pour éviter la déformation du rotor.

2.1.2 Modélisation Electromagnétique

Le modèle électromagnétique est établi à partir des équations de Maxwell appliquées aux différents domaines définis en fonction de la perméabilité des matériaux, à partir de la structure précédente. L'association de ces équations nous permet de définir l'équation aux dérivées partielles de Poisson donnée par la relation :

$$\frac{\partial}{\partial x} \left(\frac{1}{\mu} \cdot \frac{\partial A}{\partial x} \right) + \frac{\partial}{\partial y} \left(\frac{1}{\mu} \cdot \frac{\partial A}{\partial y} \right) + \frac{\partial}{\partial z} \left(\frac{1}{\mu} \cdot \frac{\partial A}{\partial z} \right) = -J \quad (2.1)$$

A: Potentiel Vecteur

J: densité Volumique de courant

μ : la perméabilité du matériau correspondant au domaine de résolution

Les différents domaines de résolution de l'équation de Poisson sont donnés sur la figure 2.2

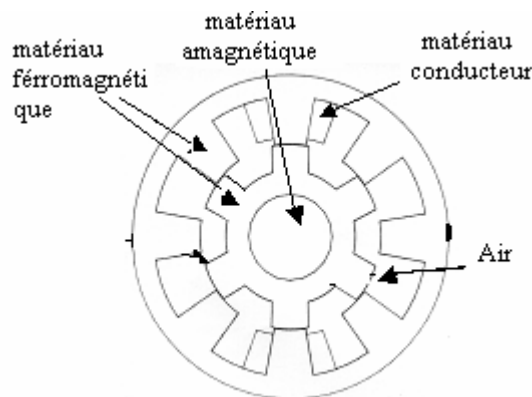


Fig. 2.2 Domaines de résolution de la SRM 8/6

Les surfaces correspondantes à l'air et aux bobinages sont de perméabilité relative unitaire. La surface correspondante à l'arbre du moteur est de matériau amagnétique de perméabilité relative unitaire. Concernant la surface du stator et du rotor, la perméabilité donnée par la caractéristique B(H) de l'acier a été attribuée.

2.1.3 Résolution par la Méthode des Eléments Finis (MEF)

La résolution de l'équation de Poisson est effectuée par EF. Un Logiciel testé à été utilisé à cet effet. Cette résolution nécessite certaines hypothèses permettant de simplifier la résolution.

2.1.3.1 Hypothèses simplificatrices

Pour simplifier la résolution du problème, nous posons les hypothèses suivantes :

- Courants de FOUCAULT négligeables, ce qui est justifié par le fait que le stator et le rotor sont construits à partir de tôles feuilletés
- Hystérésis négligeable
- La longueur de la machine est supposée très grande devant son diamètre. Cette hypothèse nous permet de ramener le problème à un problème bidimensionnel, plus simple à résoudre.

Compte tenu de la dernière hypothèse, l'équation de Poisson est ramenée à une équation définie en bidimensionnel. Elle est donnée par :

$$\frac{\partial}{\partial x} \left(\frac{1}{\mu} \cdot \frac{\partial A}{\partial x} \right) + \frac{\partial}{\partial y} \left(\frac{1}{\mu} \cdot \frac{\partial A}{\partial y} \right) = -J \quad (2.2)$$

2.1.3.2 Discrétisation du Domaine

La résolution par EF, nécessite la discrétisation des différents domaines définis précédemment. Un maillage est alors réalisé en divisant les domaines en différents blocs en tenant compte de la géométrie réelle de la machine ainsi que des propriétés des matériaux la constituant. Ces blocs sont divisés à leurs tours en éléments triangulaires à trois nœuds dont le nombre résulte d'un compromis entre la précision désirée et les limites du logiciel.

Un angle de 2 degrés mécanique est choisi comme distance entre deux positions voisines. Cet incrément est obtenu après quelques essais pour plusieurs angles, et s'est avéré suffisant pour une détermination précise des caractéristiques de la machine.

Le maillage réalisé n'est pas uniforme sur toute la structure de la machine, un maillage plus fin est réalisé au niveau de l'entrefer et des dents afin d'optimiser la durée de résolution.

Le maillage obtenu est présenté sur la figure 2.3

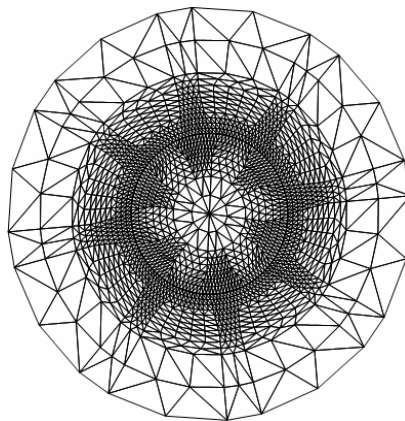


Fig. 2.3 Maillage de la SRM 8/6

2.1.3.3 Résolution du problème par EF

Avant la résolution du problème, Il est nécessaire de spécifier la surface ou le champ magnétique est confiné. Le problème est alors résolu en imposant la condition de Dirichlet, $A=0$, sur une surface extérieure à la machine.

De plus, le courant de phase pour lequel le problème doit être résolu, doit être spécifié. Ce qui est effectué en appliquant une densité de courant sur les éléments correspondants aux enroulements de la phase considérée. Les valeurs de courants choisies varient de 2A à 16A.

La résolution de l'équation de poisson dans le domaine discrétisé nous permet de déterminer le potentiel vecteur A en chaque nœud du maillage. Nous pouvons, ainsi déduire toutes les caractéristiques magnétiques de la machine.

2.1.3.3.1 Distribution de Flux

La distribution de flux a été déterminée pour trois positions particulières, en injectant un courant de 10A. Elle est représentée sur les figures : Fig2.4a, Fig2.4b, Fig2.4c qui correspondent respectivement aux positions de non-alignement ou d'opposition, de recouvrement partiel, et d'alignement ou de conjonction.

- Position d'opposition ou de non alignement

C'est la position où la paire de pôles rotoriques est alignée sur l'axe inter- polaire de la paire de pôles statorique (fig2.4a). Nous constatons que les lignes de flux sont distribuées à travers les deux paires de dents rotoriques les plus proches de la paire de pôles statoriques. Dans ce cas le circuit magnétique présente une reluctance maximale, et il n'est pas sujet au phénomène de saturation.

- Position de recouvrement partiel

C'est la position où la paire de pôles statoriques est en recouvrement partiel avec la paire de pôles rotoriques (Fig2.4b). Nous constatons que les lignes de flux sont plus importantes que dans la position précédente, et elles sont concentrées au niveau de la paire de pôles rotoriques particulièrement dans la surface de recouvrement. Ce qui provoque le phénomène de saturation. La saturation dans cette partie du circuit magnétique est désirée car elle permet d'augmenter le couple de la machine.

- Position d'alignement ou de conjonction

C'est la position où la paire de pôles rotoriques est en total recouvrement avec la paire de pôles statoriques (Fig2.4c). Dans ce cas, la reluctance du circuit magnétique est minimale et les lignes de flux sont concentrées au niveau de toute la surface des dents en recouvrement. Le phénomène de saturation apparaît aussi dans cette position.

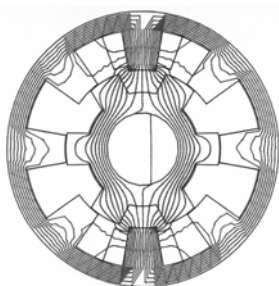


Fig2.4a Position de non-alignement

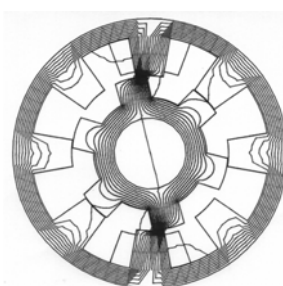


Fig2.4b Position de recouvrement partiel

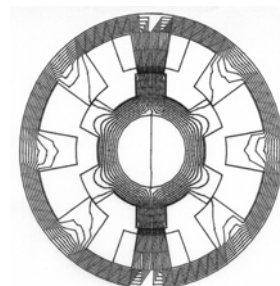


Fig2.4c Position d'alignement

2.1.3.3.2 Caractéristiques de Flux $\Phi(\theta,i)$

Le Flux principal est donné directement par le logiciel par unité de longueur, après résolution du problème. Ce flux est déterminé pour toutes les positions du rotor, de la position d'alignement à la position de non-alignement, en injectant différentes valeurs de courant. Les caractéristiques de flux en fonction du courant pour différentes positions sont représentées sur la figure 2.5

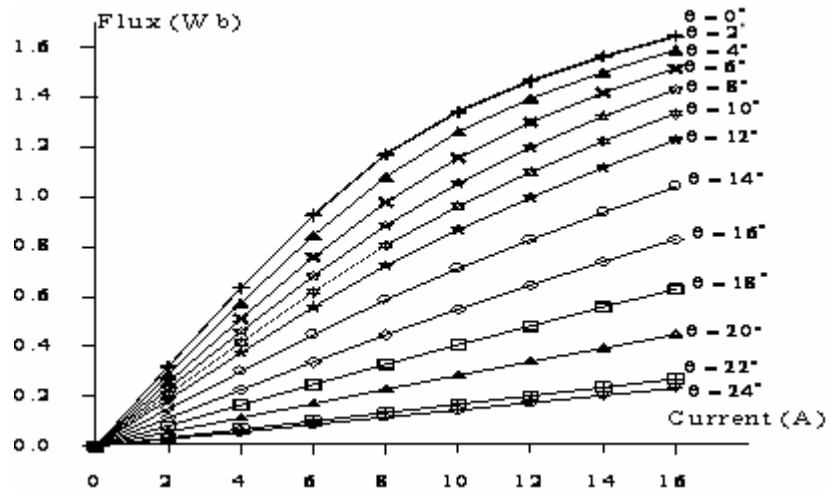


Fig.2.5 Variations de flux Φ (θ, i)

Les caractéristiques de flux en fonction du courant sont linéaires pour les positions $\theta > 14^\circ$. Au de la de cette position, la caractéristique commence à devenir non linéaire en fonction du courant. La saturation apparaît dans le circuit magnétique à partir de la valeur du courant de 6A dans les positions de recouvrement partiel.

2.1.3.3.3 Caractéristiques d'Inductances L (θ, i)

L'inductance propre a été calculée à partir des valeurs de flux déterminées précédemment. Les variations de cette inductance en fonction de la position pour différentes valeurs de courant sont données sur la figure 2.6

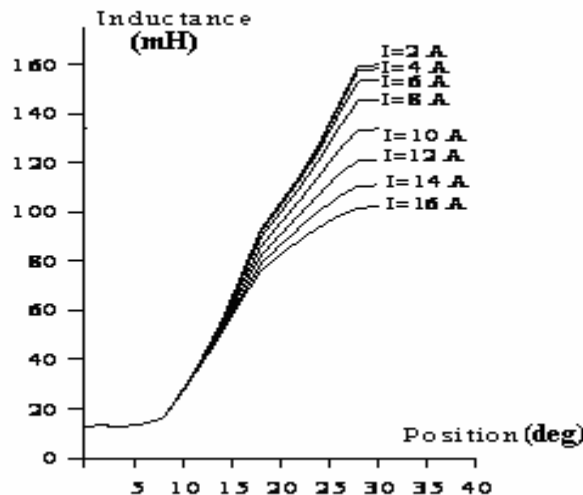


Fig.2.6 Variations d' Inductance Propre L (θ, I)

Nous constatons que cette inductance est pratiquement constante et minimale pour les positions $0 < \theta < 7.5^\circ$ quelque soit la valeur du courant. Cette position correspond à la position de non-alignement. Elle devient maximale et dépendante du courant autour de $\theta = 30^\circ$. Cette position correspond à la position d'alignement. Dans cette position l'inductance diminue avec le courant, ce qui confirme l'existence de la saturation.

A $\theta=7.5^\circ$, l'inductance commence à croître linéairement avec la position. Cette position correspond au début du recouvrement des paires de pôles statoriques et paires de pôles rotoriques. L'effet du courant sur la variation d'inductance en fonction de la position n'apparaît qu'à partir de la position $\theta=14^\circ$ qui correspond au début de la saturation.

Les caractéristiques d'inductances obtenues seront utilisées au quatrième chapitre pour la modélisation du système de commande de la SRM 8/6

2.2 Modélisation de la SRM 12/8

2.2.1 Modélisation Electromagnétique

La SRM que nous nous proposons d'étudier dans cette partie est une SRM 12/8 à trois phases, utilisée dans une application domestique. Elle est présentée sur la figure 2.7

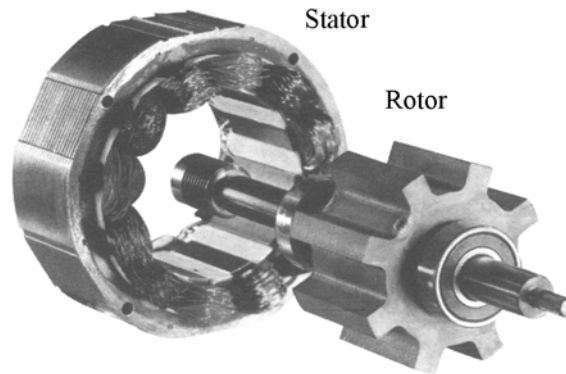


Fig.27 SRM 12/8. triphasée

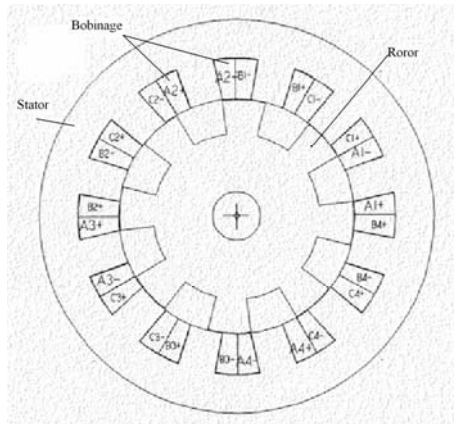
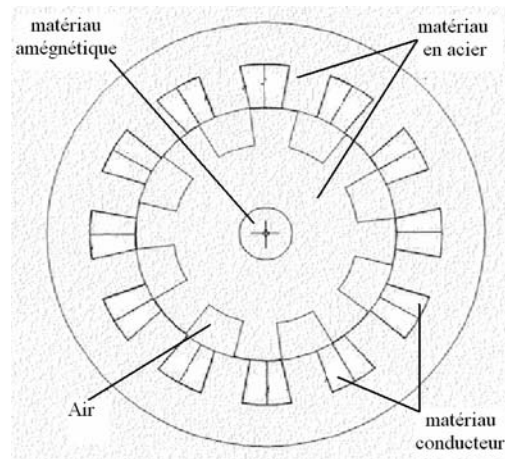


Fig.2.8: Structure de la SRM

Le modèle électromagnétique utilisé précédemment est appliqué pour cette machine. L'équation de Poisson appliqué aux différents domaines définis à partir de la structure nous permettra de résoudre le problème magnétostatique.

Les différents domaines de résolution du problème sont définis sur la figure 2.9



**Fig.2.9 : Domaines de résolution par EF
SRM 12/8**

2.2.2 Résolution par EF

De même que pour la SRM 8/6, la résolution de l'équation de Poisson est effectuée par EF à travers le Logiciel "Maxwell" conçu pour les problèmes bidimensionnels. Un maillage est, alors, réalisé sur toute la structure de la machine.

2.2.2.1 Discrétisation du Domaine

Après avoir définis, le domaine de résolution, et subdivisé ce domaine en sous domaines auxquels, on attribue la perméabilité correspondante (voir figure2.9). Un maillage est construit en choisissant un angle minimal de déplacement de 1 degrés mécanique, afin d'obtenir un maillage fin au niveau de l'entrefer qui permettrait de résoudre le problème avec une grande précision. Le maillage obtenu est présenté sur la figure 2.10

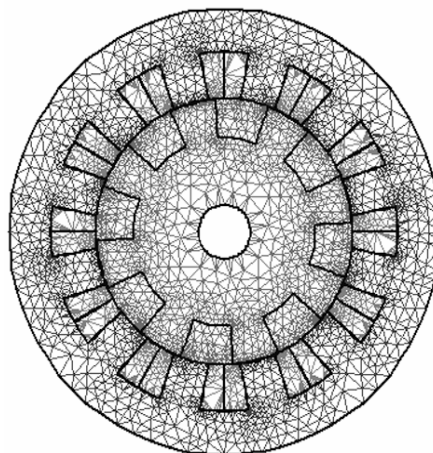


Fig.2.10 : Maillage de la SRM 12/8

L'analyse de ce maillage nous montre qu'effectivement, le maillage est beaucoup plus fin au niveau de la zone d'entrefer, et que la résolution du maillage est progressive. Le maillage devient de plus en plus large en s'éloignant de l'entrefer. Ceci nous permet d'affirmer que notre maillage est optimisé.

2.2.2.2 Résolution du problème

Comme pour la première machine, La condition de Dirichlet est imposée sur un contour dans le vide entourant la surface extérieure de la machine.

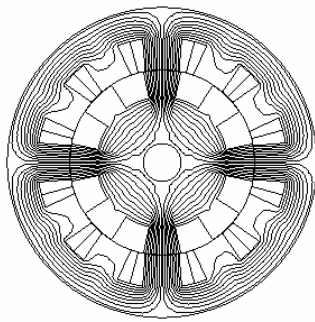
En considérant les mêmes hypothèses simplificatrices, que dans les cas de la machine précédente, La résolution du problème est réalisé en utilisant l'équation de poisson ramené aux problèmes bidimensionnels, après avoir injecté le courant dans les différents enroulements de la phase considérée.

Les solutions obtenues nous permettent de déterminer les caractéristiques magnétiques de la machine.

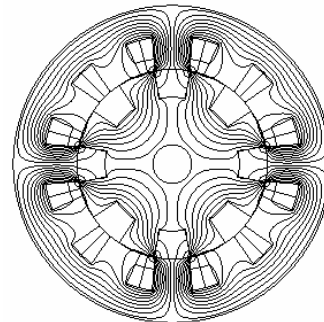
2.2.3 Caractéristiques Electromagnétiques

2.2.3.1 Distribution de flux

La distribution de Flux, est donnée directement par le logiciel. Cette distribution est présentée pour deux positions particulières du rotor correspondantes aux positions d'alignement, de non-alignement des pôles statoriques et rotoriques pour un courant de 2.3A. Elle est représentée sur la figure 2.11.



a) Position d'Alignement



b) Position de non -Alignement

Fig.2.11 Distribution de flux de la SRM 12/8

2.2.3.2 Caractéristique de Flux $\psi(\theta,i)$

Les caractéristiques de Flux, en fonction de la position pour plusieurs valeurs de courants sont données sur la figure 2.12.

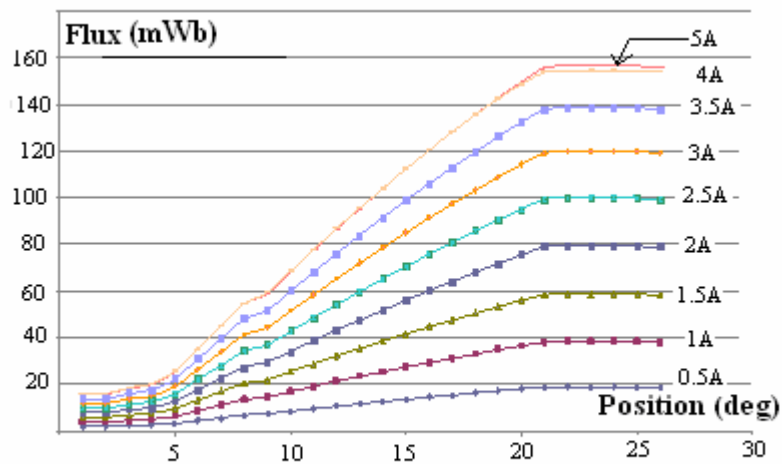


Fig.2.12: Caractéristiques de Flux $w(\theta, i)$

Les valeurs de Flux sont données par unité de longueur.

2.2.3.3 Caractéristique d'Inductance $L(\theta, i)$

L'inductance propre de la machine est calculée à partir, du flux magnétique donnée précédemment. Ses variations en fonction de la position pour différentes valeurs de courant sont déterminées et représentées sur la figure 2.13.

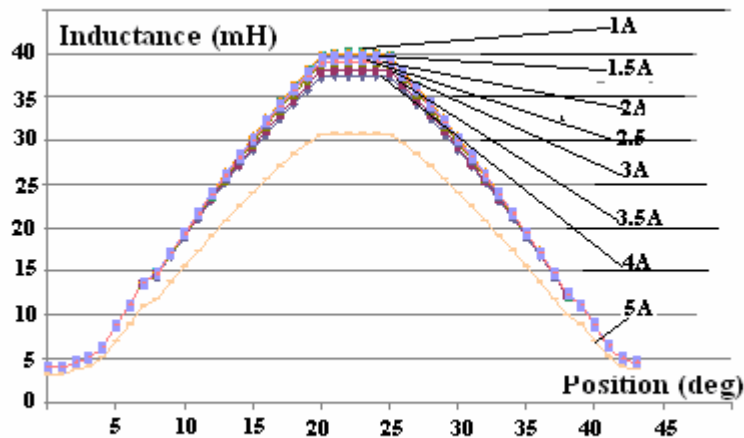


Fig 2.13 Caractéristiques $L(\theta, i)$

Ces caractéristiques sont analogues à celles obtenues, pour la SRM 8/6. La valeur d'inductance est minimale dans la position de non-alignement et maximale dans la position d'alignement, et la variation entre les deux positions est pratiquement linéaire. Cependant les valeurs d'inductances sont plus faibles, surtout la différence entre la valeur minimale est maximale de l'inductance, qui intervient dans le dimensionnement du couple. De plus nous constatons que cette machine ne sature pas beaucoup pour un fonctionnement nominal, puisque la saturation n'apparaît qu'à partir d'un courant de 4 A, qui est bien supérieur au courant nominal.

2.2.3.4 Caractéristiques de Couple Electromagnétique

Le couple électromagnétique de la machine à été déterminé à partir de la co- énergie magnétique en utilisant la relation :

$$C = \frac{\partial W_c}{\partial \theta} \Big|_{i=cst} \quad (2.3)$$

Ce couple a été déterminé, en fonction de la position, et pour plusieurs valeurs de courant. Ses variations en fonction de la position et du courant sont représentées sur la figure 2.14

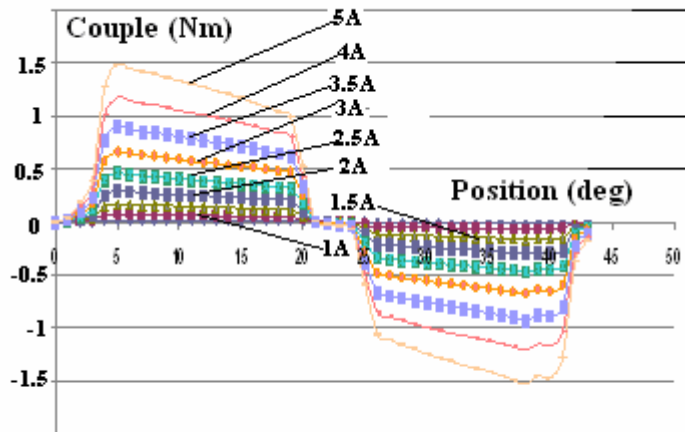


Fig 2.14 Caractéristiques de Couple C(θ,i)

Ces caractéristiques sont symétriques par rapport à la position $\theta=22.5$ deg correspondant à la position de non alignement ou le couple est nul. Le couple est aussi nul dans la position $\theta=0$ deg correspondant à la position d'alignement. La partie positive du couple correspond au fonctionnement moteur et la partie négative correspond au fonctionnement générateur ou frein.

2.3 Modélisation analytique par circuits magnétique équivalents de la SRM 12/8

Un modèle analytique de la SRM 12/8 est proposé dans ce cas. La méthode des circuits magnétiques équivalents est utilisée pour déterminer l'inductance de la machine. La structure 12/8 est représentée de nouveau sur la figure 2.15, en spécifiant les paramètres géométriques utilisés dans la modélisation.

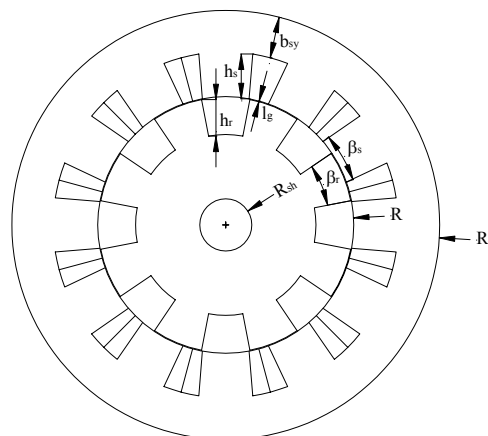


Fig 2.15 Structure de la SRM 12/8
Paramètres géométriques

La méthode consiste à la détermination de l'inductance de la machine pour les positions d'alignement L_a et de non-alignement L_u pour le courant nominal, en supposant que la variation d'inductance entre ces deux positions est linéaire. Cette méthode a été présentée par Krishnan dans sa référence [4] et a été appliquée à une SRM 8/6.

2.3.1 Méthodologie

La détermination de cette inductance doit suivre certaines étapes nécessaires pour aboutir aux valeurs L_a , et L_u . Ces étapes sont :

- Déterminer la carte de distribution de flux pour les positions d'alignement et de non alignement. Dans notre cas, elle a été déterminée précédemment par éléments finis.
- Définir les trajets de flux à considérer dans le calcul.
- Etablir le schéma du circuit magnétique équivalent pour chaque trajet de flux défini précédemment
- Calculer le champ magnétique H par une méthode itérative en choisissant une valeur d'induction initiale B_{s0} . Cette valeur doit être proche d'une valeur réelle pour augmenter la rapidité de convergence.
- Calculer les réluctances des circuits magnétiques établis dans l'étape3
- Calculer les inductances partielles et les inductances totales L_u et L_a

2.3.2 Définition des trajets de flux

Les trajets de flux sont définis à partir des cartes de distribution de flux obtenues par EF, pour les positions d'alignement et de non alignement (voir figure 2.11).

Les trajets de flux sont choisis en tenant compte de la distribution des lignes de flux dans le circuit magnétique. L'analyse de la figure 2.11, nous montre que dans la position d'alignement, toutes les lignes de flux passent par les mêmes circuits magnétiques avec pratiquement les mêmes distances ; un seul trajet de flux passant par le milieu du circuit magnétique est alors choisi. Dans la position de non alignement, les lignes de flux sont dispersées et ne traversent pas tous les mêmes circuits magnétiques, et les distances sont différentes, on choisira alors, 5 trajets de flux.

2.3.3 Détermination des circuits magnétiques équivalents

Les trajets de flux choisis précédemment nous permettent d'établir les circuits magnétiques équivalent pour chaque position et pour chaque trajet, en tenant compte des circuits magnétiques traversés par ces trajets.

Deux circuits magnétiques équivalents correspondant à l'unique trajet de la position d'alignement et un des trajets choisis pour la position de non-alignement sont présentés sur les figures 2.16 et 2.17

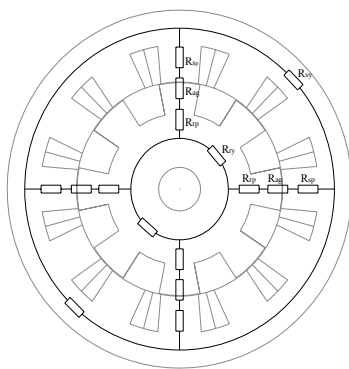


Fig 2.16 Circuit magnétique équivalent position d'alignement

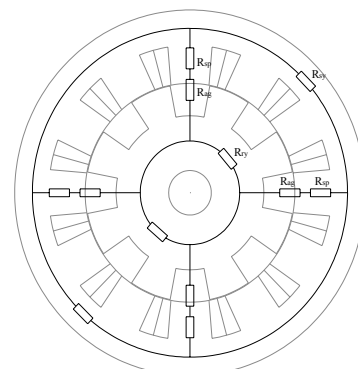


Fig 2.17 Circuit magnétique équivalent position de non-alignement

2.3.4 Calcul de B et H

Le calcul de la réluctance nécessite la connaissance de B et H dans chaque segment de circuit magnétique. Ce calcul est réalisé à partir d'une méthode itérative en partant d'une valeur initiale de B_{s0} dans la dent statorique proche d'une valeur réelle pour accélérer la convergence. Dans notre cas, on choisira la valeur obtenue par EF pour le courant de 2.3A. $B_{s0}= 0.5T$. La condition imposée pour la résolution du problème est la suivante :

$$| Ni - \sum H_k l_k | = \varepsilon \quad (2.4)$$

Où N représente le nombre de spires par phase

H_k : le champ magnétique dans chaque segment du circuit magnétique équivalent

L_k : longueur du segment

ε : l'erreur tolérée sur la f.m.m

2.3.5 Calcul des réluctances

Le calcul des réluctances des différents segments des circuits magnétiques est réalisé à partir de la relation : $R=l/\mu.A$. μ représente la perméabilité du circuit magnétique, A : la section traversée par le trajet de flux, l : longueur du trajet de flux.

Si on considère le trajet de flux présenté pour la position d'alignement, les reluctances définis sont R_{sp1} , R_{g1} , R_{rp1} , R_{ry1} , et R_{sy1} correspondant respectivement aux reluctances du pole statorique, de l'entrefer, du pole rotorique, de la culasse statorique et de la culasse rotorique. Ces reluctances sont calculées à partir des relations suivantes :

$$R_{sp1}=l_{sp1}/ \mu A_{sp1} \quad (2.5)$$

$$R_{g1}=l_{g1}/ \mu_0.A_{g1} \quad (2.6)$$

$$R_{rp1}=l_{rp1}/ \mu.A_{rp} \quad (2.7)$$

$$R_{ry1}=l_{ry1}/ \mu.A_{ry1} \quad (2.8)$$

$$R_{sy1}=l_{sy1}/ \mu.A_{sy1} \quad (2.9)$$

μ représente la perméabilité du circuit magnétique de la machine, elle est déterminé à partir de la caractéristique $B=f(H)$, et les reluctances sont exprimés en fonction de B, et H calculés précédemment, telles que par exemple :

$$R=l.H/B.A \quad (2.10)$$

Avec, A et l représentant, respectivement, les sections droites traversées par le trajet de flux, et les longueurs de ces trajets.

Ces sections et longueurs sont exprimées en fonction des paramètres géométriques de la machine donnés par la table 2.

2.3.6 Calcul des inductances L_a et L_u

L'inductance pour chaque trajet de flux considéré est calculée en fonction des réluctances à partir de la relation :

$$L_{ui} = \frac{N_{ph}^2}{\sum R_k} \quad (2.11)$$

Pour le trajet considéré, nous aurons :

$$L_{a1}= N_{ph}^2/(2R_{sp1}+ R_{g1}+ R_{rp1}+ R_{ry1}+ R_{sy1}) \quad (2.12)$$

Les inductances L_a et L_u sont calculées à partir des inductances partielles déterminées pour tous les trajets de flux.

$$L_u = \sum_i L_{ui}, \quad (2.13)$$

$$L_a = \sum_i L_{ai} \quad (2.14)$$

Un programme de simulation a été développé, et nous a permis de calculer les valeurs d'inductances qui sont : $L_a=, 54.34$ mH, $L_u=7.95$ mH

La variation d'inductance en fonction de la position entre les positions d'alignement et de non-alignement est supposée linéaire, et constante dans les positions d'alignement et de non-alignement.

La caractéristique d'inductance est représentée sur la figure 2.18 ou les angles relatifs aux variations de pentes sont précisés.

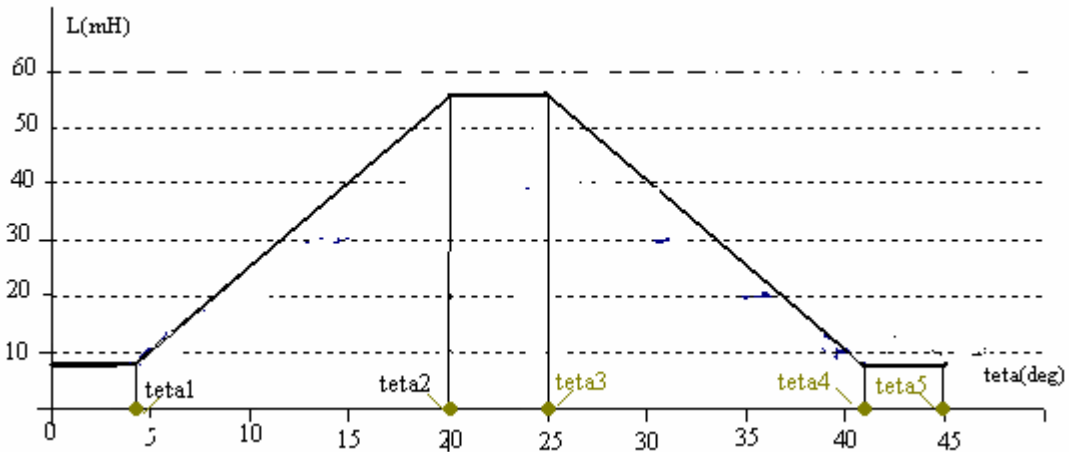


Fig 2.18 Variations d'Inductance en fonction de θ . modèle Analytique

Ces angles sont calculés en fonction des paramètres géométriques de la machine à partir des relations suivantes :

$$\theta_1 = (1/2) \cdot [(2 \cdot \pi / N_r) - (\beta_s + \beta_r)] \quad (2.15)$$

$$\theta_2 = \theta_1 + \beta_s \quad (2.16)$$

$$\theta_3 = \theta_2 + (\beta_r - \beta_s) \quad (2.17)$$

$$\theta_4 = \theta_3 + \beta_s \quad (2.18)$$

$$\theta_5 = \theta_4 + \theta_1 = 2 \cdot \pi / N_r \quad (2.19)$$

La caractéristique de cette inductance en fonction de la position est représentée sur la figure 2.19, en même temps que celle obtenue par éléments finis pour la même valeur du courant.

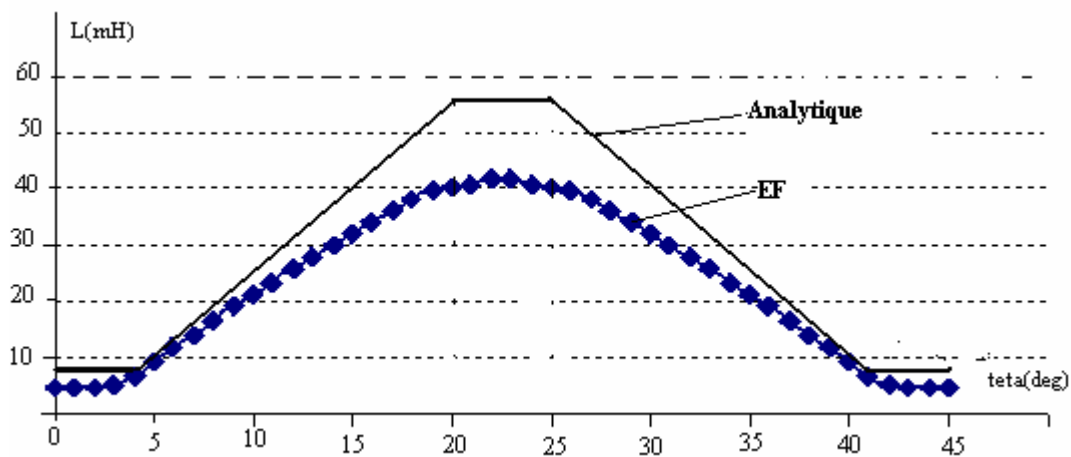


Fig 2.19 Variations d'inductance en fonction de téta, modèle Analytique, modèle par EF

Les valeurs d'inductance pour la position de non- alignement sont assez proches, mais l'écart devient important pour la position d'alignement. Ceci est du aux approximations considérées dans le calcul pour cette position.

2.3.7 Calcul du couple statique

Le couple statique est calculé à partir de la relation :

$$C = (1/2)(dL/d\theta).I^2 \quad (2.20)$$

On obtient un couple constant durant la croissance de l'inductance, et nul ailleurs. La caractéristique du couple est présentée en même temps que celle obtenue par EF sur la figure 2.20.

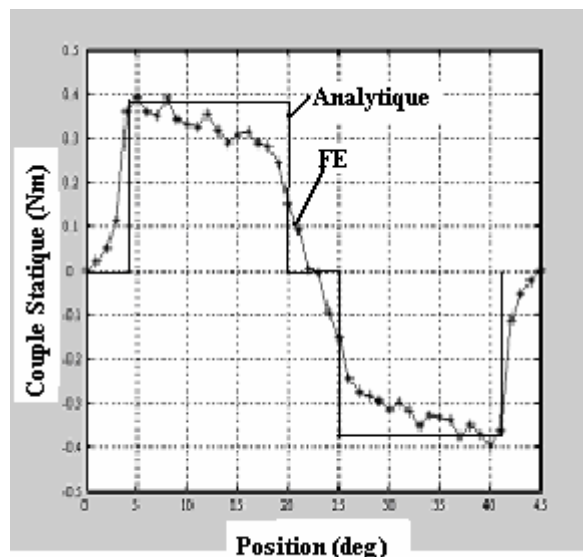


Fig 2.20 : Variations du Couple Statique en fonction de téta, Analytique, EF

Nous constatons que les deux caractéristiques se superposent à un certain degré, et la valeur maximale du couple obtenue n'est pas très différente de la valeur maximale obtenue par EF.

Conclusion

Dans ce chapitre, la méthode des EF nous a permis de déterminer les caractéristiques magnétiques de la SRM 8/6 et de la SRM 12/8 en tenant compte des non- linéarités introduites par ce type de machine (double saillance et saturation). Ces caractéristiques peuvent être utilisées dans les modèles de commande ou d'optimisation. Dans notre cas, les caractéristiques d'inductance obtenues pour la SRM 8/6 seront utilisées au chapitre3, dans la modélisation du système de commande, et les caractéristiques électromagnétiques obtenues pour la SRM 12/8 seront utilisées au chapitre 4 pour l'optimisation de la machine.

Par ailleurs un modèle analytique, basé sur la méthode des circuits magnétiques équivalents, de la SRM 12/8 a été proposé. Celui- ci peut être aussi utilisé dans une première étape de conception des SRM, puisqu'il prend en compte tous les paramètres de la machine. Ce modèle peut être, aussi, utilisé dans les modèles de commandes ou les modèles analytiques sont plus simple à manipuler, ou dans un système où tous les paramètres géométriques et de la commande doivent être optimisés en même temps. Dans notre cas ce modèle sera utilisé au chapitre 3 pour la modélisation du système de Commande de la SRM12/8.

Chapitre 3

Contribution à l'Optimisation d'une SRM

Introduction

Les problèmes majeurs posés par les utilisateurs des SRM sont le bruit et les ondulations de vitesse particulièrement à faible vitesse qui sont produits principalement par les ondulations de couple. Pour réduire ces ondulations, deux approches peuvent être considérées : une approche qui intervient sur la géométrie de la machine en modifiant certains éléments de la structure présentant un impact important sur les ondulations. L'autre approche intervient sur l'alimentation et la commande en modulant la forme de courant afin d'obtenir un couple avec un minimum d'ondulations.

Dans le cas de notre travail, nous nous sommes intéressés à la première approche. En effet, il a été montré dans plusieurs travaux [11, 14] que le couple de la machine, ainsi que l'ondulation de couple sont sensibles aux largeurs des pôles statoriques et rotoriques β_s et β_r . Dans la référence [8], l'auteur a montré que l'angle d'empiètement des pôles rotoriques et statoriques doit être suffisamment large afin d'assurer un couple suffisant durant la période de commutation. Par ailleurs, dans les références [10, 11], les auteurs ont montré qu'élargir le pôle statorique conduit à la réduction du taux d'ondulation et l'augmentation du couple de la machine. De plus, l'auteurs de la référence [30], a présenté une méthode analytique pour la détermination de la force et de la perméance de la machine, et a proposé une procédure d'optimisation (minimisation d'ondulation de couple) en utilisant une méthode d'interpolation basé sur la méthode des réseaux de neurones type BPR (back propagation). Cependant, sa méthode de recherche de l'optimum global présente une certaine complexité, et l'optimisation n'est pas précise, car l'auteur ne tient pas compte de la saturation de la machine qui, dans ce cas représente une des caractéristiques de la SRM.

Afin d'effectuer une optimisation de la structure avec suffisamment de précision, d'autres auteurs [10, 22] ont utilisés la méthode des éléments finis pour la détermination des caractéristiques statiques de couples. Plusieurs résolutions sont alors nécessaires, des méthodes heuristiques ont été, ainsi associées pour l'interpolation. Cette méthode est assez précise, mais elle consomme beaucoup de temps.

Dans ce chapitre, nous proposons une procédure de minimisation d'ondulation de couple plus simple, qui consomme moins de temps et qui est plus précise. La SRM industrielle 12/8 présentée au chapitre2 est choisie pour l'optimisation. Cette méthode utilise Un ensemble de configurations (β_s, β_r) appartenant à une région appelée triangle de faisabilité défini par Laurenson [1]. Dans le but de tenir compte des différentes non- linéarités, la méthode des éléments finis est utilisée pour la détermination des caractéristiques du couple statique. Les ondulations de couple présentant un effet prépondérant à faible vitesse, les caractéristiques de couple statiques sont alors utilisées pour la détermination de couple moyen et du taux d'ondulation. La recherche précise de la configuration qui donnerait une ondulation de couple la plus faible avec un couple moyen acceptable, nécessite une interpolation du couple moyen et du taux d'ondulation en fonction (β_s, β_r) . Le caractère fortement non linéaire des variations du couple moyen et du taux d'ondulation en fonction de β_s et β_r a conduit au choix de la méthode des réseaux de neurones type GRNN (Generalised Regression Neural Network) pour l'interpolation [31]. Cette méthode s'est avérée très adaptée dans notre cas, et

ce type de réseaux GRNN est choisi plutôt que le réseau (BPR), car l'entraînement consomme moins de temps avec de bonnes performances. Par ailleurs, l'application de cette méthode a montré que les données d'entrées étaient suffisantes pour une bonne interpolation. Un programme d'optimisation est développé, utilisant les résultats d'interpolation, nous permet de déterminer la structure optimale. Les résultats de ces travaux ont fait l'objet d'une publication dans la revue internationale IEEE. Transaction [13], présentée en annexe3.

3.1 Méthodologie d'Optimisation

L'approche d'optimisation proposée suit les étapes suivantes :

- Construction du triangle de faisabilité
- Calcul du couple statique par EF des configurations choisies dans le triangle
- Calcul du couple moyen et du taux d'ondulation
- Interpolation par réseaux GRNN
- Optimisation

3.2 Construction du triangle de Faisabilité

La figure 3.1 représente Les largeurs des pôles statoriques β_s et rotoriques β_r pour la structure considérée.

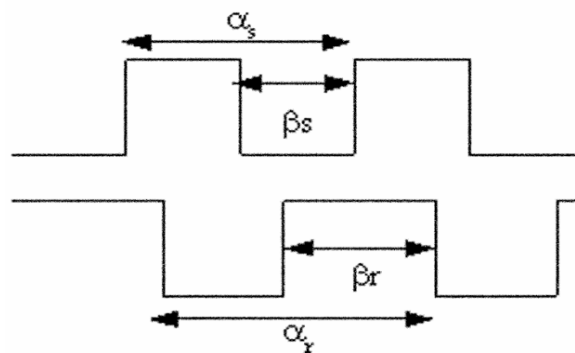


Fig.3.1 : Angles β_s et β_r

Des contraintes sur les valeurs de β_s et β_r sont définies par Laurenson [1]. Elles permettent de délimiter une zone de variation de ces paramètres tels que la machine puisse fonctionner de façon normale. Ces contraintes sont définies par les relations suivantes :

$$\beta_s \leq \beta_r \quad (3.1)$$

$$\frac{2\pi}{8} - \beta_r > \beta_s \quad (3.2)$$

$$\beta_s > 15^\circ \quad (3.3)$$

La contrainte (1) impose que la largeur du pôle statorique soit légèrement plus petite que celui du pôle rotorique, pour permettre une meilleure canalisation du flux produit par le pôle statorique. Ce qui entraîne une légère augmentation de la surface d'encoche statorique, donc de la surface possible de conducteurs, et du rapport des inductances d'alignement et de non-alignement.

De plus, pour obtenir une grande variation de l'inductance de phase, l'angle inter polaire du rotor doit être plus grand que la largeur du pôle statorique. Ce qui est décrit par la contrainte (2).

Par ailleurs, l'angle d'empiètement, qui est dans notre cas β_s , doit être plus grand que l'angle de pas (15°). Ce qui permet d'éviter des zones de couple nul. Cette contrainte est décrite par la relation (3).

La zone de variation délimitée par ces contraintes, est appelée triangle de faisabilité. Ce triangle est construit à partir des relations précédentes et il est donné sur la figure 3.2. Il permet de définir une zone ou un nombre de configuration est acceptable pour un fonctionnement normal. Un certain nombre de configurations appartenant à l'intérieur du triangle est choisi dans la procédure d'Optimisation.

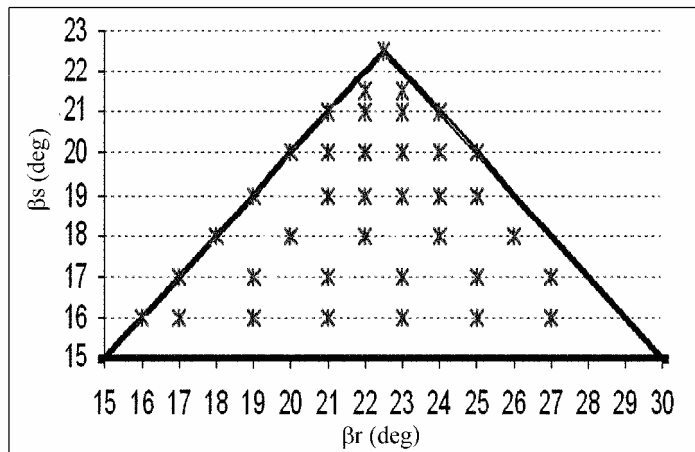


Fig.3.2 Triangle de faisabilité

3.3 Calcul par EF du couple statique pour différents β_s et β_r

Plusieurs configurations de SRM 12/8 sont choisies à partir du triangle précédent de manière à couvrir toute la surface triangle. Plus de 35 configurations ont été considérées, en incluant la structure initiale, pour le calcul par EF en utilisant le modèle électromagnétique établi au chapitre 2. Le couple statique est, alors, déterminé, pour les trois phases, en fonction de la position pour le courant de 2.3A. Les caractéristiques pour les trois phases de la structure (16, 21) sont représentées sur la figure 3.3

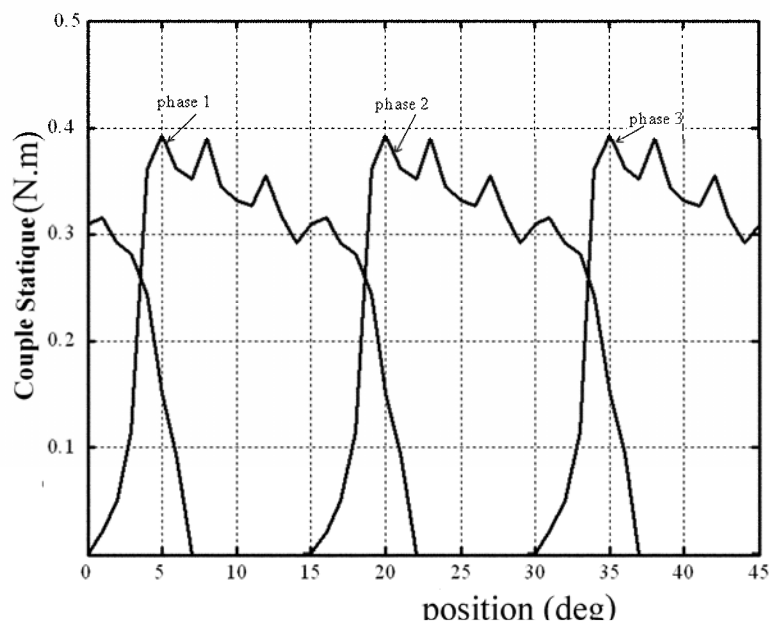


Fig.3.3 Caractéristiques de Couple Statique pour les 3 phases

3.4 Détermination du couple moyen et du taux d'ondulation

A faibles vitesses, les ondulations de couple sont importantes, et le temps de commutation des phases est négligeable. Le couple moyen de la machine est, alors, approximé par la valeur moyenne déterminée à partir des trois caractéristiques de couple statique, lorsque les trois phases sont alimentées successivement (voir figure 3.3). Ce couple moyen est calculé sur une période correspondante à l'intersection de ces caractéristiques. Par ailleurs, le taux d'ondulation de couple est calculé à partir du couple maximal C_{\max} relevé du maximum du couple statique, et du couple minimum C_{\min} correspondant à l'intersection des caractéristiques. Ce taux d'ondulation est donné en % par la relation :

$$Taux_{ond} (\%) = \frac{C_{\max} - C_{\min}}{C_{\max}} * 100 \quad (3.4)$$

Le couple moyen et le taux d'ondulation de couple sont calculés pour les différentes structures choisies (β_s, β_r) dans le triangle de faisabilité construit. Leurs variations en fonction de β_s et β_r sont données sur les figures 3.4 et 3.5. Ces caractéristiques montrent l'influence des pôles rotoriques et statoriques sur les caractéristiques de couple du moteur. En effet, nous constatons que le couple moyen et le taux d'ondulation de couple varient de manière fortement non linéaire en fonction de β_s et β_r . Une forte variation du taux d'ondulation en fonction de β_s et β_r est, particulièrement, constatée sur la figure 4.5, où il n'apparaît pas de minimum global pour l'ensemble des données.

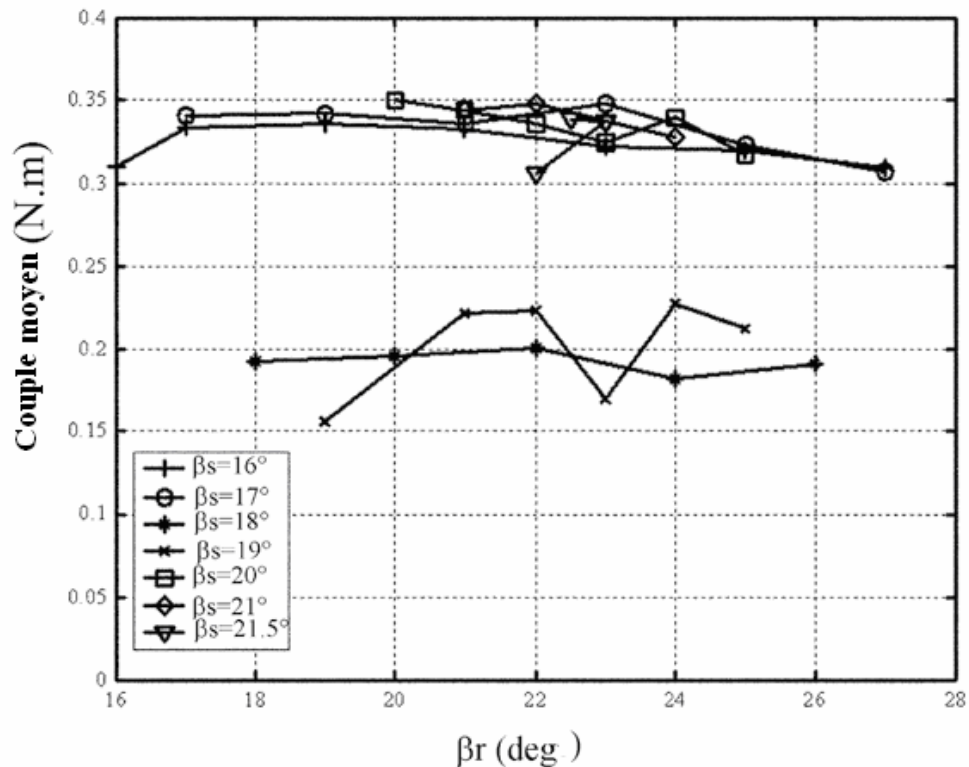


Fig.3.4 : Variations du Couple moyen en fonction de β_s et β_r .

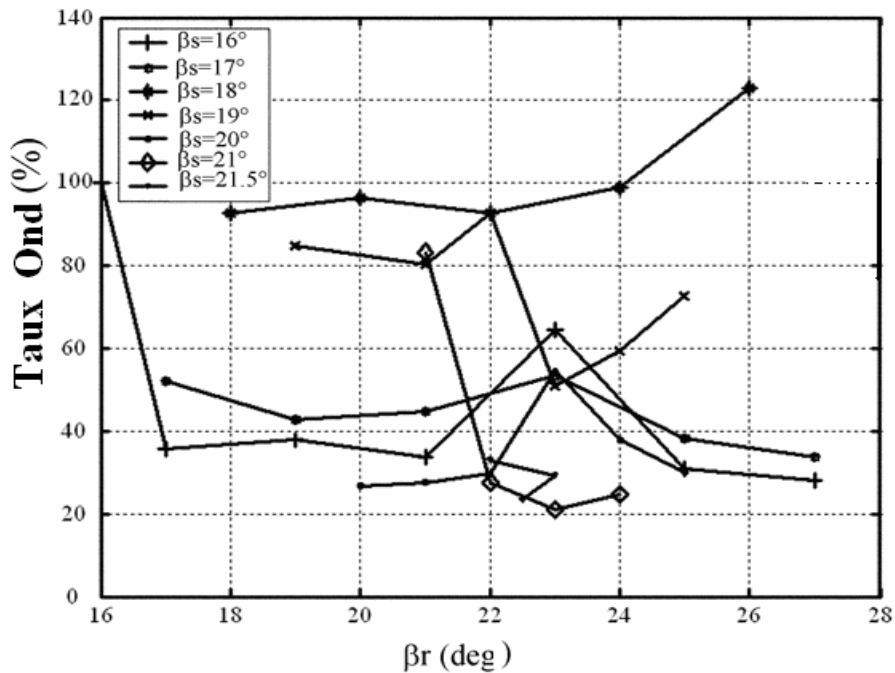


Fig.3.5 Variations du taux d'ondulation en fonction de β_s et β_r

3.5 Interpolation par la méthode des Réseaux de Neurons Type GRNN

Afin de réaliser une bonne optimisation, la connaissance du couple moyen et du taux d'ondulation pour un nombre important de configuration est nécessaire. Le calcul par EF consomme beaucoup de temps lorsque le nombre de configurations à considérer augmente ; une interpolation est alors nécessaire.

La forte non linéarité des variations de couple moyen et du taux d'ondulation en fonction de β_s et β_r , nous conduit à choisir la méthode de réseaux de neurones de type GRNN (Generalised Regression Neural Network), très utilisée pour les interpolations non- linéaire [31-34], et elle s'est avérée très adaptée à notre problème. La fonction GRNN disponible au niveau du logiciel Matlab [35] a été utilisée. Le schéma de son architecture est présenté sur la figure 3.6

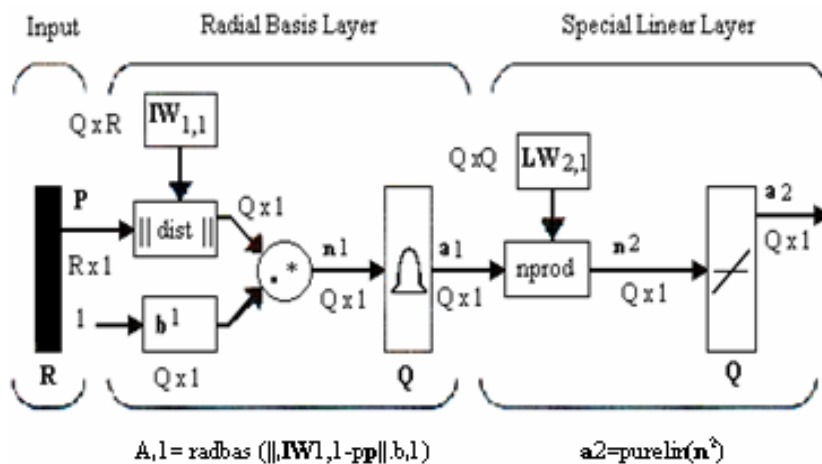


Fig.3.6 : Schéma bloc du réseau GRNN

Ce réseau comprend essentiellement deux couches : une couche non linéaire appelée « radial basis layer » et une couche linéaire appelée « special linear layer ». L'entrée de la première couche "radial basis layer" représentée par le vecteur P correspond aux données β_s et β_r , et la sortie de la couche linéaire "special linear layer" représentée par le vecteur a^2 correspondent aux valeurs de couple moyen et du taux d'ondulation. La fonction de transfert du radial basis neurone est donnée par :

$$radbas(n) = e^{-n^2} \quad (3.5)$$

L'ensemble des données d'entrée et les valeurs de sortie correspondantes, obtenues précédemment, constitue les données d'entraînement du réseau. L'entraînement du réseau est exécuté jusqu'à ce que les données d'entrée correspondent exactement aux sorties ciblées. L'entraînement génère avec satisfaction des sorties correspondantes aux données déterminées par éléments finis mais non introduites comme entrées. Ce réseau est alors utilisé pour l'interpolation du couple statique et de l'ondulation de couple et la détermination d'autres valeurs de ces deux grandeurs qui n'ont pas été considérés.

L'interpolation est réalisée selon l'organigramme de la figure 3.7. Le réseau est représenté par la fonction newgrnn donnée par "Matlab" [35], et les sorties sont obtenues par la fonction sim. Les résultats de sorties sont présentés sous forme de réseaux de courbes donnant les variations du couple moyen et du taux d'ondulation de couple en fonction de β_s et β_r , et sont représentés sur les figures 3.8 et 3.9 .

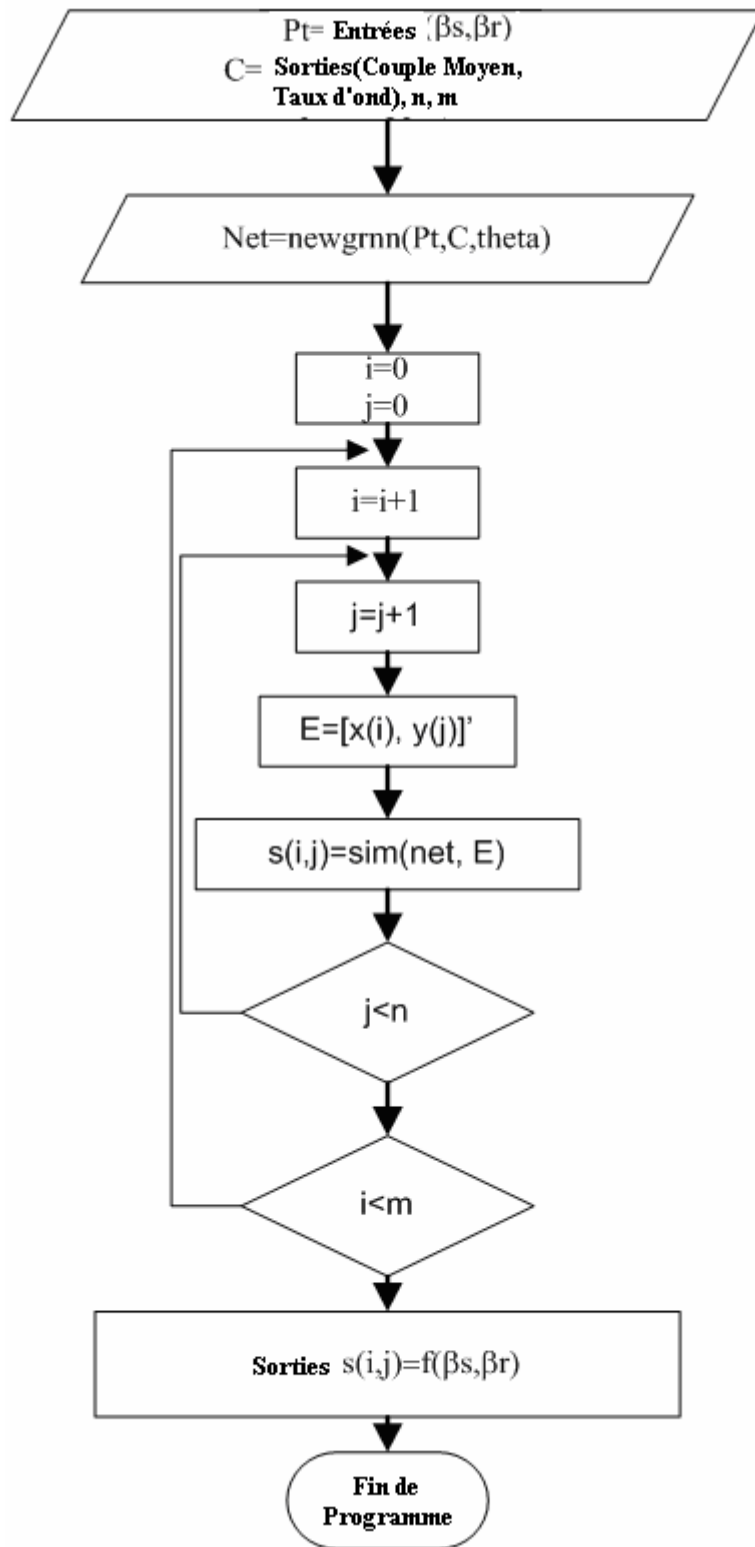


Fig.3.7 : Organigramme d'Interpolation par GRNN

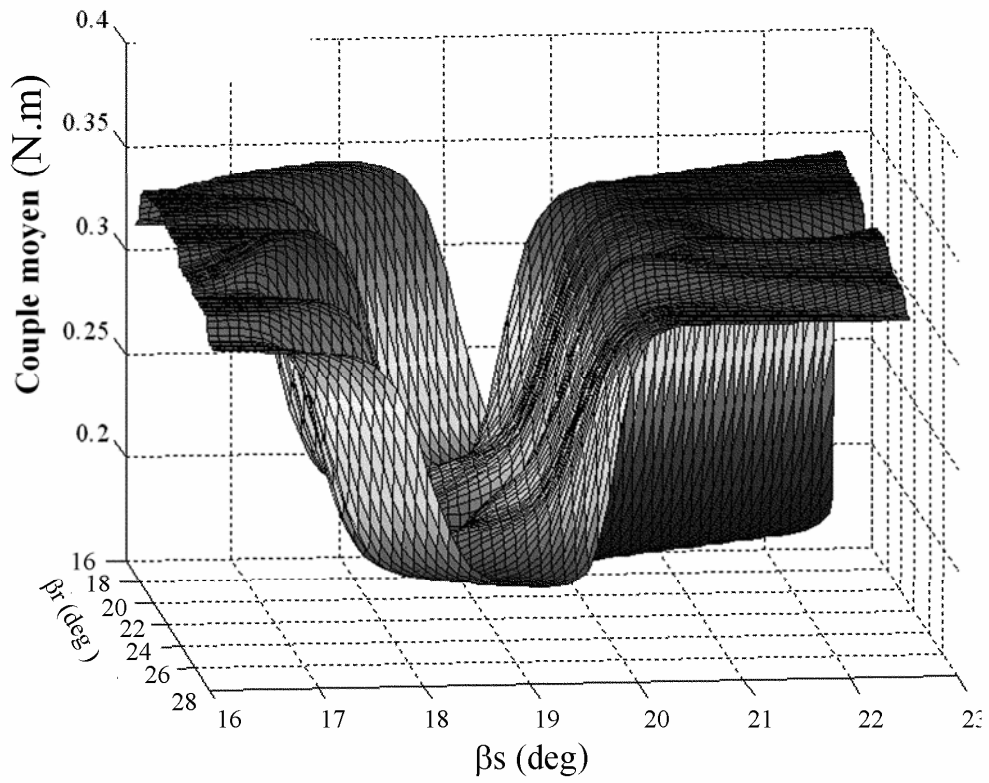


Fig.3.8 : Fonction d'interpolation du Couple moyen en fonction de β_s et β_r

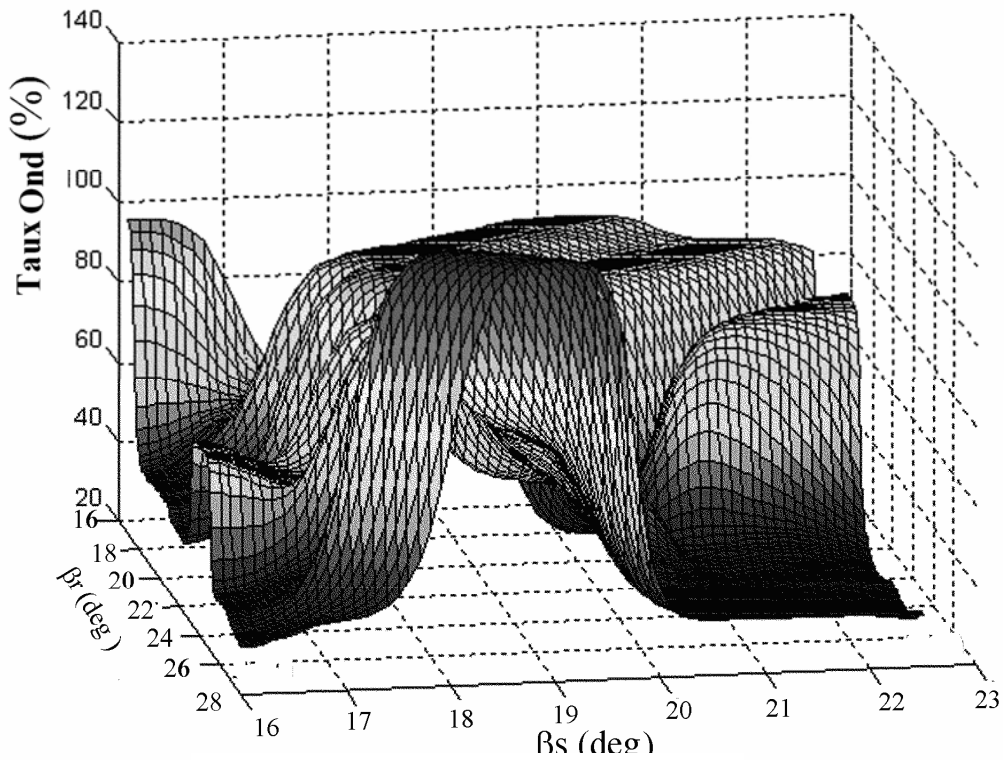


Fig.3.9 : Fonction d'interpolation taux d'ondulation en fonction de β_s et β_r

En comparant ces figures à celles obtenues avant l'interpolation, nous constatons une variation plus harmonieuse du couple moyen et du taux d'ondulation en fonction de β_s et β_r . Une meilleure analyse de ces variations est alors possible. En effet, nous constatons que les faibles valeurs de β_r conduisent à un couple moyen élevé et avec un faible taux d'ondulation. Cependant ce taux ne correspond pas au plus faible taux. Au contraire, cette tendance est inversée pour les valeurs de β_r élevées, ce qui conduit à un faible couple moyen. Le taux d'ondulation peut être réduit, alors, pour β_s variant entre 20° et 22° . Il apparaît, ainsi, qu'un bon choix d'une combinaison (β_s ; β_r) est nécessaire afin d'obtenir une structure optimisée, avec un minimum d'ondulation et un couple moyen acceptable.

3.6 Optimisation de β_s et β_r

Les variations du couple moyen et de l'ondulation de couple en fonction de β_s et β_r ne pouvant être représentées par une fonction mathématique, une procédure d'optimisation est proposée en se basant sur l'interpolation de réseaux de neurones type GRNN. Cette procédure est illustrée par l'organigramme de la figure 3.10.

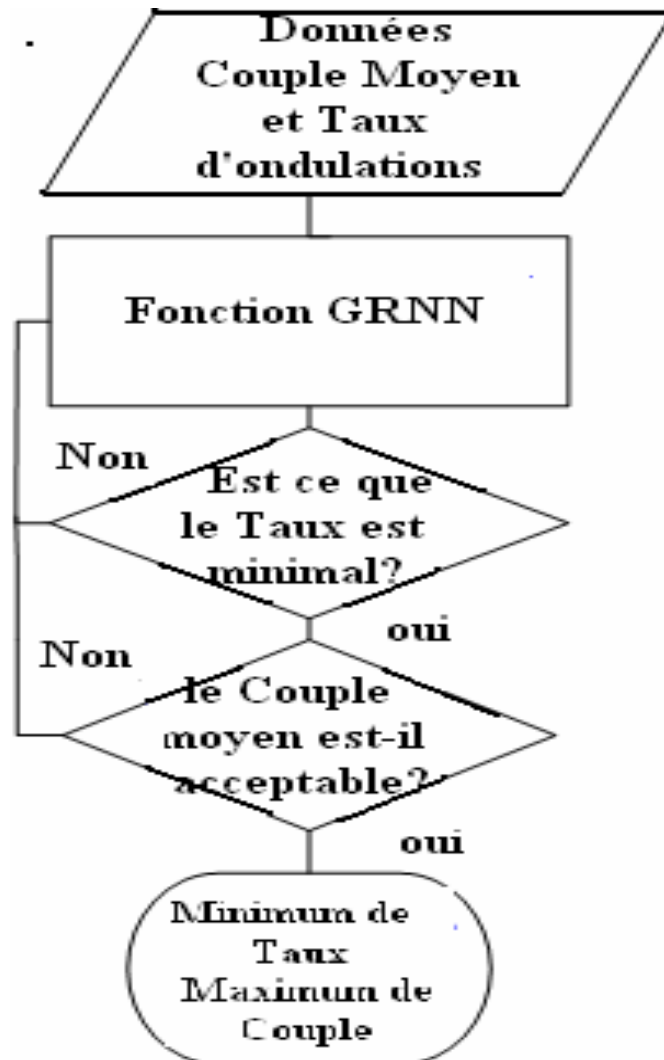


Fig.3.10 Organigramme de minimisation du taux d'ondulation de Couple

Le programme nous permet de chercher le minimum d'ondulation avec un couple moyen acceptable. Ce programme nous conduit à la configuration $(\beta_s, \beta_r) = (21 \text{ deg}, 23.1 \text{ deg})$. Cette configuration est obtenue avec un couple moyen de 0.34 Nm et un taux d'ondulation de 21%. Cette structure présente ainsi 12% de moins d'ondulations que l'initiale avec une diminution insignifiante du couple moyen. La nouvelle structure a été recalculée par éléments finis et a produit des résultats analogues à ceux déterminés précédemment avec un taux d'ondulation de 20 %. Ce résultat nous permet de confirmer l'efficacité de notre méthode d'optimisation et de valider la structure proposée. Le choix de cette structure tiendra compte aussi des considérations technologiques de construction

Conclusion

Dans ce chapitre, une approche d'optimisation d'une structure de SRM est proposée. L'approche est basée sur la minimisation d'ondulation de couple, avec un couple moyen acceptable, en agissant sur les largeurs des pôles rotoriques et statoriques. Une SRM industrielle a été choisie comme structure à optimiser. Plusieurs configurations sont alors choisies à partir du triangle de faisabilité. Un calcul par élément finis a été effectué, à partir du modèle électromagnétique établi pour la structure initiale pour toutes les configurations choisies, afin de déterminer le couple statique. Le couple moyen et le taux d'ondulation sont alors calculés à partir des caractéristiques de couple statique obtenues lorsque les trois phases sont alimentées successivement. Une interpolation du taux d'ondulation et du couple moyen par la méthode de réseaux de neurones type GRNN a été proposée, et nous a permis d'obtenir une plus grande variation de ces deux grandeurs. Une optimisation utilisant la fonction d'interpolation type GRNN est effectuée et a abouti à une structure dont le taux d'ondulations est réduit de 12%. L'optimisation est validée par le calcul par EF de la structure obtenue. Cette méthode s'est avérée efficace, et précise en comparaison à d'autres méthodes analytiques, et numériques proposées par certains auteurs, et peut être facilement étendue à d'autres paramètres géométriques et de commande de la machine.

Chapitre 4

Modélisation du système de Commande de la SRM

Introduction

La modélisation du système de commande de la SRM nécessite une connaissance précise des caractéristiques magnétiques de la machine. En général le modèle de la machine est représenté par le modèle de l'inductance, ou par le modèle du flux [19, 21, 22], ou les caractéristiques de l'inductance ou du flux en fonction de la position et du courant sont représentées par des fonctions polynomiales ou cubiques splines. La modélisation peut être, aussi réalisée en utilisant les caractéristiques de flux et de couple en fonction de la position et du courant déterminées expérimentalement, ou par éléments finis [21, 28]. Ces caractéristiques peuvent être traitées comme un réseau de points utilisés pour créer des tables en effectuant une interpolation entre les points. Ces tables seront utilisées directement dans un programme de commande [36].

Dans ce chapitre, un modèle du système de commande de la SRM 8/6 est proposé, en premier lieu, en utilisant les caractéristiques d'inductance $L(\theta, i)$ déterminées par EF au chapitre précédent, comme modèle de la machine. Une fonction analytique représentant les variations d'inductances en fonction de la position et du courant est alors proposée [24, 25, 27]. Cette fonction est déterminée par interpolation analytique non linéaire. Un modèle complet du système de commande est développé en associant la fonction d'interpolation de l'inductance, les équations électriques de la machine ainsi que le modèle du circuit de commande. Un programme de simulation de la commande de la machine en régime permanent en utilisant l'environnement Matlab a été développé afin de déterminer quelques caractéristiques de la machine.

Par ailleurs, un modèle du système de commande de la SRM 12/8 est proposé. Ce modèle est établi en associant le modèle analytique linéaire de la SRM déterminé par la méthode des circuits magnétiques équivalent proposé au deuxième chapitre, et représenté par sa caractéristique d'inductance linéaire, aux équations électriques de la machine ainsi qu'au modèle du circuit de commande. Un programme de commande est développé en utilisant l'environnement Matlab Simulink. La simulation de la commande de la machine en régime permanent est réalisée pour les deux stratégies d'alimentation : l'alimentation en pleine onde et l'alimentation régulée en courant.

4.1 Modélisation du système de Commande de la SRM 8/6

4.1.1 Structure du convertisseur

La SRM 8/6 à 4 phases est alimentée par un convertisseur à demi- pont asymétrique dont la structure pour une phase (A) est donnée sur la figure 4.1. Ce convertisseur est constitué de quatre bras dont chacun comprend deux transistors d'alimentation de phase et deux diodes pour la récupération d'énergie. Les transistors du bas sont généralement utilisés pour la commutation des phases, et les transistors du haut pour la régulation de courant.

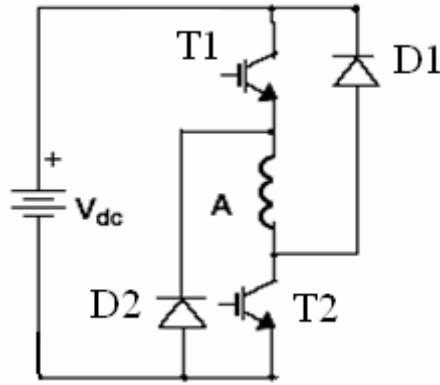


Fig 4.1 Structure du convertisseur de la SRM

4.1.2 Système de commande

Le circuit de commande permet de générer les signaux de commande d'excitation des phases, suivant une certaine séquence de commande, en fonction des signaux du capteur de position, et de la variation d'inductance. En effet chaque phase du moteur doit être excitée au moment où l'inductance commence à croître pour assurer une génération de couple moteur, et doit être désexcitée avant que l'inductance commence à décroître pour éviter la génération d'un couple générateur ou frein. Les angles de commande θ_{on} et θ_{off} correspondant aux angles d'excitation et de désexcitation sont définis par rapport à la position correspondant au début de croissance de l'inductance. Cette commande est illustrée par la figure 4.2. En pratique, la génération des signaux est réalisée à l'aide d'un circuit de commande électronique tel qu' "un micro- controlor" ou un "DSP (Digital signal processor)" piloté par un programme de commande.

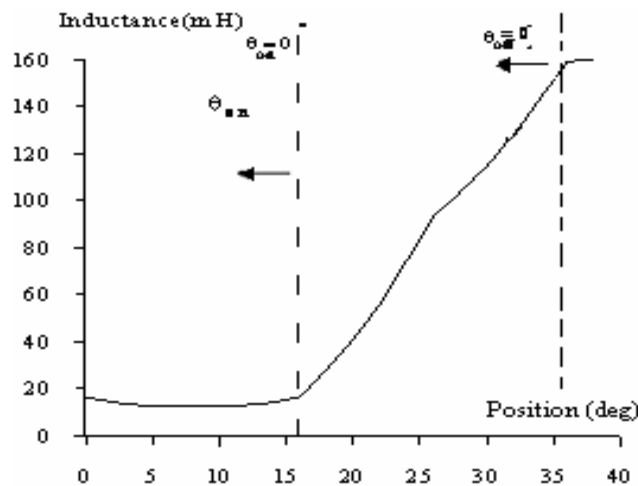


Fig 4.2 Commande de la SRM en fonction de l'inductance

4.1.3 Equations électriques de la SRM

L'équation donnant la tension aux bornes de chaque phase excitée est exprimée par :

$$V_j = r.i_j + (L(\theta, i_j) + \frac{\partial L(\theta, i_j)}{\partial i_j} . i_j) \frac{di_j}{dt} + \frac{\partial L(\theta, i_j)}{\partial \theta} . \Omega . i_j \quad (4.1)$$

Ω : la vitesse du moteur

r : la résistance du bobinage de chaque phase du moteur

$L(\theta,i)$: Inductance propre de chaque phase

Le couple produit par chaque phase est calculé à partir de l'expression de la co énergie exprimée par la relation suivante :

$$W_C = \int L(\theta, i_j) \cdot i_j \cdot di_j \quad (4.2)$$

Et il est donné par :

$$C = \frac{\partial W_C}{\partial \theta} \Big|_{i=est} \quad (4.3)$$

4.1.4 Interpolation de l'Inductance $L(\theta,i)$

Pour simplifier le modèle du système de commande, une interpolation par une fonction analytique de l'inductance est réalisée [23]. Elle nous permet d'obtenir une fonction plus simple à manipuler dans le modèle du système de commande.

Cette fonction est déterminée à l'aide du logiciel "Mathematica" [37], et elle est exprimée par la relation suivante :

$$L(\theta, i) = \sum_{n=1}^6 a_1(n) \cos n\theta \pm \sum_{n=1}^6 a_2(n) \cos n\theta i \exp(i \cos n\theta) \pm \sum_{n=1}^6 a_3(n) \cos n\theta \quad (4.4)$$

Les valeurs des constantes $a_1(n)$, $a_2(n)$ et $a_3(n)$ sont données sur le tableau suivant :

	n=1	n=2	n=3	n=4	n=5	n=6
$a_1(n)$	1.2379	-1.8405	-0.5184	2.3683	-1.6213	0.3741
$a_2(n)$	-8.13E-11	4.62E-10	-9.95E-10	1.206E-9	9.89E-10	3.96E-10
$a_3(n)$	-0.1962	0.1074	0.4167	0.1149	-0.9078	0.4782

Tableau II

La courbe représentant la fonction d'interpolation de l'inductance est donnée sur la figure 4.3

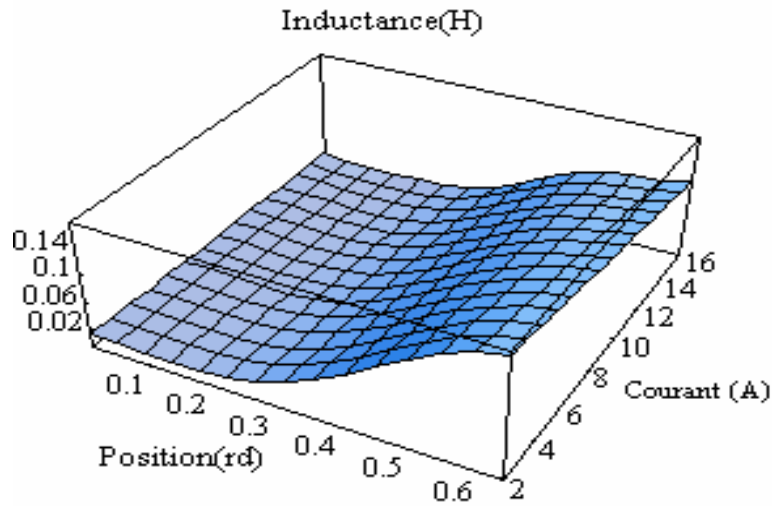


Fig 4.3 Fonction d'Interpolation de l'inductance $L(\theta,i)$

4.1.4 Simulation de la commande en régime permanent

Un programme utilisant l'environnement Matlab a été développé pour la simulation de la commande de la SRM en régime permanent, afin d'analyser les performances de la machine à grande vitesse sous une alimentation tension. La Simulation est réalisée dans les conditions suivantes : $U_{dc}=750V$, $\Omega=2000tr/mn$. $\theta_{on}=0deg$, $\theta_{off}=15deg$.

4.1.4.1 Caractéristiques de Courant et de Couple instantané

Le courant dans les phases et le couple instantané; obtenus pour une séquence d'alimentation après simulation, sont représentés respectivement sur les figures 4.4, et 4.5.

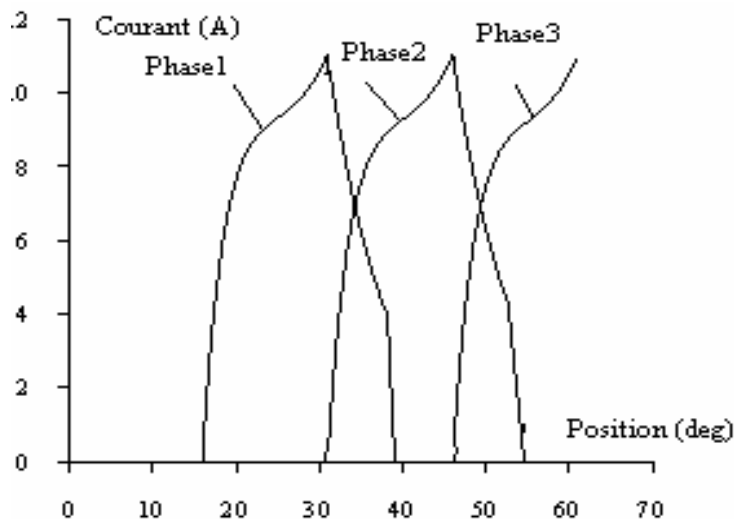


Fig 4.4 Courants de phase

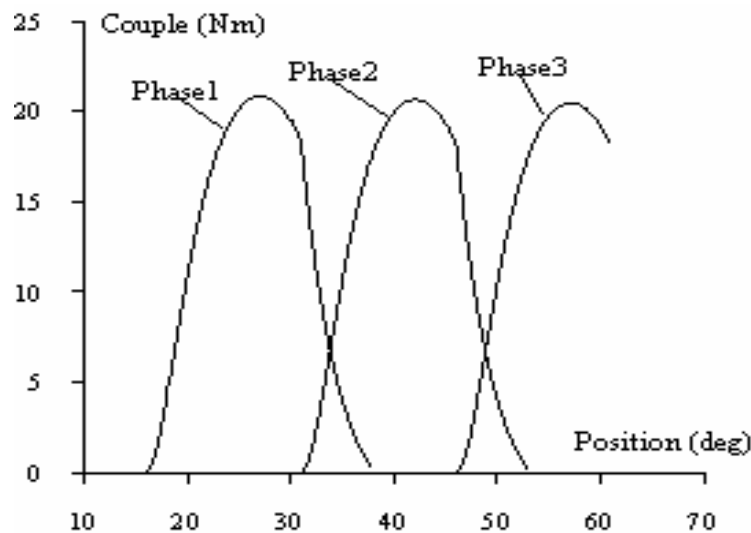


Fig 4.5 Couple instantané

Dans les conditions de simulation données précédemment, la commande est une commande en pleine onde, ou la vitesse est importante, dépassant la vitesse de base. Ceci entraîne une augmentation de la f.c.e.m qui empêche le courant d’atteindre sa valeur nominale, qui engendre un courant de la forme donnée sur la figure 4.4. Ce courant génère un couple très ondulé comme on peut le constater sur la figure 4.5.

4.1.4.2 Influence de l'angle d'avance à l'excitation θ_{on}

Dans la commande en pleine onde, la commande du couple doit être réalisée en ajustant les angles de commande θ_{on} et θ_{off} . Ce qui est illustré par la figure 4.2 : l’angle de commande θ_{on} représente l’angle d’avance à l’excitation par rapport à la position théorique, et l’angle de Commande θ_{off} représente l’angle d’avance à la coupure. Dans ce cas, nous nous intéressons à l’influence de l’angle de commande θ_{on} sur le couple moyen. Ce couple est calculé à partir des trois couples données sur la figure 4.5, en considérant la courbe du milieu limitée par ses intersections avec les deux autres courbes.

Les variations du couple moyen en fonction de θ_{on} sont représentées par la caractéristique donnée sur la figure 4.6. Nous constatons une nette variation de ce couple en fonction de l’angle θ_{on} . Le couple maximal moyen est obtenu pour un angle d’excitation de 3deg. Nous confirmons ainsi la recommandation d’effectuer une avance à l'excitation pour permettre au courant de s’établir rapidement dans la phase.

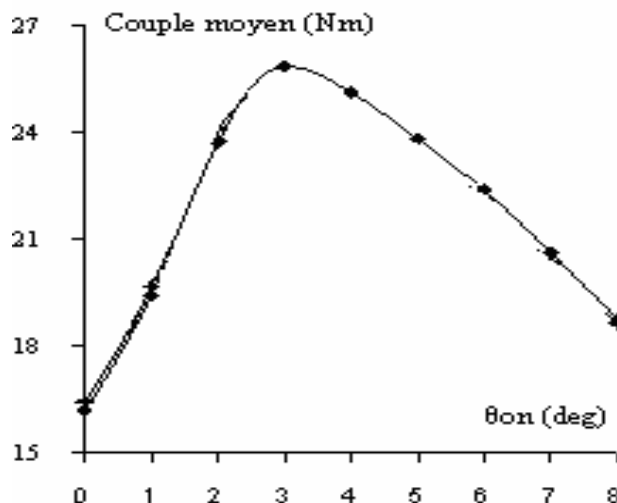


Fig 4.6 Couple moyen en fonction de l’Angle de Commande θ_{on}

4.2- Modélisation du système de commande de la SRM 12/8 par Matlab Simulink

La modélisation du Système de Commande de la SRM 12/8 est réalisée en utilisant un environnement Matlab/Simulink [26]. Le modèle analytique linéaire de l'inductance obtenu au deuxième chapitre, associé aux équations électriques de la machine, en tenant compte des angles de commande, et en considérant les deux stratégies de commande : commande en pleine onde et commande par hystérésis, nous permet d'établir un modèle global du système de Commande. Ce modèle est réalisé sous forme de blocs ou chaque bloc représente une certaine fonction. Ce qui permet une flexibilité, si l'on désire ajouter d'autres fonctions ou modifier certaines fonctions, et une facilité de compréhension de la modélisation.

Le convertisseur choisi pour l'alimentation est le convertisseur triphasé à demi- pont symétrique, de même structure que celui présenté sur la figure 4.1

4.2.1 Modélisation

Le modèle proposé est exprimé en fonction du flux au lieu de l'inductance, et la tension au niveau de chaque phase peut être exprimée par :

$$V_j = \frac{d\Psi_j(\theta, i_j)}{dt} + r.i_j \quad (4.4)$$

Avec :

$$\Psi_j(\theta, i_j) = L(\theta, i_j).i_j \quad (4.5)$$

Dans ce cas la saturation n'est pas prise en compte, et l'inductance considérée est celle déterminée par le modèle analytique présenté au deuxième chapitre. Cette inductance varie uniquement avec la position. Son équation est déterminée à partir de sa représentation donnée sur la figure 2.19 et elle est exprimée par :

$$L(\theta) = L_u \quad 0 < \theta < \theta_1 \quad (4.6)$$

$$L(\theta) = (L_a - L_u) / (\theta_2 - \theta_1) + L_u \quad \theta_1 < \theta < \theta_2 \quad (4.7)$$

$$L(\theta) = L_a \quad \theta_2 < \theta < \theta_3 \quad (4.8)$$

L_u et L_a sont respectivement les inductances dans les positions de non alignement et d'alignement.

Chaque phase présente la même variation d'inductance en fonction de la position mais décalée d'un angle δ exprimé par la relation :

$$\delta = 2\pi(1/N_r - 1/N_s) \quad (4.9)$$

N_r et N_s sont respectivement le nombre de dents rotorique et statorique.

Le couple est calculé à partir de la relation:

$$C = \frac{1}{2} \frac{dL}{d\theta} i^2 \quad (4.10)$$

L'équation mécanique est décrite par l'équation suivante :

$$J \frac{d\Omega}{dt} = C - C_c - f \cdot \Omega \quad (4.11)$$

J : Moment d'inertie du rotor
 C_c : Couple de charge
 F : Coefficient de frottement.
 Ω: Vitesse de la machine

Le modèle du système de Commande pour une phase du moteur est donné par le schéma bloc présenté sur la figure 4.7

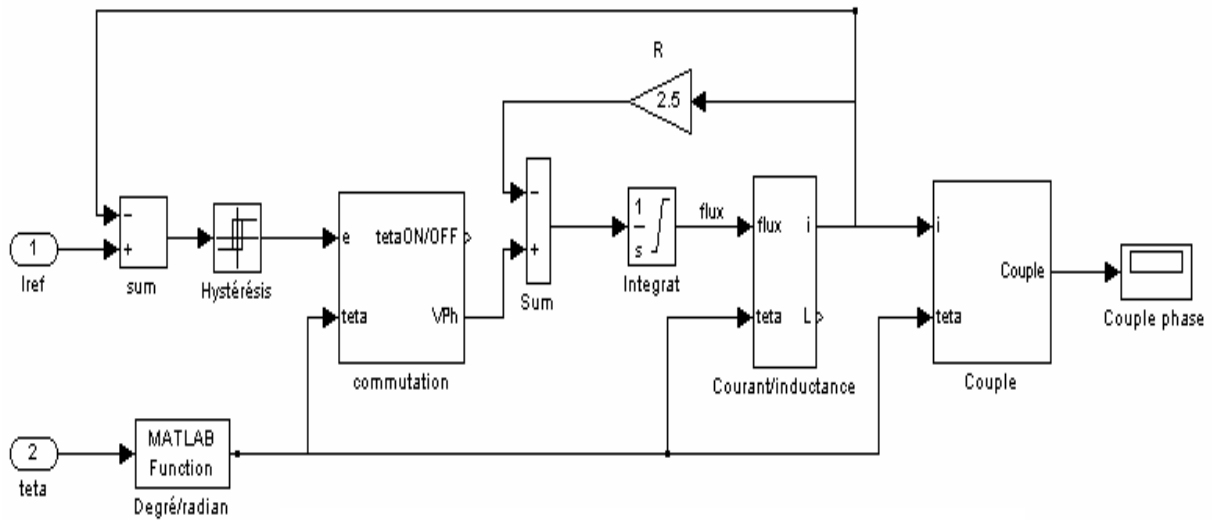


Fig 4.7 Modèle Simulink, pour une phase, de la commande de la SRM 12/8

Le modèle global pour toute la machine est donné par le schéma bloc de la figure 4.8

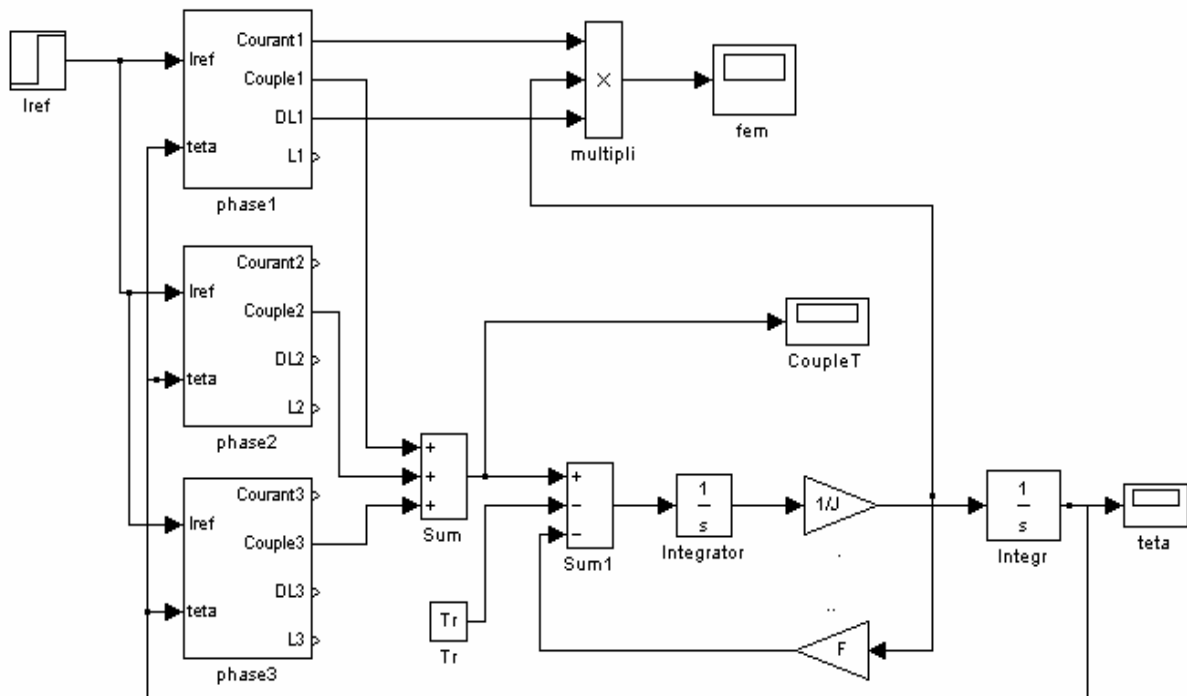


Fig 4.8 Modèle Simulink, global de la commande de la SRM 12/8

Ce modèle est composé de plusieurs blocs. Chaque bloc représente une fonction particulière. Les principaux blocs sont :

- **Commutation** : Il permet de fixer les angles de commande θ_{on} , θ_{off} et θ_d qui sont respectivement les angles d'ouverture, de fermeture des interrupteurs du convertisseur et la durée d'excitation des phases.
- **Courant/Inductance** : Il calcule le courant à partir du flux de la phase concerné en fonction de la position du rotor. Ce bloc a pour entrées le flux et la position et en sortie le courant i de la phase. Ce bloc donne aussi la valeur de l'inductance pour chaque position représentée par le bloc2.
- **Couple** : Il calcule la valeur du couple instantané par phase en fonction du courant et de la position

Les différents blocs sont programmés séparément en utilisant l'environnement matlab. Tous les programmes sont associés, à un programme d'initialisation ou tous les paramètres de la machine et de commande sont introduits. L'ensemble des programmes nous permet de simuler la Commande de la SRM pour deux stratégies de d'alimentation : Alimentation en pleine onde et l'Alimentation par régulation de courant. Toutes les sorties des blocs peuvent être visualisés
Remarque :

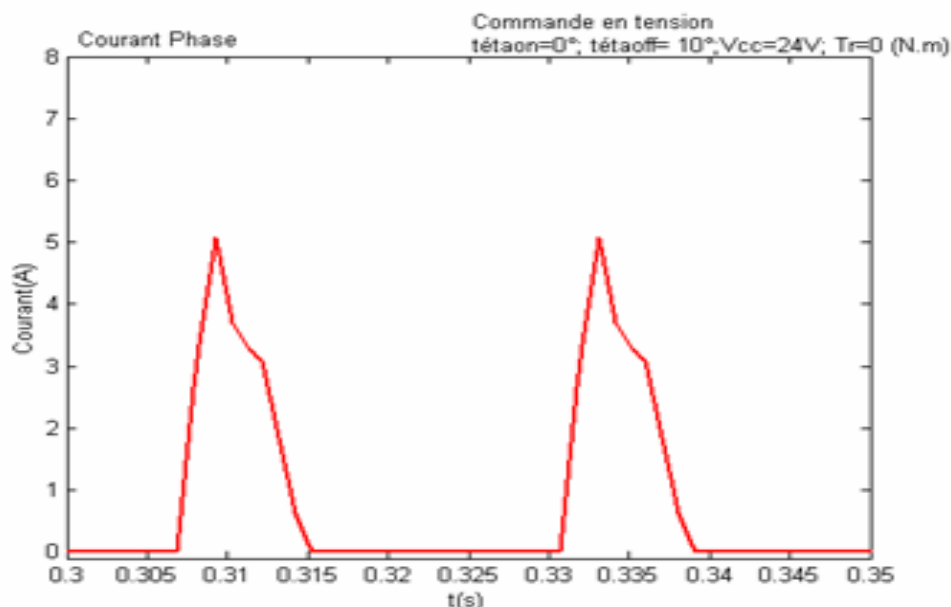
La résolution de l'équation différentielle du flux est contournée en utilisant une intégration, pour éviter le calcul de dérivée qui souvent est source d'erreur.

4.2.2 Simulation de la Commande

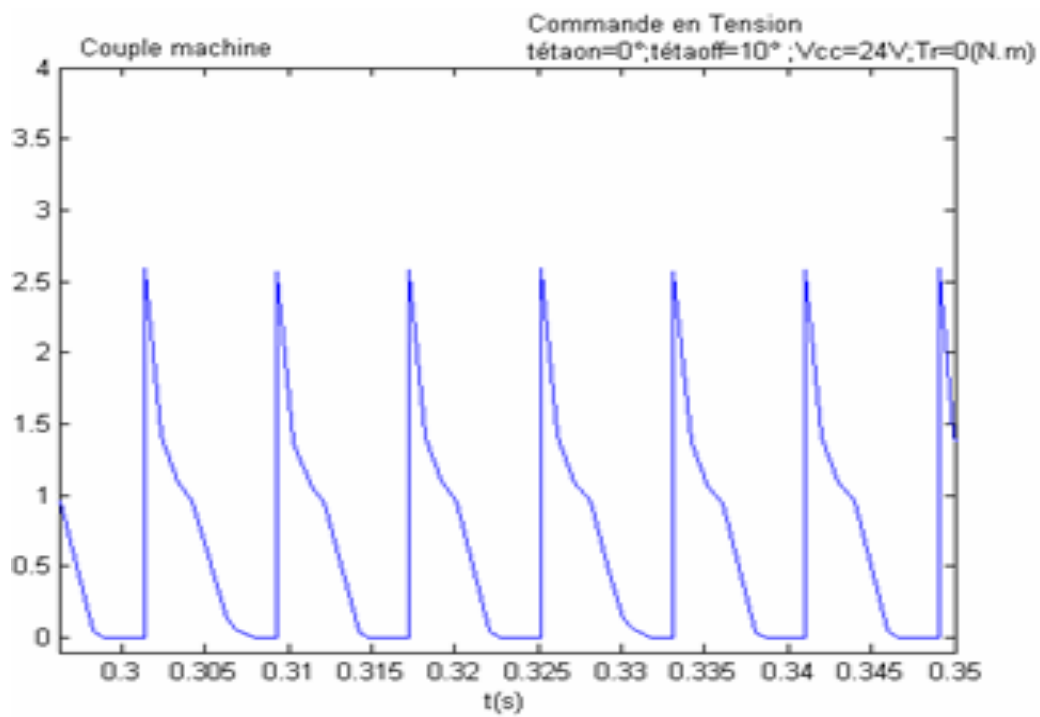
4.2.2.1 Alimentation en pleine onde

Deux essais ont été effectués à vide, sous une tension d'alimentation de 24V, pour les angles de commande $\theta_{on}=0\text{deg}$, $\theta_{off1}=10\text{deg}$, et $\theta_{off2}=20\text{deg}$.

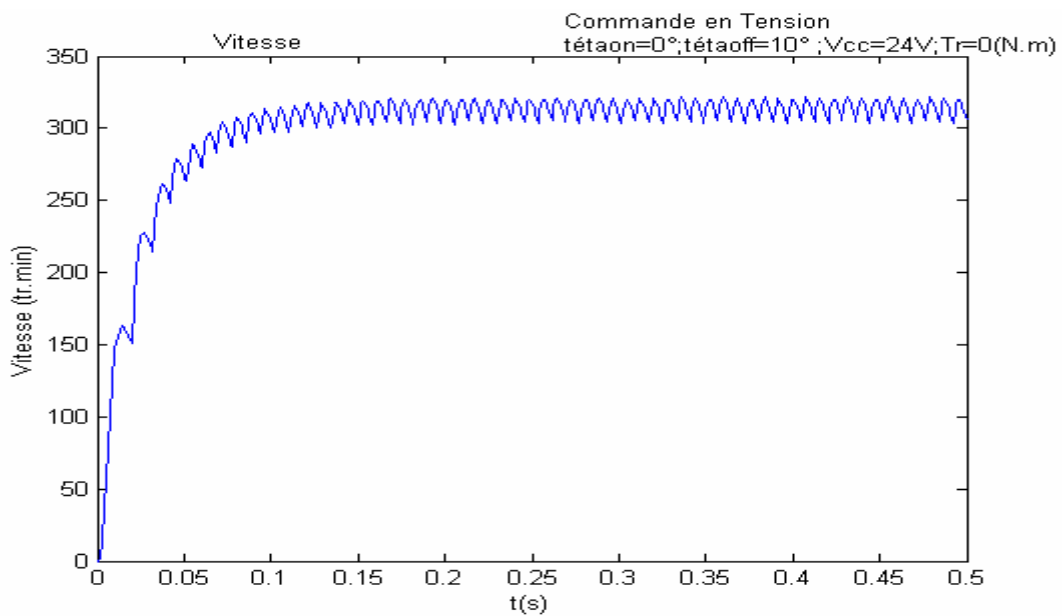
Le courant, le couple de la machine, et la vitesse sont déterminés en fonction du temps, et présentés respectivement sur les figures 4.9, 4.10, 4.11, 4.12, 4.13, et 4.14



**Fig 4.9 Courant de phase, Alimentation pleine onde
téta_{off}=10deg**



**Fig 4.10 Couple de la machine, Alimentation pleine onde
téta_{off}=10deg**



**Fig 4.11 Vitesse au démarrage, Alimentation pleine onde
téta_{off}=10deg**

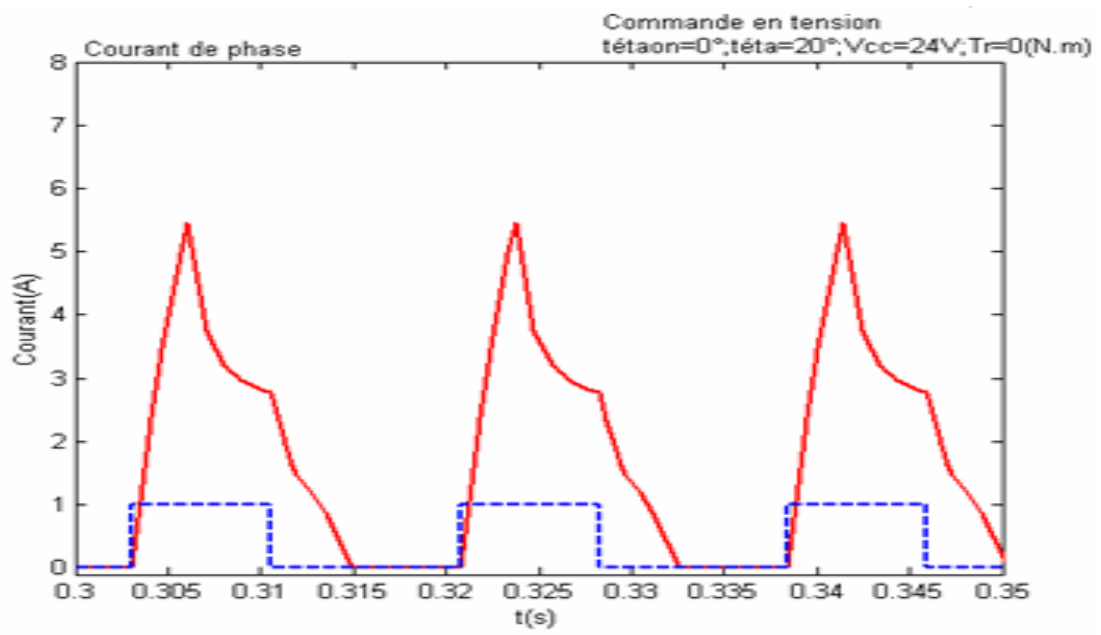


Fig 4.12 Courant de phase, Alimentation pleine onde
 $\text{téta}_{\text{off}}=20\text{deg}$

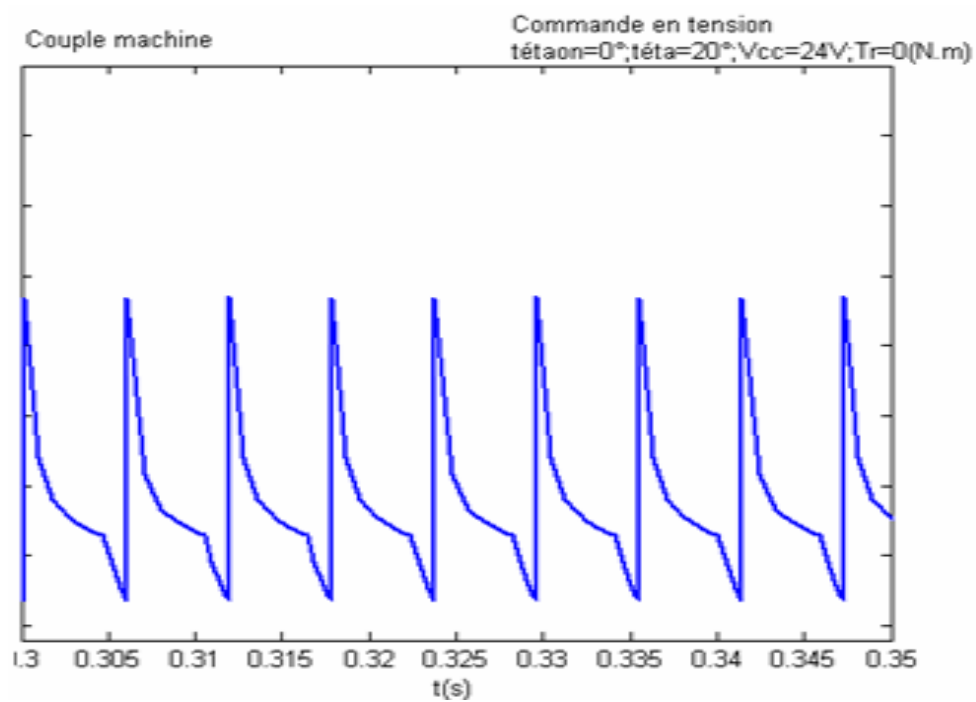
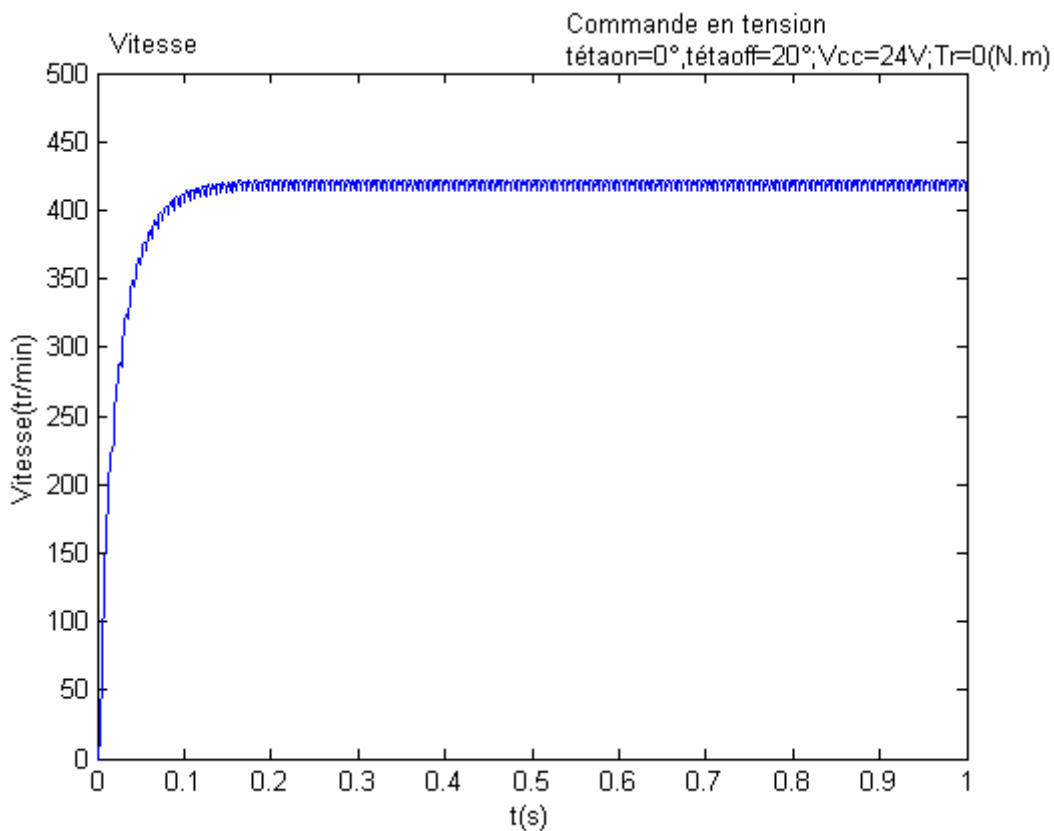


Fig 4.13 Couple de la machine, Alimentation pleine onde
 $\text{téta}_{\text{off}}=20\text{deg}$



**Fig 4.14 Vitesse au démarrage, Alimentation pleine onde
téta_{off}=20deg**

L'analyse des résultats obtenus montre que dans le cas de la commande en pleine onde, le courant de phase présente des pics, et ne s'établit pas facilement dans la phase. Ceci est dû à l'absence d'une régulation de courant, à la présence de l'effet inductif de l'enroulement de phase, et à la grande vitesse de la machine qui est de 450trs/mn dans ce cas. La commande du couple est assurée par les angles de commande θ_{on} et θ_{off} . En effet, en augmentant l'angle θ_{off} , nous constatons une augmentation du couple moyen, et une diminution de l'ondulation de couple.

Par ailleurs, la vitesse à vide est beaucoup moins ondulée lorsqu'on augmente l'angle θ_{off} , ce qui confirme la diminution d'ondulation de couple avec l'augmentation de θ_{off} .

4.2.2.2 Alimentation en courant par la technique d'hystérésis

Dans ce cas, un essai à vide a été effectué en introduisant la régulation de courant par hystérésis autour du courant nominal, avec une bande de $\Delta i=0.1A$. Les angles de commande choisis sont $\theta_{on}=0deg$, et $\theta_{off}=20deg$.

Les résultats de simulations sont représentés sur les figures 4.15, 4.16, et 4.17

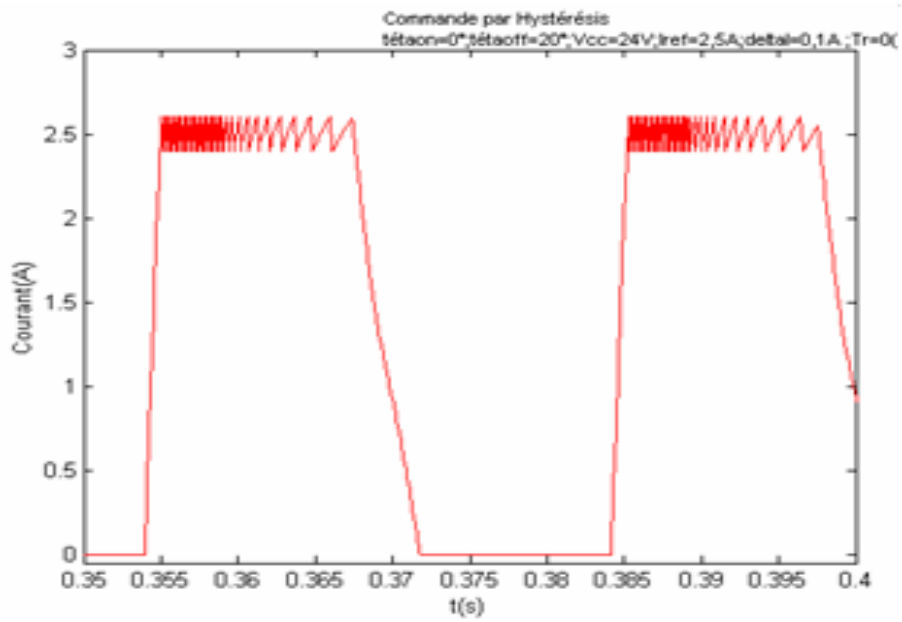


Fig 4.15 Courant de phase, Alimentation hystérésis
 $\theta_{\text{off}}=20\text{deg}$

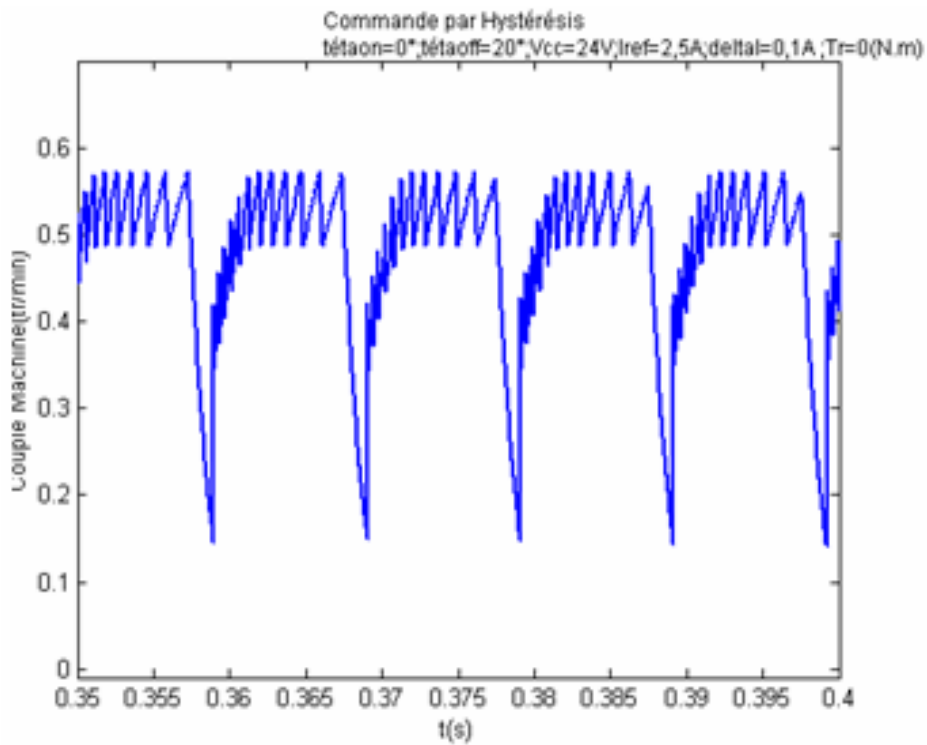


Fig 4.16 Couple de la machine, Alimentation hystérésis
 $\theta_{\text{off}}=20\text{deg}$

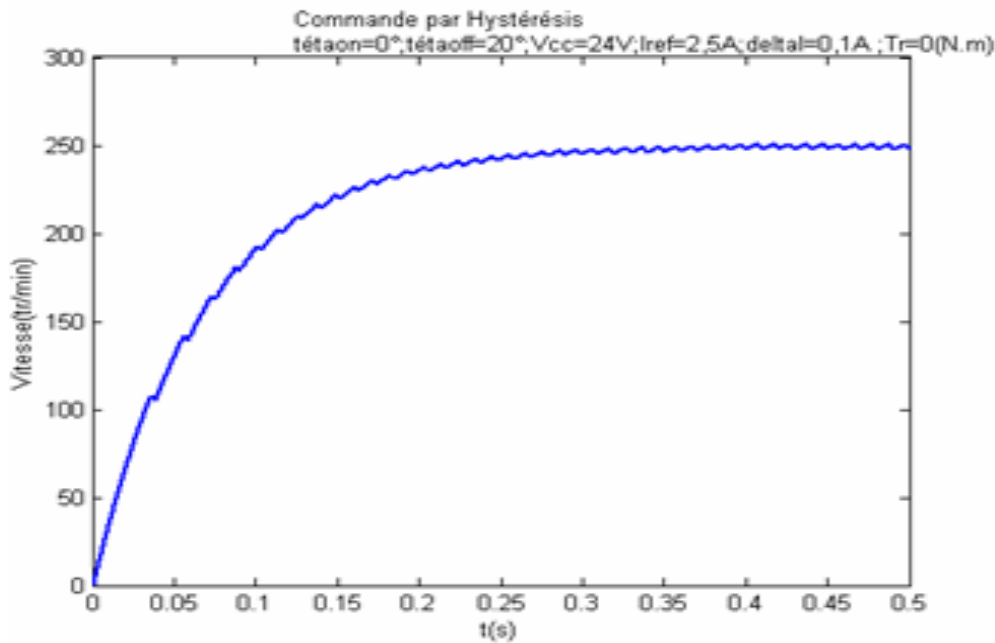


Fig 4.17 Vitesse au démarrage, Alimentation hystérésis
 $\theta_{on}=20deg$

L'analyse des résultats présentés, montre que, dans ce cas, le courant s'établit bien dans la phase du moteur, et reste presque constant durant la période de conduction comparativement au cas précédent. Ce qui entraîne un couple moyen plus important avec moins d'ondulations.

D'autre part, l'analyse de la caractéristique de variation de la vitesse au démarrage, pour une alimentation, courant est moins ondulée que celle obtenue pour l'alimentation tension. De plus la vitesse atteinte en régime permanent est beaucoup plus faible.

Conclusion

Dans ce chapitre, une modélisation du système de commande de la SRM est proposée. Un modèle de la SRM 8/6 est présenté. Ce modèle est élaboré à partir du modèle analytique de la machine représenté par une fonction interpolant les variations d'inductance en fonction de la position et du courant obtenus précédemment par EF, et des équations électriques de la machine, ainsi que le modèle du circuit de commande représenté par les angles de commande θ_{on} et θ_{off} . Un programme matlab développé à partir du modèle établi, nous a permis de simuler la commande en pleine onde, et d'analyser, ainsi, le fonctionnement de la machine pour les grandes vitesses, et de confirmer l'influence de l'angle de commande θ_{on} sur le couple moyen de la machine.

Par ailleurs, un autre modèle du système de commande de la SRM12/8 est proposé. Ce modèle est établi en associant le modèle analytique de la SRM représenté par l'inductance en fonction de la position pour le courant nominal, déterminé au chapitre précédent, aux équations électriques de la machine et au modèle du circuit de commande. Une simulation de la commande utilisant le modèle établi est réalisée dans l'environnement Matlab Simulink, en considérant les deux stratégies d'alimentation: l'alimentation en pleine onde et l'alimentation régulée en courant par hystérésis. Les résultats obtenus ont montrés l'intérêt de l'utilisation de la régulation de courant pour les faibles vitesses, et l'importance de l'optimisation des angles de commandes pour les grandes vitesses.

A l'issue de l'étude réalisée dans ce chapitre, nous sommes encouragés à effectuer une étude plus approfondie de l'influence des angles de commande sur le couple et particulièrement sur les ondulations de couple qui représente le problème majeur de ce type de machine, et à élaborer un modèle de commande du couple de la SRM en boucle fermée en utilisant des techniques de commandes avancées.

Chapitre 5

Etude Expérimentale

Introduction

Dans ce chapitre, une étude expérimentale sur la SRM 12/8 est présentée. Elle a été réalisée au laboratoire "Advanced Laboratory of Electric Machines and Power Electronic" à l'université "Texas A&M" à College station (Texas, USA), avec la collaboration du responsable du laboratoire : le Professeur H.A.Toliat.

Deux bancs d'essais ont été mis en place. Le premier banc d'essai, constitué du moteur industriel 12/8 d'un capteur de position d'une alimentation, d'une charge, et d'un système de mesure, nous permet de réaliser des mesures statiques sur la machine afin de valider les modèles établis dans le deuxième chapitre. Le deuxième banc d'essai, mis en place, est constitué par le même moteur, un convertisseur, un capteur de position et une carte de Commande utilisant une carte DSP, nous permet d'effectuer des essais en régime permanent et dynamique afin d'analyser le fonctionnement de la SRM en régime permanent, et dynamique et d'étudier les performances du système de commande de la SRM. A cet effet, une commande en boucle ouverte de la SRM est réalisée pour les deux stratégies d'alimentation : Alimentation en pleine onde et alimentation régulée en courant par la technique d'hystérésis.

5.1 Essais Statiques

Un banc d'essai expérimental utilisant la SRM 12/8 industrielle, a été mis en place, afin d'effectuer des mesures statiques sur le moteur, et de déterminer ainsi, les variations du couple statique et de l'inductance en fonction de la position pour le courant nominal.

5.1.1 Description du banc d'essai expérimental

Le premier banc d'essai expérimental mis en place pour les mesures statiques est présenté sur la figure 5.1. Il est constitué de :

- la SRM industrielle 12/8
- un indicateur de position calé sur l'arbre du moteur
- un couple mètre étalonné (tel que 5V correspond à 5.65Nm), et couplé au moteur
- une charge variable de type frein magnétique
- un circuit d'alimentation de phase
- une alimentation continue
- un GBF
- un oscilloscope numérique pour la mesure et l'acquisition.

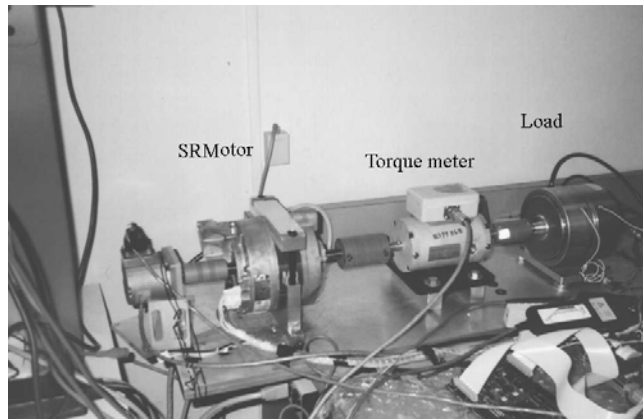


Fig 5.1 Banc d'essai expérimental, mesures statiques

5.1.2 Circuit d'alimentation

Ces essais sont réalisés en alimentant uniquement une phase du moteur. Le circuit d'alimentation utilisé est donné sur la figure 5.2.

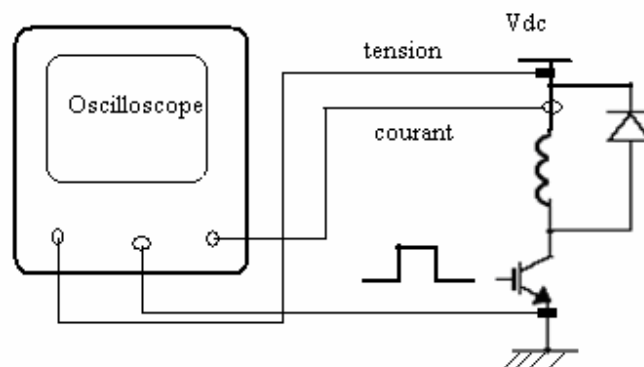


Fig 5.2 Circuit d'alimentation, Essais statiques

5.1.3 Mesure du couple Statique

Le couple statique est mesuré à l'aide d'un couple mètre calibré et couplé au moteur, en bloquant l'arbre du moteur dans différentes positions, lorsque une phase est excitée par un courant de 2.3A.

La caractéristique obtenue est représentée sur la figure 5.3 en même temps que celle obtenue par éléments finis pour le même courant.

En analysant la figure 5.3, il apparaît que les valeurs du couple obtenues par éléments finis sont assez proches de celles obtenues expérimentalement, dans la partie négative du graphe. Cependant, un certain décalage entre les valeurs pour la partie positive est noté. Ce décalage est certainement dû à des erreurs introduites lors des mesures. Néanmoins, en considérant la symétrie de la structure, on peut considérer la partie négative pour la comparaison.

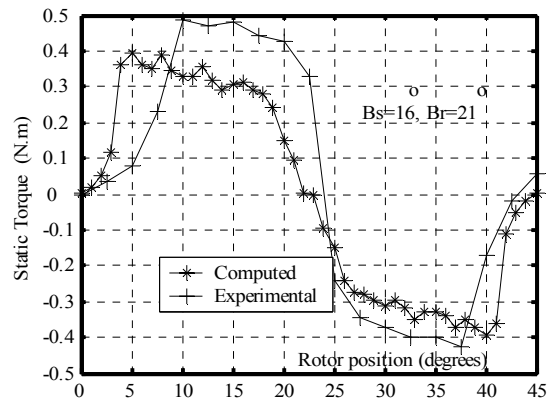


Fig 5.3 Couple statique expérimental, et EF

5.1.4 Mesure de l'inductance

La mesure de l'inductance propre est effectuée indirectement, en enregistrant sur un oscilloscope les variations de la tension et du courant d'une phase en fonction du temps, lorsque celle-ci est alimentée, et le rotor est bloqué dans différentes positions. Une phase du moteur est alimentée à travers le circuit de la figure 5.2, en injectant une tension de forme carrée de fréquence et de rapport cyclique variable. Ces deux paramètres sont ajustés jusqu'à obtenir un courant maximal de 2.3A pour une fréquence de 11Hz.

Les variations de la tension et du courant pour la position 0deg sont représentées respectivement sur les figures 5.4, et 5.5

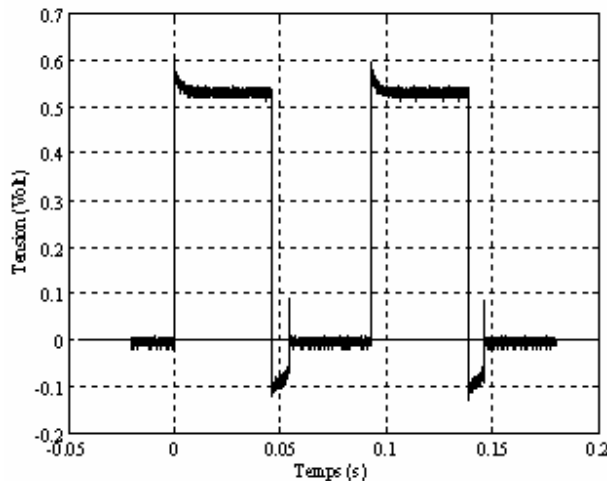


Fig 5.4 variations de la tension en fonction du temps (teta=0deg)

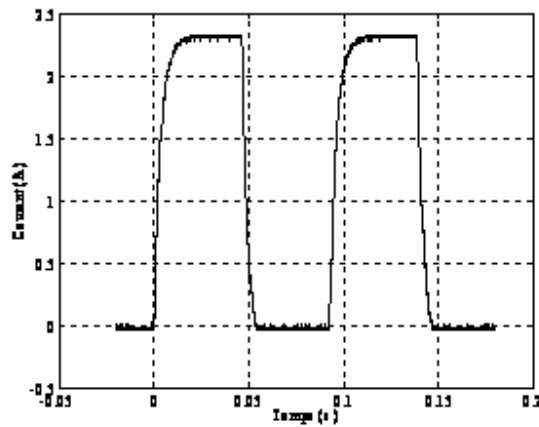


Fig 5.5 variations du courant en fonction du temps (teta=0deg)

Les variations du flux en fonction du temps pour chaque position sont déterminées à partir de la relation :

$$\psi(t) = \int_0^{0.04} (V(t) - R.i(t)).dt \quad (5.1)$$

Pour la position 0deg, les variations de flux en fonction du courant sont représentées sur la figure 5.6

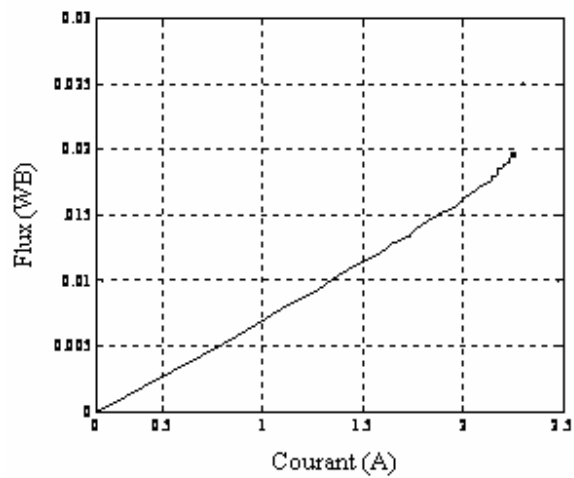


Fig 5.6 variations de flux en fonction du courant (teta=0deg)

L'inductance est alors calculée à partir de l'expression du flux donnée par la relation suivante :

$$L = \frac{\psi(t)}{I_p} \quad (5.2)$$

I_p : représente le courant de phase maximal.

La caractéristique de variations d'inductances en fonction de la position pour le courant de 2.3A est représentée sur la figure 5.7 en même temps que celle obtenue par Eléments Finis.

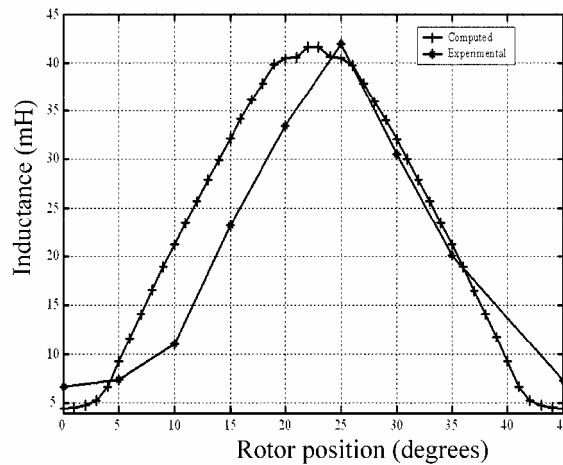


Fig 5.7 variations de l'inductance en fonction de la position

De même que pour la caractéristique du couple statique, la caractéristique d'inductance en fonction de la position déterminée par EF est assez proche de celle obtenue expérimentalement, dans la partie négative du graphe. Ces résultats nous permettent de confirmer et valider les modèles présentés au chapitre 2.

5.2 Essais en régime permanent et Dynamique

Dans cette partie, Un banc d'essai expérimental a été mis en place pour effectuer des essais en régime permanent et dynamique. Ces essais ont pour objectif d'analyser le fonctionnement de la SRM et d'examiner les performances du moteur, pour les deux stratégies d'alimentation : alimentation en pleine onde et alimentation régulée en courant par la technique d'hystérésis. A cet effet, une commande numérique du moteur en boucle ouverte a été mise en œuvre et un programme de commande a été développé et testé. Cette commande est réalisée à partir d'un kit à base d'un micro contrôleur de type DSP (digital signal processor), à virgule fixe. La commande développée utilise la régulation du courant dans la charge, et elle est réalisée à l'aide d'un régulateur numérique à hystérésis.

5.2.1 Description du banc d'essai

Ce banc d'essai est composé d'un micro contrôleur DSP de type TMS320F2407, dont les signaux de commande sont transmis au circuit de puissance (DMC) alimentant le moteur. Ce circuit comporte aussi une interface (RS232) pour la mesure et le conditionnement des signaux des courants des phases, et des signaux provenant d'un capteur de position incrémental permettant la synchronisation des signaux de commande. Le moteur a été accouplé à une charge de type frein magnétique permettant de faire varier la charge graduellement jusqu'à la valeur nominale et à un couple- mètre permettant de mesurer le couple moyen. L'algorithme de commande est implémenté sur ce DSP. Le dialogue et la supervision sont assurés par un ordinateur personnel. Le banc d'essai expérimental est présenté sur la figure 5.8, et il est représenté sous forme de schéma synoptique sur la figure 5.9.

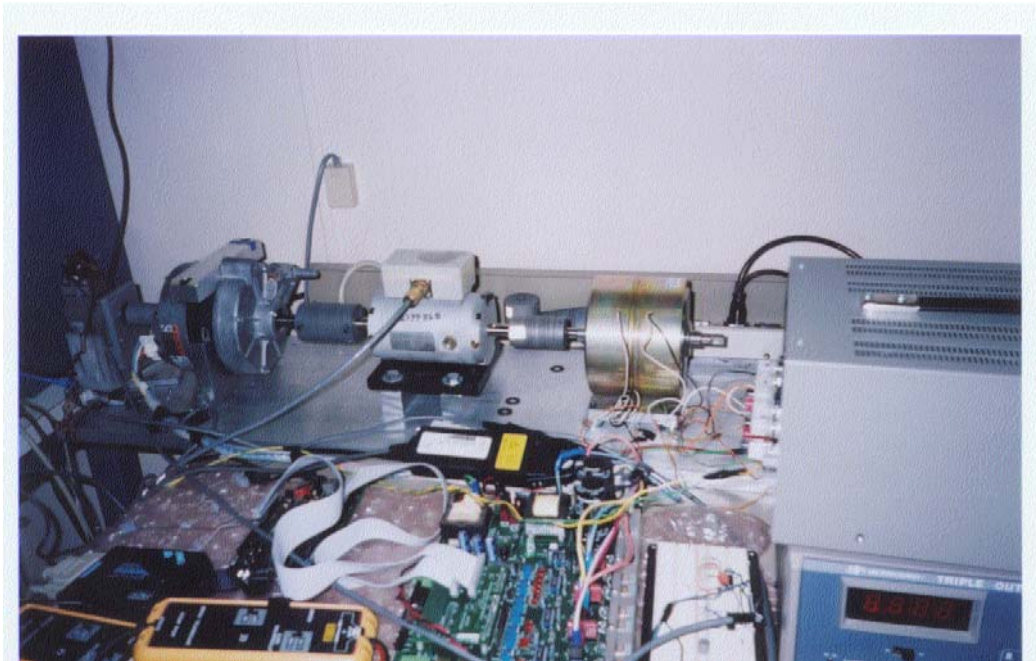


Fig 5.8 Banc d'essai expérimental, mesures dynamiques

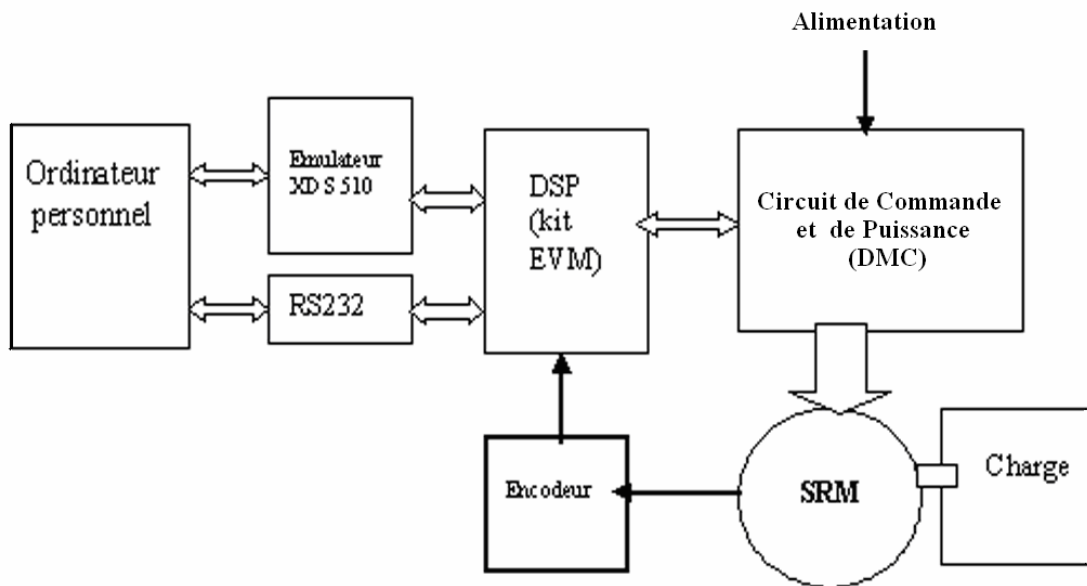


Fig 5.9 Schéma synoptique du banc d'essai

5.2.2 Description de l'algorithme de commande

En choisissant les variables de commande, à savoir les instants de commutation, et la référence de courant, une commande en boucle ouverte a été réalisée suivant les étapes suivantes :

- Détection de la position initiale du rotor
- Détermination des angles de commutation
- Détermination de la position du rotor position et sélection des phases à exciter.
- Application de la commande de régulation du courant de phase pour les faibles vitesses.

Les entrées et sorties numériques et analogiques du DSP, et les variables de commande sont illustrées par la figure 5.10.

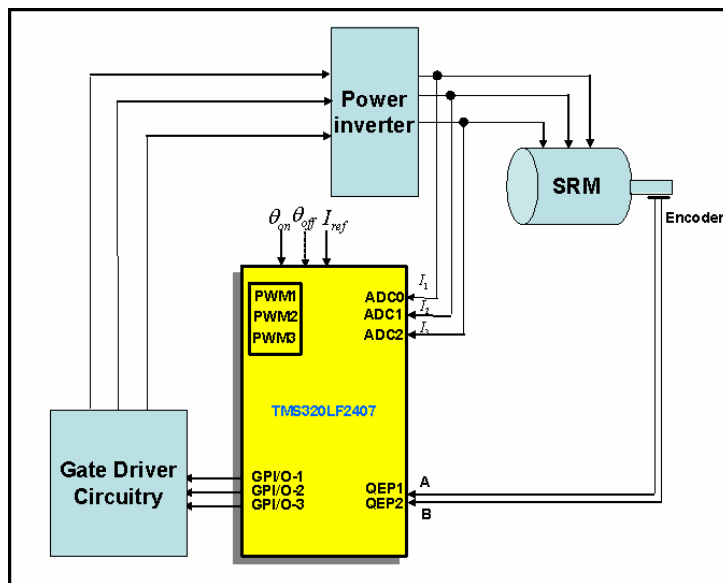


Fig 5.10 Commande par DSP de la SRM 12/8

a- Détection de la position initiale du rotor

La tâche principale dans la phase de démarrage est d'exciter la phase appropriée, pour laquelle un couple est obtenu, et dans le sens de rotation désiré. Dans notre cas, une phase est temporairement excitée pour obtenir la position d'alignement. Par la suite, une séquence d'excitation des autres phases est enclenchée suivant un ordre pré-établi.

b- Détermination des instants de commutation

Les instants de commutation étant déterminés au préalable, les angles correspondants sont constamment comparés à la position du rotor. Dans notre cas, les phases sont excitées tout les 15 degrés. Cette période tient compte respectivement des angles de commande d'avance θ_{on} à l'excitation et θ_{off} à la désexcitation de la phase.

Pour une position initiale correspondante à celle de l'alignement, les angles de commutations de chaque phase sont stockés dans des registres. Les valeurs de ces angles sont convertis en format numérique adéquat et sont constamment comparées à la valeur du compteur dont l'incrément est liée au nombre d'impulsions transmis par le capteur de position. Le capteur comprend une résolution de

1024 impulsions par tour, avec deux sorties. Par conséquent, un degré mécanique correspond à $4 \cdot 1024 / 360$ impulsions reçus par l'unité du QEP d'acquisition du TMS320LF2407. Pour une commande optimale, les angles de commande θ_{on} et θ_{off} sont définis par rapport aux instants de commutation de la phase concernée. La Figure 5.11 représente ces angles lors de la variation du courant.

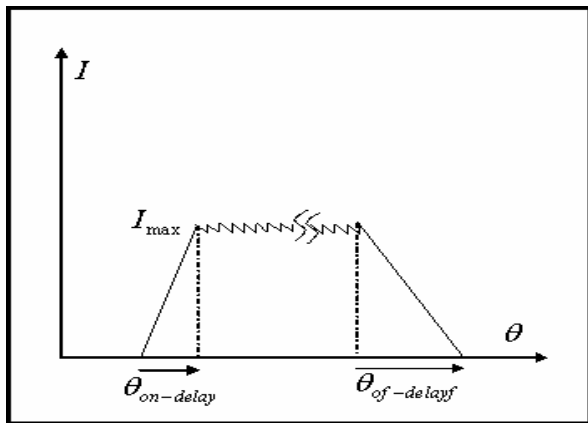


Fig 5.11 : Angles de Commande

c- Détermination de la position du rotor et sélection des phases

Une routine d'interruption est prévue dans le programme de commande, et exécutée pour identifier et exciter les phases, en fonction de la position du rotor, et les angles de commande.

d- Choix de la stratégie de régulation du courant de phase à faibles vitesses.

Lors du démarrage et au cours du fonctionnement à faibles vitesses, la f_{cem} du moteur est faible, et par conséquent, une commande en courant est nécessaire. Dans notre cas, nous avons opté pour une commande par hystérésis pour la régulation du courant. A travers la routine d'interruption, les courants sont mesurés avec une fréquence d'échantillonnage égale à 10 kHz, et convertis en format numérique. Ils sont, par la suite, comparés à une bande de courant fixée au préalable à 5% de la valeur nominale du courant. La phase concernée est ainsi commutée en conséquence.

L'organigramme du programme implémenté sur le circuit DSP est présenté sur la figure 5.12

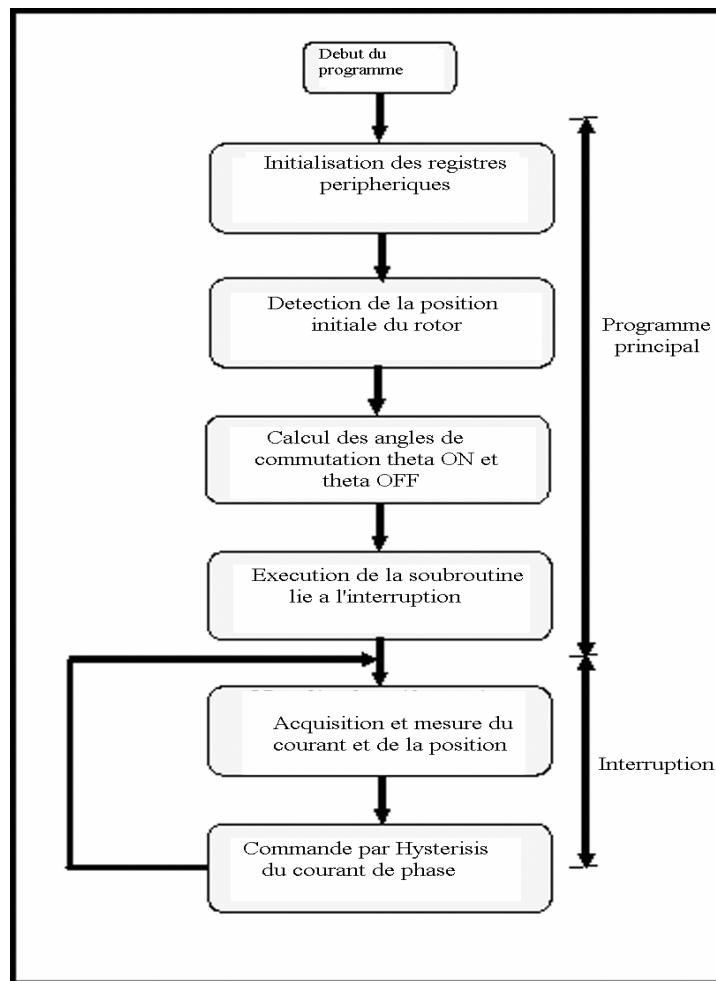


Fig 5.12 Algorithme de Commande par DSP de la SRM12/8

5.2.3 Résultats des essais expérimentaux

Quelques essais ont été effectués afin de vérifier le fonctionnement du moteur. Un premier essai a été réalisé en exécutant le programme développé pour une tension $V_{dc}=14V$, et le moteur à vide, et sans régulation de courant. Le moteur démarre, et la tension aux bornes d'une phase et le courant instantané ont été visualisés sur oscilloscope et sont représentés sur la figure 5.13

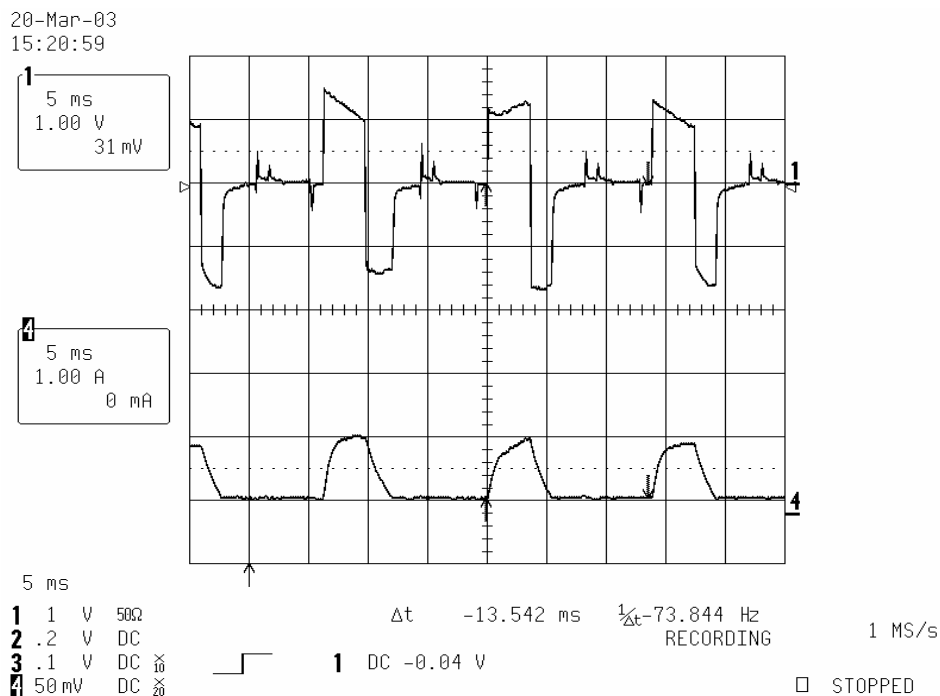


Fig 5.13 Courant et tension de phase à vide

L'analyse des résultats nous montre que la tension aux bornes de la phase excitée n'est pas constante, durant la conduction ; ceci est justifié par le fait que la f.c.e.m dans le cas de la SRM ne dépend pas seulement de la vitesse mais aussi du courant de phase. Cette tension s'inverse à l'instant où la phase est désexcitée, car le sens du courant dans la phase s'inverse.

La vitesse peut être calculée à partir de la mesure de la période du signal du courant qui est indiqué par Δt sur l'oscilloscope. Cette période correspond à 1/8 de tour du rotor. La vitesse du moteur en tour/min est alors donnée par la relation : $\Omega = 60 / (\Delta t \times 8)$. Dans ce cas la vitesse est égale à 552 tr/mn.

La forme du courant obtenu correspond au fonctionnement à grande vitesse. Le courant n'atteint pas sa valeur nominale car la f.c.e.m produite devient importante avec la vitesse.

Un deuxième essai a été réalisé pour tester le fonctionnement de la régulation de courant. Le programme est exécuté sur un moteur en charge alimenté par une tension $V_{dc} = 14V$, et en fixant les angles de commande à $\theta_{on} = 5$ degrés et $\theta_{off} = 20$ degrés. Le moteur démarre, et le courant et le couple moyen obtenus, pour deux charges différentes ont été visualisés sur oscilloscope et représentés sur les figures 5.14, et 5.15

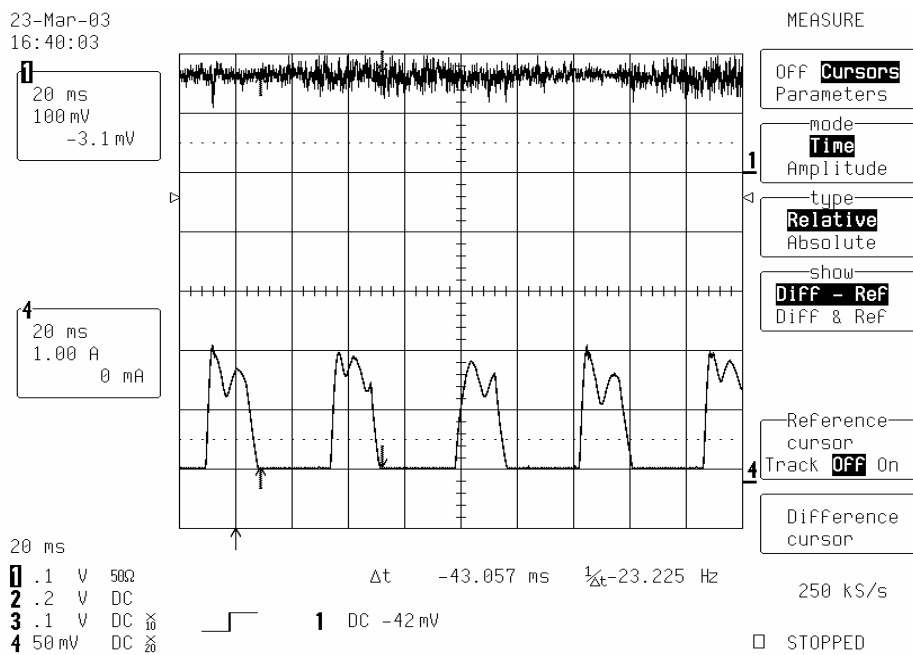


Fig 5.14 Courant de phase et couple moyen, charge1

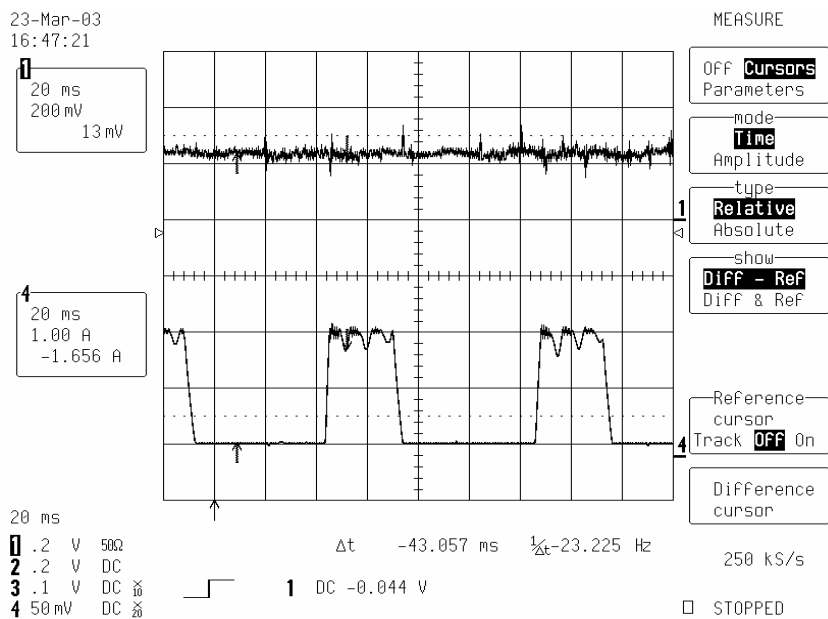


Fig 5.15 Courant de phase et couple moyen, charge2

En premier lieu, nous confirmons le fonctionnement de la régulation de courant, le courant de référence étant fixé à 2A. Par ailleurs, en comparant les courants avec est sans régulation, dans le deuxième cas le courant atteint sa valeur nominale, et reste pratiquement constant durant l'excitation de la phase, alors que dans le deuxième cas le courant nominal n'est pas atteint et il n'est pas du tout constant. Ceci confirme l'intérêt de la régulation de courant. De plus, lorsque la charge augmente, le courant augmente et l'effet de la régulation est plus prononcé.

Par ailleurs, Nous constatons, une augmentation du couple moyen, et une diminution de la vitesse ce qui est justifié par l'augmentation de la charge La vitesse passe ainsi de 174 tr/mn à 90 tr/mn. Nous constatons, aussi une diminution de l'ondulation de couple avec l'augmentation de la charge. Ce qui était prévisible.

Un autre essai a été réalisé pour vérifier l'influence des angles de commande sur les performances de la machine. Le programme a été exécuté dans les mêmes conditions que les précédentes, en faisant varier dans ce cas les angles de commandes tout en maintenant la durée de conduction constante. Les résultats sont représentés sur les figures 5.16, et 5.17

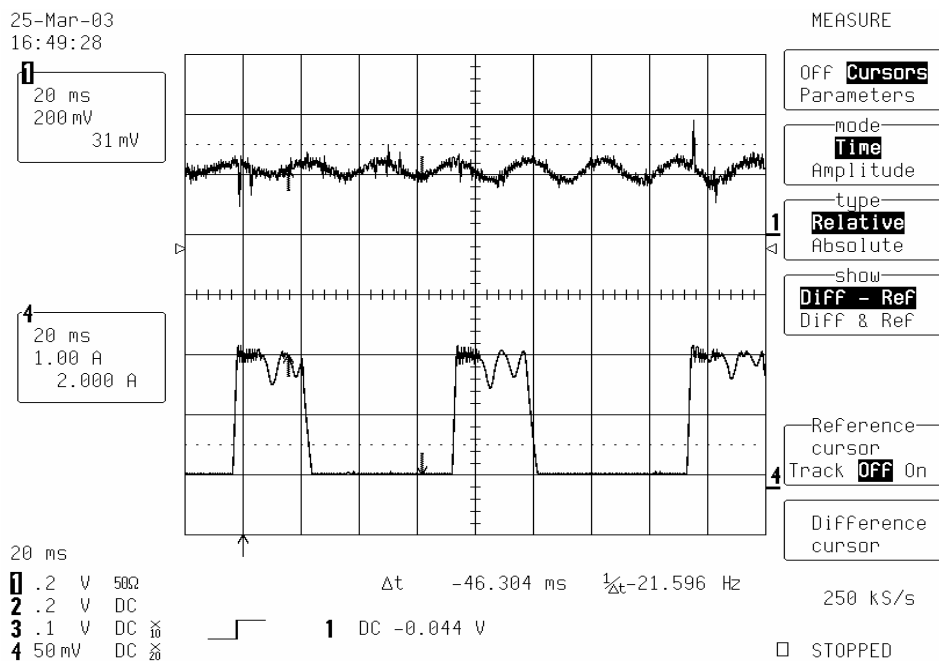


Fig 5.16 Courant de phase et couple moyen, tetaon=1deg, tetaoff=16deg

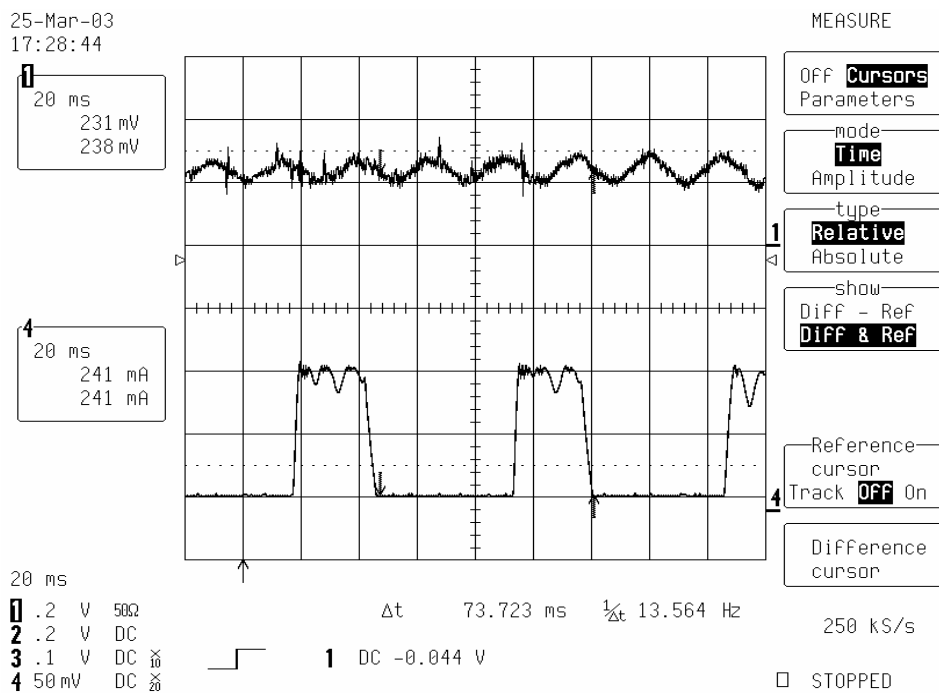


Fig 5.17 Courant de phase et couple moyen, tetaon=3deg, tetaoff=18deg

L'analyse de ces courbes nous montre que le décalage des angles de commande vers les grandes inductances conduit à l'augmentation du couple moyen, ce qui est justifié par l'augmentation du courant dans les phases de la machine.

Conclusion

Dans ce chapitre, des essais expérimentaux sur la SRM 12/8 ont été réalisés. Deux bancs d'essais expérimentaux, un pour les essais statiques et l'autre pour les essais en régime permanent, et dynamiques ont été mis en place. Les résultats d'essais statiques nous ont permis de valider les modèles numérique et analytique proposés au chapitre 2. Une commande numérique par DSP de la machine a été réalisée à l'aide du deuxième banc d'essai. Un programme de commande a été, alors, développé pour deux stratégies d'alimentation : alimentation en pleine onde et alimentation courant par la technique d'hystérésis. Les résultats d'essais en régime permanent, et dynamique nous ont permis, ainsi, d'analyser le fonctionnement et les performances du système de commande de la SRM. Les résultats obtenus ont été confirmés par ceux obtenus par d'autres auteurs.

Conclusion Générale

Les SRM sont probablement les machines les plus simples à construire et les plus économiques. Elles présentent des performances semblables à celles des machines asynchrones et machines synchrones à aimant permanent avec l'avantage d'une grande tolérance aux défauts. Aussi Elles trouvent leurs applications dans plusieurs domaines industrielles et deviennent de plus en plus concurrentes.

Cependant, le champ pulsé dans l'entrefer et la saturation des matériaux magnétiques produisent des vibrations du rotor et sont source des vibrations acoustiques qui rendent ces machines plus bruyantes que les autres.

Ce travail nous a permis d'analyser le fonctionnement de la SRM et de sa Commande, et de proposer des modèles de la machine et de sa commande ainsi qu'une approche d'optimisation de la structure afin de minimiser les ondulations de couple.

Nous avons proposé, en premier lieu, deux modèles de la SRM : un modèle électromagnétique qui tient compte des non linéarités due à la structure et à la saturation dans le but de déterminer les caractéristiques magnétiques de la machine. Ces caractéristiques ont été obtenues par la méthode des EF. Ce modèle a été établi pour deux structures de SRM : la SRM 8/6 à quatre phases et la SRM 12/8 à trois phases. Un deuxième modèle de la SRM 12/8 a été proposé : C'est un modèle analytique basé sur le schéma des circuits magnétiques équivalents qui tient compte de tous les paramètres géométriques de la machine. Ce modèle a été validé par le modèle par EF. Ce modèle peut être, utilisé dans les modèles de commandes, ou dans un système ou tous les paramètres géométriques et de commande doivent être optimisés en même temps.

D'autre part, en se basant sur le modèle par EF de la SRM 12/8, Une approche d'optimisation de la structure est proposée. L'approche est basée sur la minimisation d'ondulation de couple, en agissant sur les largeurs des dents rotoriques et statoriques.. Plusieurs configurations sont alors choisies à partir du triangle de faisabilité. Un calcul par élément finis a été effectué pour chaque structure afin de déterminer le couple statique. Le couple moyen et le taux d'ondulation sont alors calculés. Une interpolation du taux d'ondulation et du couple moyen par la méthode de réseaux de neurones type GRNN a été effectué, et nous a permis d'obtenir des valeurs pour les structures non considérées. Une optimisation a été réalisée à partir des résultats d'interpolation, et a aboutit à une structure dont le taux d'ondulations est réduit de 12%. Cette méthode s'est avérée efficace et peut être étendu à d'autres paramètres géométriques de la machine.

Par ailleurs, une modélisation du système de commande des deux machines a été réalisée. Pour la SRM 8/6, nous avons proposé un modèle analytique qui utilise une fonction d'interpolation des variations de l'inductance en fonction de la position et du courant. Ce modèle nous a permis d'analyser le fonctionnement de la machine et d'étudier l'influence de l'angle de commande d'excitation de phase sur le couple moyen. De plus, le modèle du système de commande de la SRM 12/8 a été établi à partir du modèle analytique proposé au deuxième chapitre, en utilisant l'environnement Matlab Simulink., et en introduisant la technique d'alimentation en pleine onde et la technique par régulation de courant. Ce modèle nous a permis d'analyser le fonctionnement de cette machine, et de montrer l'influence de l'angle de commande de désexcitation des phases sur les ondulations de couple. Ce modèle peut être affiné en utilisant le modèle de la machine en tenant compte des différentes non-linéarités.

Dans la dernière partie de ce travail, deux bancs d'essais expérimentaux utilisant la SRM 12/8 sont présentés. Le premier banc d'essai, mis en place, nous a permis d'effectuer des essais statiques sur la machine, et de valider le modèle proposé au chapitre 2. Le deuxième banc d'essai, mis en place pour les essais en régime permanent et dynamiques nous a permis d'effectuer une commande de la machine en utilisant une carte de commande DSP. Un programme de commande a été élaboré pour les deux stratégies d'alimentation : alimentation en pleine onde et l'alimentation par régulation de courant. Les résultats obtenus nous ont permis d'analyser le fonctionnement de la machine et de mettre en évidence l'influence de l'angle de commande de désexcitation sur le couple de la machine et l'ondulation de couple. D'autres essais peuvent être effectués pour mieux analyser la commande de la machine. De plus, Le capteur de position peut être remplacé par un estimateur numérique exécuté par le DSP, en utilisant les techniques appropriées, et tester ainsi la commande sans capteur qui est très adaptée dans ce cas.

Bibliographie

- [1] T.J. E. Miller, "Switched Reluctance Motors and their Control", Oxford University Press, Inc., New York 1993.
- [2] B. MULTON, "Historique des Machines Electromagnétiques et plus particulièrement des machines à reluctance variable", extrait du rapport d'habilitation à diriger des recherches de l'auteur, Mai 1994, LÉSiR (URA CNRS D1375), École Normale Supérieure de Cachan.
- [3] B. MULTON, "Conception et Alimentation Electronique des Machines à Reluctance variable à double saillance", rapport de Synthese pour l'obtention de l'habilitation à diriger des recherches, Mai 1994, LÉSiR (URA CNRS D1375), École Normale Supérieure de Cachan.
- [4] R. Krishnan, "Switched reluctance motor drives: Modelling, Simulation, Analysis, Design, and Applications", CRC Press, Boca Raton, 2001, London.
- [5] Kyung-Ho-Ha, et all "Vibration of Switched Reluctance by Experimental Transfer Function and Response Surface Methodology", IEEE. trans. On Magnetics, Vol 40, No.2, March 2004.
- [6] K. Russa, I. Husain, and M. Elbuluk, "Torque Ripple Minimization in Switched Reluctance Machines Over a Wide Speed Range", IEEE. Industry Applications Society Annual Meeting, New
- [7] P.C. Kjaer, C. Cossar, T.J. E, "Very High bandwidth Digital Current Controller for High-Performance Motor Drives", Power Electronics and Variable Speed Drives Conference, 1996, Vol. pp. 185-190.
- [8] M.E. Zaim, K. Dakhouché, and M. Bounekhla, "Design for Torque ripple Reduction of a Three phase SRM", IEEE. Tran. on magnetics, Vol. 38, No. 2, March 2002, pp. 1189-1192.
- [9] K. M. Rahman and S.E. Schulz, "Design of High Efficiency and High Density Switched Reluctance Motor for Vehicle Propulsion", IEEE Trans on Industry Applications, Vol 38, No. 6, 2002, pp. 2104-2110.
- [10] L. Li, Q. Yu and Y. Yang, "Simulation Study of SRM Stator Pole Structure With FEM", Proceedings of The 5th World Congress on Intelligent Control and Automation". June 15-19. 2004, Hangzhou, P.R.China, pp. 4450-4453.
- [11] K. Koibuchi, T. Ohno and K. Sawa, "A basic Study for optimal design of switched Motor by Finite Element Method", IEEE. Trans. On Magnetics, Vol 33, No 2, March 1997, pp. 2077-2080.
- [12] A. V. Radan, "Design Considerations for the Switched Reluctance Motor", IEEE. Tran. on Industry Applications, Vol. 31, No. 5, Sept/Oct. 1995, pp. 1079-1087.
- [13] H. Sahraoui, H. Zeroug and H. Toliyat, "Switched Reluctance Motor Design Using Neural-Network Method With Static Finite-Element Simulation", IEEE. Trans. on Magnetics, Vol 43, No 12, December 2007, pp. 4089-4095.

- [14] P.J Lawrensen, J.M. Stephenson, P.T. Blenkinson, J. Corda and N.N. Fulton, "Variable- speed switched reluctance motors", IEE. Proc, Vol 127, Pt. B, No 4, July 1980. pp. 253-265.
- [15] S. Mir, "A High Performance Switched Reluctance Motor Drive", thèse de Phd, soutenue en May 93, Université D'Akron, USA.
- [16] J. H. Leong, "Design Considerations and Implementation of Switched Reluctance Motor Drive", 2002 Student Conference on Research and Development Proceedings, Shah Alam, Malaysia, pp. 196-199.
- [17] Lyons, J.P., MacMinn, S.R. and Preston, M.A., "Flux/Current methods for SRM rotor position estimation". IEEE-IAS Conf. Rec. ,1991, pp. 482-487.
- [18] M. Ehsani and B. Fahimi, "Position sensorless control of switched reluctance motor drives, A technologie ready for applications" IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 49, no. 1, Feb. 2002, pp. 40-48.
- [19] Debiprasad Panda " Sensorless control of switched reluctance motor drive with self measured flux linkage characteristics " , IEEE-IAS Conf. Rec,1998, pp. 322-325.
- [20] G.E. Dawson, A.R. Eastham, J. Mizia, "Switched Reluctance Motor Torque Characteristics: Finite Element Analysis and Test Results", Conf. Record of the 1986 IEEE Industry Application.
- [21] H. Cailleux, J.C Mouchow, B Multon ,E Hoag « Comparaison of Measurement Methods, to Determine the Electromagnetics of Switched Reluctance Motors », Electric Drive Design and application, Lausanne 19-20 October 1994, pp 639-644.
- [22] S. Brisset and P. Brochet, "Optimization of switched reluctance motors using Deterministic methods with Static and Dynamic Finite Element Simulations", IEEE. Trans. on Magnetics, vol. 34, no. 5, Sept 1998, pp. 2853-2856.
- [23] B. Parreira et all, "Obtaining the Magnetic Characteristics of an 8/6 Switched reluctance Machine: From FEM Analysis to the Experimental Tests", IEEE.Trans. on Industrial Electronics, Vol.52, No.6, Dec 2005.
- [24] H. Sahraoui, H.Zeroug, "Accurate Modeling of A Switched Reluctance Motor Drive", Records of the 6th International Workshop on Optimization and Inverse Problems in Electromagnetism, Torino, Italy, Sept 2000.
- [25] H.Sahraoui, H.Zeroug, "Torque Analysis in a Swiched Reluctance Motor Drive", Record of the 13th Compumag Conference on the Computation of Electromagnetic Fields, Evian, Vol II, July 2001, pp. 172 -173.
- [26] H.Zeroug, H. Sahraoui, and H Toliyat, "Torque Ripple Minimisation of SRM", published in the Proceeding of the 6th International Symposium on ' Electric and Magnetic Fields, Aachen, Germany, 6-9 October2003.
- [26] Y. Che, et all, "Switched Reluctance Motor Modeling: From Field Calculation to Sensorless Drives", Electrical Machines and Drives.
- [27] H. Sahraoui, Zeroug et B. Boukais, 'Torque Ripple Analysis in a Switched Reluctance Motor Drive', publié dans le proceeding, OIPE 2006, Septembre 2006, Italie.

- [28] J. Faiz and J.W. Finch, "Aspects of design optimization for switched reluctance motors", IEEE Trans. On Energy Conv, Vol. 8, No. 4, 1993, pp. 704-713.
- [29] M.N. Anwar, "Design of Switched Reluctance Machines for Low acoustic Noise and Wide Speed", thèse de Phd soutenue en May 2001, université d'Akron, USA.
- [30] F. Sahin, H. B. Ertan, K. Leblebicioglu, "Optimum Geometry for Torque Ripple Minimization of Switched Reluctance Motors". IEEE. Trans. on Energy Conversion, Vol.15, No.1, March 2000. pp. 30-38.
- [31] S. Haykin, "Neural Networks: A comprehensive Foundation", Prentice Hall, 1999.
- [32] D. Miljavec, and B. Benedicic, "Non linear model of Synchronous reluctance motor with neural networks", COMPEL, Vol. 19, No 2, 2000, pp. 502-509.
- [33] M. Bazan, M. S. Russenschuck "Using Neural Network to speed up Optimization Algorithms", Euro.Phys. J., Vol. 12, No 2, 2000, pp. 109-115.
- [34] B. Hyun and K. Nam, "Faults Diagnoses of Rotating Machines by Using Neural Nets: GRNN and BPN", IEEE, Proceeding on Industrial Electronics, Control and Instrumentations, 21st International Conference, Nov 1995, Orlando, USA, pp. 1456-1461.
- [35] H. Demuth, and M. Beale, Matlab-User's Manual, Neural Network Toolbox User's Guide, The MathWorks, Inc, Natick, 1997.
- [36] F. Soares and P.J. Costa Branco « Simulation of a 6/4 Switched Reluctance, Motor Based on Matlab/Simulink Environment »,IEEE. Trans. On Aerospace and Electronic Systems, Vol.37, No.3, pp. 989-1099, Juillet 2001.
- [37] S. Wolfram, "Mathematica: A System for Doing Mathematics by Computer", second edition, Addison-Wesley Publishing Company, IncCalifornia, 1991.

Annexe1

Paramètres de la SRM 8/6

1- Nombre de dents statoriques	$N_s=8$
2- Nombre de dents rotoriques	$N_r=6$
3- Pas dentaire statorique	$\alpha_s=45^\circ$
4- Pas dentaire rotorique	$\alpha_r=60^\circ$
5- Largeur de la dent statorique	$\beta_s =15^\circ$
6- Largeur de la dent rotorique	$\beta_r=16^\circ$
7- Rayon extérieur	$R_{ext}=58.05 \text{ mm}$
8- Rayon intérieur	$R_{int}=58.40 \text{ mm}$
9- Rayon extérieur de la machine	$R_m=102.4 \text{ mm}$
10- Profondeur de l'encoche rotorique et statorique	$h=30.2 \text{ mm}$
11- Epaisseur de l'entrefer	$e=0.35 \text{ mm}$
12- Longueur de la machine	$L=171 \text{ mm}$
13- Puissance de la machine	$P=7.5 \text{ kW}$
14- Nombre de spires par phase	59

Annexe2

Paramètres de la SRM 12/8

1- Nombre de dents statoriques	$N_s=12$
2- Nombre de dents rotoriques	$N_r=8$
3- Pas dentaire statorique	$\alpha_s=30^\circ$
4- Pas dentaire rotorique	$\alpha_r=45^\circ$
5- Largeur de la dent statorique	$\beta_s =16^\circ$
6- Largeur de la dent rotorique	$\beta_r=21^\circ$
7- Rayon extérieur	$R_{ext}=41.35 \text{ mm}$
8- Rayon intérieur	$R_{int}=41.58 \text{ mm}$
9- Rayon extérieur de la machine	$R_m=69.59 \text{ mm}$
10- Profondeur de l'encoche rotorique	$h_r=12.06 \text{ mm}$
11- Profondeur de l'encoche statorique	$h_s=14.47 \text{ mm}$
12- Epaisseur de l'entrefer	$e=0.2 \text{ mm}$
13- Longueur de la machine	$L=47.2 \text{ mm}$
14- Puissance de la machine	$P=700 \text{ W}$
15- Nombre de spires par phase	64

Annexe3

Switched Reluctance Motor Design Using Neural-Network Method With Static Finite-Element Simulation

H. Sahraoui¹, H. Zeroug², and H. A. Toliyat³

¹Department of Electrical Engineering, National Polytechnic School, Algiers 16200, Algeria

²Department of Electrical Engineering, University of Sciences and Technology Houari-Boumediene, Algiers 16111, Algeria

³Advanced Laboratory of Electric Machines and Power Electronic, Texas A&M University, College Station, TX 77843-3128 USA

The paper describes a neural network method for optimal design of a switched reluctance motor (SRM). The approach maximizes average torque while minimizing torque ripple, considering mainly the stator and rotor geometry parameters. Before optimization takes place, an experimental validation of the SRM model, based on the finite-element method, is performed. The validation predicts average torque and torque ripple characteristics for several motor configurations while stator and rotor pole arcs are varied. The numerical results are highly nonlinear, and a function approximation of the data is therefore difficult to implement. We therefore interpolate the data by using a neural network based on a generalized radial basis function. The computed results allow us to search for optimum motor parameters. The optimum design was confirmed by numerical field solutions.

Index Terms—Design, finite-element method, modeling, neural-network modeling, optimization, simulation, SRM drives.

I. INTRODUCTION

THE switched reluctance motor (SRM) is becoming an increasingly high potential drive in many applications. The capabilities of this drive include high power density, high efficiency, and an inherent fault tolerance. Its simple and robust mechanical construction over a wide speed range has made this drive very attractive, and therefore it can be adopted as an alternative to many other ac drives. [1], [2]. There are, however, several disadvantages which are still preventing this motor from finding significant industrial applications. Acoustic noise is one major problem of the motor, particularly at low speed [3]–[5]. Therefore, it is necessary to minimize torque ripple during low speed operation.

Although it offers numerous benefits as mentioned above, the design of SRM, however, is generally not straightforward. The difficulty of the SRM modeling is mainly due to the highly nonlinear characteristics of the motor [3], [4]. Several design parameters, such as the number of phases, pole arc, bore diameter, air gap, etc., should be tailored according to the requirements of a specific application. However, it was shown in several works [5], [6] that torque output as well as the torque ripple are sensitive mainly to stator and rotor pole arcs. In [7], SRM pole arcs, β_s and β_r , are found to have significant importance on the performance of the motor. In fact, it was shown that the motor needs to be designed with sufficient pole overlap between the stator and the rotor to ensure enough torque during phase commutation. Furthermore, widening of the pole arc of the stator makes it possible to suppress torque ripple and increases the value of the torque [6], [8]. This paper pays attention to shapes of the stator and rotor pole arcs, because of their direct effect on the inductance or torque determination. It means that these parameters should be investigated at the very first stage of the design. Optimization schemes have been carried out using an analytical method which takes into account

most motor design parameters, as well as control parameters [9], [11]. Sahin [12] uses force and permeance data numerically computed for a unit length geometry with identical slotting for the rotor and stator, to carry out a comprehensive optimization procedure, using a back-propagation algorithm for interpolation. In his optimization (torque ripple minimization), he uses an objective function neural-network based which takes into account the excitation level as well as the motor geometry parameter constraints. The method shows the ripples predicted from this approach agree well with those determined through the finite-element method (FEM). However, its drawback—the search of a global optimum is determined heuristically and therefore presents some complexity and lengthy procedures in optimum determination—can to some extent outweigh the advantages obtained through the neural-network optimization being carried out. Further, usually the motor operates in highly saturated conditions, which is a very desirable feature. Because of this and due to further simplifying associated assumptions, optimization analytical schemes may become inaccurate. Other optimization schemes using FEM are sought in order to account for these operating conditions, and any complex geometry involved [10].

Furthermore, in order to carry out geometry optimization with sufficient accuracy, numerous field solutions are required. The FEM method was combined with the heuristic method to determine the SRM shape that produces high torque considering static and dynamic simulations [13]. But this approach can be time consuming and requires adjustment of the meshing at every iteration—a task which is difficult to achieve. Interpolation techniques are therefore sought. The interpolation using the nonlinear least square method was implemented to produce a suitable function approximation. However, this has shown limitations as the error can become significant and hence the optimization may not be accurate.

In this work, a much simpler and more accurate method is presented, using some design guidelines knowledge as described in [5]. The motor design parameters involved are mainly the rotor and stator pole arcs (β_s, β_r). In order to account for the geometry as well as for the nonlinearity of material utilized,

the FEM is used and solutions are obtained for several configurations corresponding to a set of (β_s, β_r) , but limited to a region of the plane, called the feasible triangle [5]. Field solutions are used to determine the static torque characteristics. This approach, which is FEM based, was exploited for function approximation and optimization, aimed at maximizing the average torque and minimizing the torque ripple. To make sure that the approach is efficient, the FEM model was first validated through static torque measurements prior to the optimization process. After FEM data training, a network was used to approximate the objective function. An optimization procedure was then performed using the data produced by the neural-network approach. In addition, this method uses the general regression neural network (GRNN) rather than the back-propagation network (BPN) [12], [14], [15]. The GRNN has several advantages over the BPN such as very short training time (one pass learning), with guaranteed performance even with sparse data, and can be implemented directly in a neural-network architecture. Moreover, GRNN has more advantages, particularly in an optimization algorithm [16]–[20]. In fact, the search for a global and local optimum procedure was integrated into the GRNN algorithm. This has much facilitated the search for the optimum parameters. When applying the GRNN, it was shown that the data determined numerically was sufficient to find an optimum parameter design with less computing time.

II. POLE ARC DESIGN CONSIDERATIONS

Fig. 1 shows the structure of the 12/8 SRM under study, followed by Fig. 2 representing a set of stator and rotor pole arcs. In order to produce a unidirectional torque, there must be an overlap between the poles of the rotor and the poles of the excited stator phase. The overlap angle should be greater than the step angle; otherwise there will be “gaps” where no torque is produced. Moreover, in order to get the largest possible variation of phase inductance with rotor position, the interpolar arc of the rotor must exceed the stator pole arc. A further constraint on the pole arcs is that usually the stator pole is made slightly smaller than the rotor pole arc [1], [5]. This permits a slight increase in the slot area, the copper winding cross section, and the aligned/unaligned inductance ratio. The constraints are set according to the rules of the feasible triangle [5], which defines the range of combinations normally permissible. Of course, the variation in performance of SRM defined by different points in this triangle is considerable. But this depends on various factors, such as torque ripple, the starting torque, and the effect of saturation. These parameters meet the basic constraints as follows:

$$\beta_s \leq \beta_r \quad (1)$$

$$\frac{2\pi}{8} - \beta_r > \beta_s \quad (2)$$

$$\beta_s > 15^\circ. \quad (3)$$

III. FINITE-ELEMENT MODELING

To set up the nonlinear model of the SRM that allows investigation into the effect of these parameters on the average torque

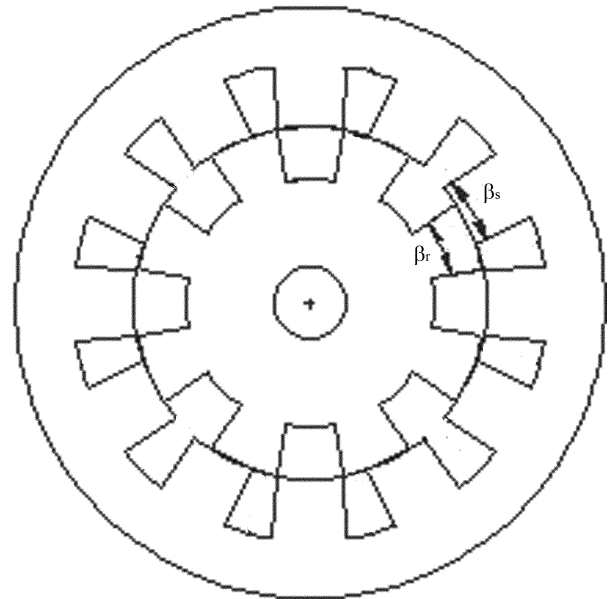


Fig. 1. SRM structure.

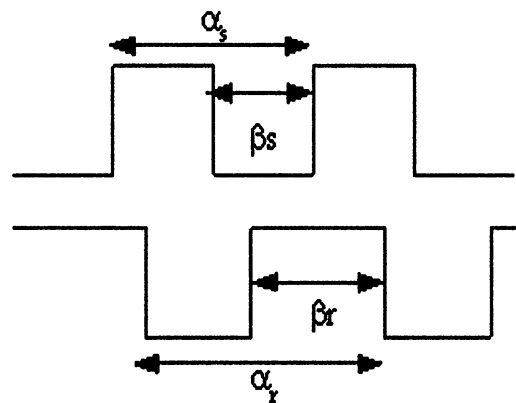


Fig. 2. Machine pole arcs.

and the torque ripple, an electromagnetic model of an existing industrial motor was established from the meshing of the structure shown in Fig. 1, using the Maxwell finite-element package. A high mesh density in the air gap was undertaken. The distance between two positions was taken equal to 1 mechanical degree. This increment was found to be sufficient to allow for motor parameter determination with small error. Field solutions were used to determine the static torque with respect to the rotor position, when three stator windings are excited in sequence. In order to validate the SRM FEM modeling, the switched reluctance motor was subjected to static measurements to determine the static torque as well as the flux and inductance characteristics as a function of current and rotor position. For this purpose, an experimental setup was used comprising a motor, load, and torque meter for torque measurements. The components of the experimental setup are shown in Fig. 3. Details of the motor are given in Table I.

The experimental static torque characteristic is obtained by displacing the shaft and measuring the torque produced using a calibrated torque-meter coupled to the SRM drive when a phase

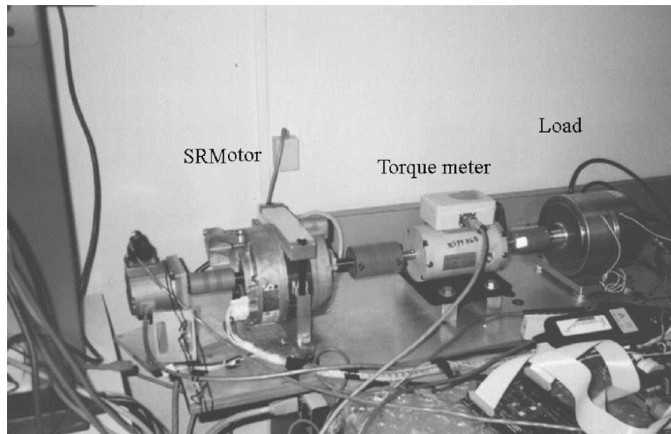


Fig. 3. Experimental setup.

TABLE I
DATA OF THE SRM

Number of stator poles	$Z_s=12$
Number of rotor poles	$Z_r=8$
Number of phases	3
Stator pole pitch	$\alpha_s=30^\circ$
Rotor pole pitch	$\alpha_r=45^\circ$
Stator pole arc	$\beta_s=16^\circ$
Rotor pole arc	$\beta_r=21^\circ$
Stator Outer Diameter	$D_{so}=139.03\text{ mm}$
Stator inner Diameter	$D_{si}=83.16\text{ mm}$
Stator slot depth	$h_s=14.46\text{ mm}$
Minimum Air-gap Length	$e=0.228\text{ mm}$
Rotor Outer Diameter	$D_{ro}=82.70\text{ mm}$
Rotor inner Diameter	$D_{ri}=58.57\text{ mm}$
Machine length	$L=47.24\text{ mm}$
Winding turns per phase	324
Maximum phase current	3.5A

is energized. As for the inductance measurement, a phase was energized, and the current $i(t)$ and voltage $v(t)$ waveforms were recorded while the rotor was locked at various positions. The frequency and the duty cycle were adjusted until the peak current I_p of 2.5 A was attained with a frequency of 11 Hz.

The inductance L for a given current is determined through the flux determination $\psi(t)$ according to the following expressions:

$$L = \frac{\psi(t)}{I_p} = \frac{\int (v(t) - Ri(t))dt}{I_p}. \quad (4)$$

Both the computed and the experimental static torque and inductance characteristics are presented in Figs. 4 and 5, respectively.

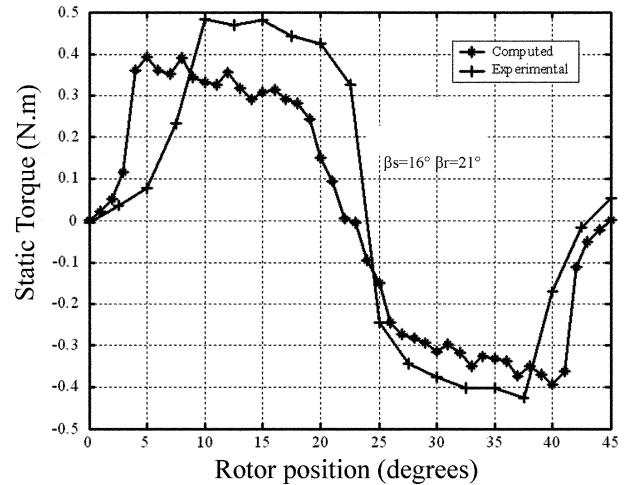


Fig. 4. Variation of the static torque.

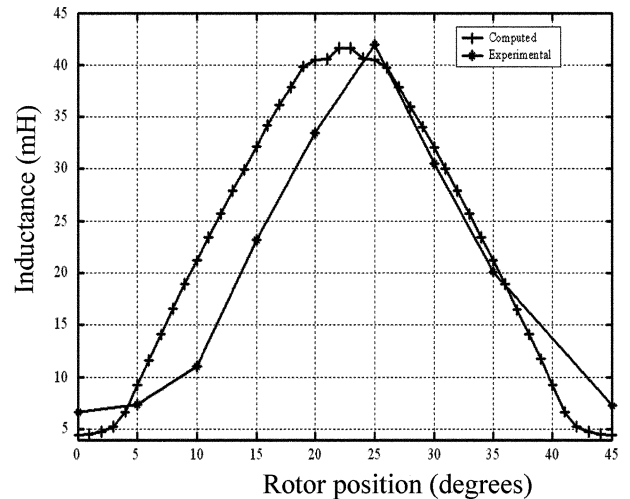


Fig. 5. Variation of inductance.

When examining these figures, it appears that the computed results are close to those determined by measurements, particularly in the negative torque production side in Fig. 4, however, there are some discrepancies in the positive side. This could certainly be due to measurement errors resulting from inadequate measurement setup, particularly in this region. Overall, considering the symmetry of the structure, we could easily focus on the negative for comparison. These discrepancies in the two results are less than 10%. Similarly, in Fig. 5, there seems to be a good agreement between the inductance values determined experimentally and through numerical analysis, particularly in the negative torque side. Therefore, these results have confirmed and validated the motor model developed. As a result, this has enabled us to use it for investigating further structure configurations based on pole arc modification.

A. Static Torque Characteristic Determinations for Various Stator and Rotor Pole Arcs

Various configurations of SRM were considered, where both β_s and β_r parameters were varied, taking into account the constraints above. The choice of value parameters was made to

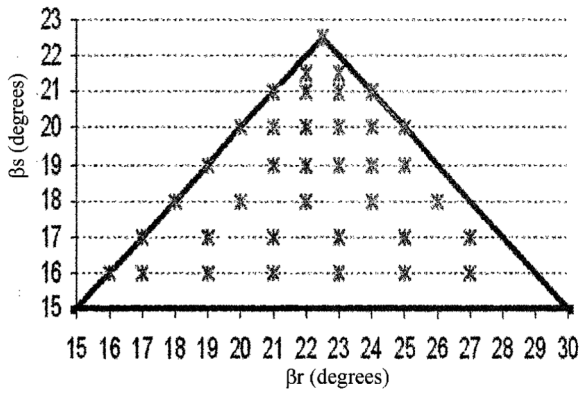


Fig. 6. Data set (β_s , β_r) in the feasible triangle.

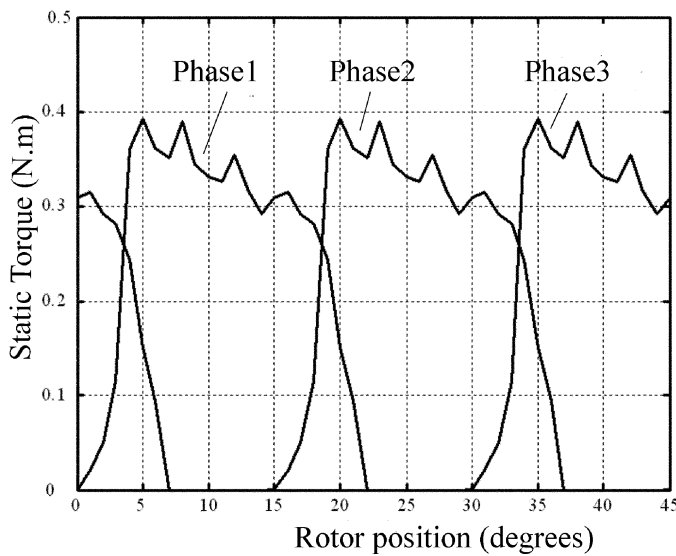


Fig. 7. Static torque characteristics for 03 phase excitations.

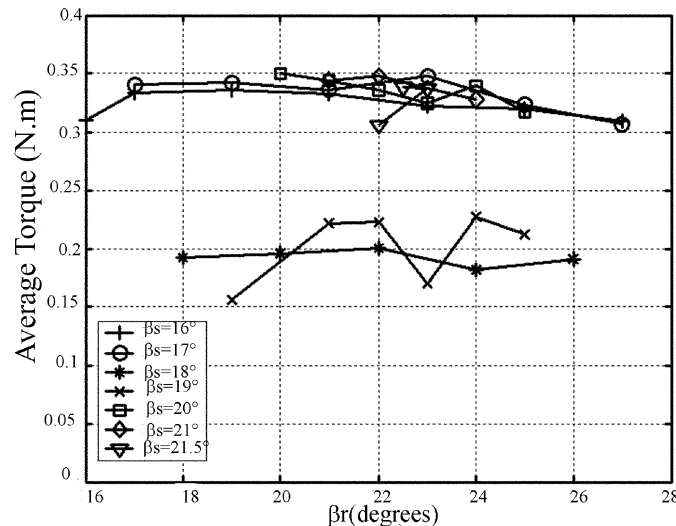


Fig. 8. Average torque versus rotor pole arc for various stator tooth arcs.

cover a large area in the design domain of the triangle, as illustrated in Fig. 6. Up to 35 configurations, including the motor

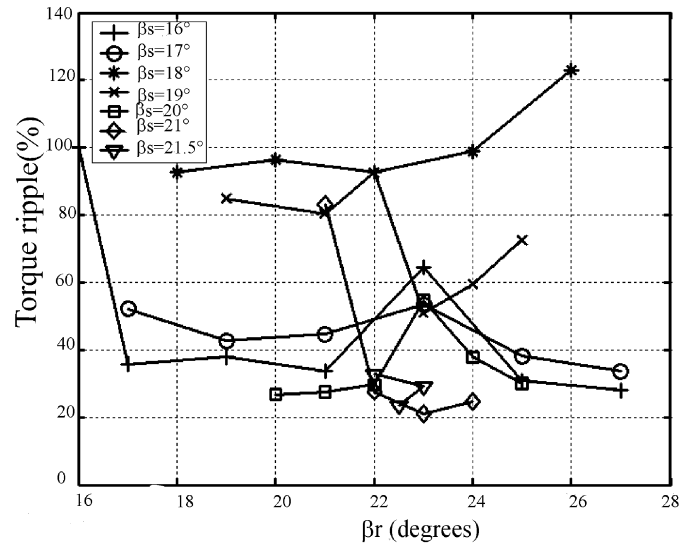


Fig. 9. Torque ripple versus rotor pole arc for various stator tooth arcs.

under study, were considered here for finite-element analysis, in order to determine the values of the average torque and the torque ripple with respect to the stator and rotor pole arcs.

At low speed, torque ripple is mostly significant, and the overlap of the phase current may be assumed negligible. For continuous torque production, the phases are turned on and off at rotor position corresponding to the intersections of the torque characteristics [1], [12]. Therefore, the average torque can be easily derived over a period defined over the resulting intervals. In addition, the maximum torque T_{max} is found from the peak of the static torque and the minimum torque T_{min} is determined at the characteristics intersection instants.

From the above considerations, it appears that the design optimization could be mainly based on the static torque versus position for average torque and torque ripple calculation. For this purpose, the average torque value was derived through torque characteristics when the 03 phases are excited in sequence as shown in Fig. 7. As for the torque ripple, this is given by the following expression:

$$\text{Torque ripple}(\%) = \frac{T_{max} - T_{min}}{T_{max}} * 100. \quad (5)$$

The average torque and torque ripple characteristics are shown in Figs. 8 and 9. They illustrate the effect of the pole arcs β_s and β_r on the motor characteristics. It appears that the average torque and torque ripple vary in a nonlinear relationship with the design parameters. In particular, a significant variation in torque ripple is found in Fig. 8, with no apparent global minimum for whole data set. In fact, attempts for function approximation were performed, using nonlinear least square method of the data, but these were not effective to implement successfully. This implied difficulties to find an optimum with function fitting procedures. Other mathematical tools ought to be considered to search for a new design with a minimum torque ripple.

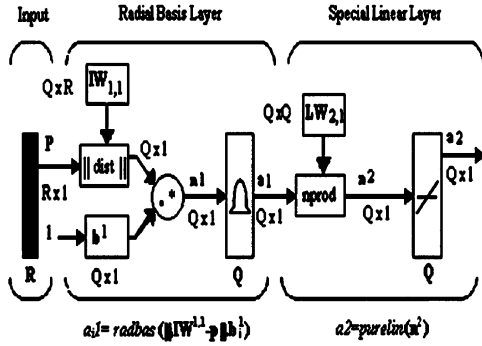


Fig. 10. Neural-network representation.

IV. APPLICATION OF NEURAL NETWORK

As it may appear, the available data include only some discrete points in the design domain, but an accurate optimization method requires a continuous search in this domain, due to the highly nonlinear nature of the problem. A previous study [5] has shown that it is not easy to derive a mathematical function that fits the finite number of data points available. In order to find a function that represents the average torque and torque ripple, a method is required that can extract information from the data available and would generate the desired data for optimization. Neural-network techniques are found to be quite appropriate to be used for the aforementioned problem, not only because they have accurate prediction ability but also because they are suitable to represent the objective function of an optimization process. In this paper, the suitability of applying the radial basis network to find the average torque and the torque ripple variation was explored. These may require more neurons that standard feed-forward back-propagation networks, but often can be designed in a fraction of the time it takes to train standard feed-forward networks. They work best when many training vectors are available [16]. The commercial program MATLAB with Neural Network Toolbox was used to program the artificial neural network (ANN) [17]. In this particular application, the generalized regression neural networks (GRNNs) were used for function approximation. The architecture for GRNNs is shown in Fig. 10.

a_i^1 is the i th element of a^1 , where i $IW^{1,1}$ is a vector made of the i th row of $IW^{1,1}$. Basically, it consists of a radial basis layer and a special linear layer. The input of the radial basis layer are the data pairs β_s, β_r , represented by the input vector p , and the output of the linear layer are the corresponding target vector a^2 ; in the form of either the average torque or the torque ripple. Here, the net input to the radial basis transfer function is the vector distance between its weight vector w and the input vector p , multiplied by the bias b . The transfer function for the radial basis neuron is

$$\text{radbas}(n) = e^{-n^2}. \quad (6)$$

As for the function nprod shown in the box, this produces S^2 elements in vector n^2 . Each element is the dot product of the row of $LW^{2,1}$ set to target vector elements, and the input vector a^1 , all normalized by the sum of the elements of a^1 .

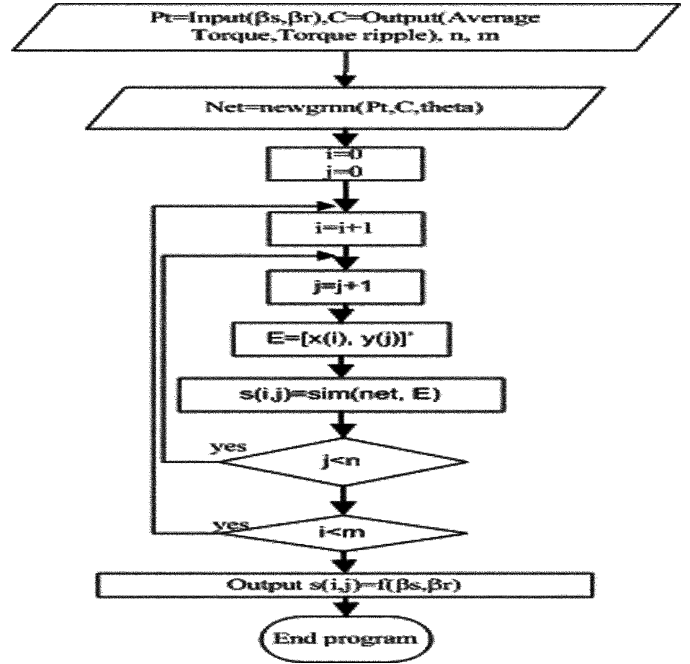
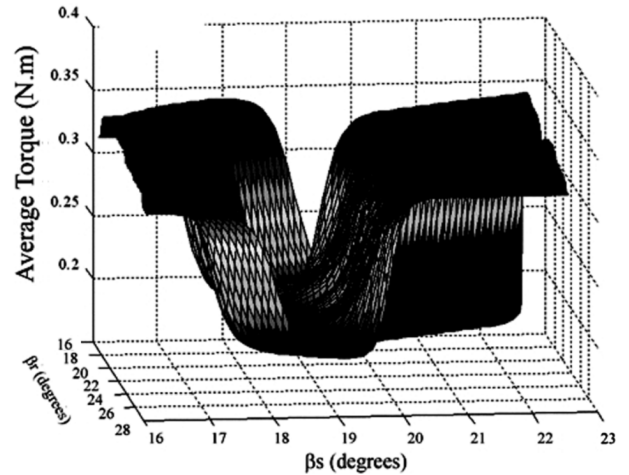


Fig. 11. Flowchart for average torque and torque ripple determination.


 Fig. 12. Variation of the average torque with β_s and β_r .

The input data and the corresponding target data, obtained from previous analysis, form a training data set and they are used to train the network until the associate input data fits with the specific target data. The trained GRNN appears to produce satisfactory output results for tested data that were not subject to training. Hence, interpolation was carried out to produce other values of the torque and torque ripple that have not been considered in the training. All the details of the calculation were performed according to the flowchart given in Fig. 11, where the network design is built into the design function *newgrnn*, and the output is obtained with *sim*. The output results are shown in Figs. 12 and 13, where the variation of the average torque and torque ripple is given with respect to (β_s, β_r) .

Figs. 12 and 13 show that the stator and rotor pole arcs values have a direct impact on the average torque and torque ripple. Low values of β_r lead to high average torque with low torque

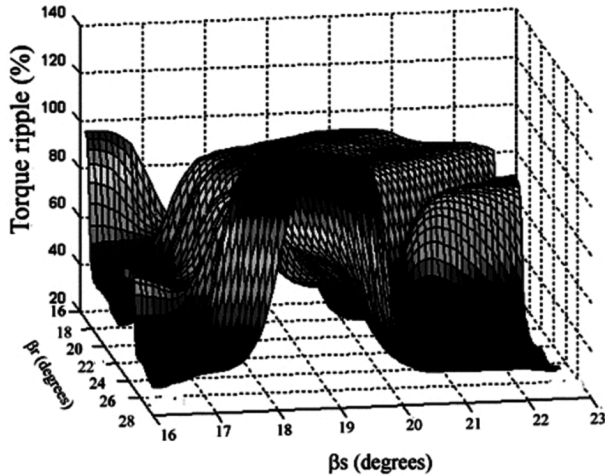


Fig. 13. Variation of the torque ripple with β_s and β_r .

ripple. However, the torque ripple minimum is only local for low β_r , and does not correspond to the lowest torque ripple. In contrast, this trend is reversed for high values of β_r , and this yields to a low average torque in general, but torque ripple can be particularly reduced for β_s between 20° and 22° . As a result, it appears that a good choice of a combination of (β_r, β_s) is needed in order to obtain an optimized structure design, of course bearing in mind technological construction limitations.

A. Optimization Using Neural Network

As the function representing the average torque and torque ripple can not be expressed explicitly as a mathematical function of the design parameters β_s and β_r , an optimization procedure was introduced within the GRNN computation after training, according to the flowchart given in Fig. 14. This searches for the maximum of the average torque and the minimum torque ripple. This has led to the optimal structure with the following configuration: $(\beta_s, \beta_r) = (21, 23.1)$. The new motor design was obtained with an average torque and torque ripple equal to 0.34 N·m and 21%, respectively. The finding is that the new design presents 12% less torque ripple than the original one, with an insignificant drop in the average torque. This geometry was exposed to finite-element calculation. The latter has produced a very close result, with a ripple equal to 20%. In fact, this result confirms the use of an optimization procedure with ANN for function approximation. It is suggested that a finer optimal design could be obtained if more data is available for ANN training. This approach shows that interpolation and optimization using GRNN techniques lead to an optimized design SRM structures with the help of a well-defined set of data using the finite-element method. As a result, it certainly outweighs on one hand the use of function approximation techniques, which are very often difficult to establish, and on the other hand, analytical methods, which are generally limited to linear models. Furthermore, this method shows that further optimization is possible by including other design and control parameters using the same methodology within a reasonable computing time.

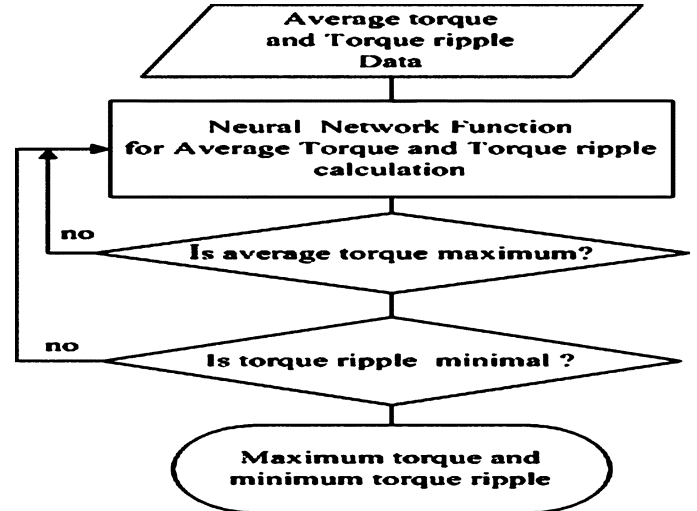


Fig. 14. Flowchart for optimization.

V. CONCLUSION

The paper describes investigations for an optimal design of a switched reluctance motor (SRM). The approach focuses on the maximization of the average torque and minimization of torque ripple, based on the stator and rotor pole arc variations. First, an industrial motor was used, through which the motor model was derived and validated using field solutions. Prior to optimization, field solutions were obtained for various motor geometries. Interpolation of the numerical data was performed through the neural-network approach. This was based on the generalized radial basis function. The data approximation shows a high accuracy of the neural network approach, and allows the determination of a set of optimum motor parameter range. The optimum motor design was obtained. This was confirmed with a minor error through numerical field solutions using FEM. This new structure shows an enhancement particularly with regard to torque ripple, in comparison with the existing industrial motor. This optimization method using GRNN appears to be very effective and accurate in comparison with other analytical methods, and could be easily extended to include other motor geometry and control parameters.

SYMBOLS

β_s	Stator pole arc.
β_r	Rotor pole arc.
α_s	Stator pole pitch.
α_r	Rotor pole pitch.
T_{\min}	Minimum torque.
T_{\max}	Maximum torque.
$v(t)$	Phase voltage.
$i(t)$	Current voltage.

R	Phase resistance.
L	Phase inductance.
I_p	Maximum phase current.
ψ	Flux density.

ACKNOWLEDGMENT

This work was carried out in the National Polytechnic School and the University of Sciences and Technology Houari-Boumediene, Algeria, with the collaboration of the Advanced Laboratory of Electric Machines and Power Electronics at Texas A&M University. The authors gratefully acknowledge the support of Texas A&M University for providing the equipment for the experimental setup.

REFERENCES

- [1] T.J. E. Miller, *Switched Reluctance Motors and Their Control*. New York: Oxford Univ. Press, 1993.
- [2] K. Russa, I. Husain, and M. Elbuluk, "Torque ripple minimization in switched reluctance machines over a wide speed range," in *IEEE Ind. Applicat. Soc. Annu. Meeting*, New Orleans, LA, Oct. 5–9, 1997.
- [3] K. M. Rahman and S. E. Schulz, "Design of high-efficiency and high-density switched reluctance motor for vehicle propulsion," *IEEE Trans. Ind. Applicat.*, vol. 38, no. 6, pp. 2104–2110, Nov.–Dec. 2002.
- [4] H. Sahraoui and H. Zeroug, "Torque analysis in a switched reluctance motor drive," in *Rec. 2001 13th Compumag Conf. Computation of Electromagnetic Fields*, Evian, vol. 2, pp. 172–173.
- [5] P. J. Lawrenson, J. M. Stephenson, P. T. Blenkinsop, J. Corda, and N. N. Fulton, "Variable-speed switched reluctance motors," *Proc. Inst. Elec. Eng.*, vol. 127, no. 4, pt. B, pp. 253–265, Jul. 1980.
- [6] K. Koibucuchi, T. Tohno, and K. Sawa, "A basic study for optimal design of switched motor by finite element method," *IEEE Trans. Magn.*, vol. 33, no. 2, pp. 2077–2080, Mar. 1997.
- [7] M. E. Zaim, K. Dakhouche, and M. Bouneckhla, "Design for torque ripple reduction of a three phase SRM," *IEEE Trans. Magn.*, vol. 38, no. 2, pp. 1189–1192, Mar. 2002.
- [8] L. Li, Q. Yu, and Y. Yang, "Simulation study of SRM stator pole structure with FEM," in *Proc. 5th World Congr. Intelligent Control Automation*, Hangzhou, China, Jun. 15–19, 2004, pp. 4450–4453.
- [9] A. V. Radan, "Design considerations for the switched reluctance motor," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 31, no. 5, pp. 1079–1087, Sep. 1995.
- [10] J. Faiz and J. W. Finch, "Aspects of design optimisation for switched reluctance motors," *IEEE Trans. Energy Convers.*, vol. 8, no. 4, pp. 704–713, Dec. 1993.
- [11] J. H. Leong, "Design considerations and implementation of switched reluctance motor drive," in *2002 Student Conf. Research and Development Proc.*, Shah Alam, Malaysia, pp. 196–199.
- [12] F. Sahin, H. B. Ertan, and K. Leblebicioglu, "Optimum geometry for torque ripple minimization of switched reluctance motors," *IEEE Trans. Energy Convers.*, vol. 15, no. 1, pp. 30–39, Mar. 2000.
- [13] S. Brisset and P. Brochet, "Optimization of switched reluctance motors using deterministic methods with static and dynamic finite element simulations," *IEEE Trans. Magn.*, vol. 34, no. 5, pp. 2853–2856, Sep. 1998.
- [14] D. Miljavec and B. Benedicic, "Non linear model of synchronous reluctance motor with neural networks," *COMPEL*, vol. 19, no. 2, pp. 502–509, 2000.
- [15] B. Hyun and K. Nam, "Faults diagnoses of rotating machines by using neural nets: GRNN and BPN," in *Proc. IEEE 21st Int. Conf. Industrial Electronics, Control, and Instrumentations*, Orlando, FL, Nov. 1995, pp. 1456–1461.
- [16] S. Haykin, *Neural Networks: A Comprehensive Foundation*. Englewood Cliffs, NJ: Prentice-Hall, 1999.
- [17] H. Demuth and M. Beale, *Matlab-User's Manual, Neural Network Toolbox User's Guide*. Natick, MA: MathWorks, 1997.
- [18] P. C. Kjaer, C. Cossar, and T. J. E. Miller, "Very high bandwidth digital current controller for high-performance motor drives," in *Proc. 6th Int. Conf. Power Electron. Variable Speed Drives*, Nottingham, U.K., 1996, pp. 185–190.
- [19] M. Bazan, M. Aleksa, and S. Russenschuck, "An improved method using RBF neural network to speed up optimization algorithms," in *Rec. 13th Compumag Conf. Computation of Electromagnetic Fields*, Evian, vol. 4, pp. 150–151.
- [20] M. Bazan and M. S. Russenschuck, "Using neural network to speed up optimization algorithms," *Eur. Phys. J.*, vol. 12, no. 2, pp. 109–115, 2000.

Manuscript received August 30, 2004; revised September 8, 2007. Corresponding author: H. Zeroug (e-mail: hzeroug@uhstb.dz).

H. Sahraoui was born in Algiers, Algeria, on August 8, 1962. She received the B.S. and the M.Sc. degrees in electrical engineering from the National Polytechnic School of Algeria in 1987 and 1993, respectively.

Currently, she is a Senior Lecturer and Researcher at the National Polytechnic School of Algeria. Her main research focuses on electrical drives, and specifically on development and design of switched reluctance motors and generators for traction and wind energy applications.

H. Zeroug was born in Ouled Djellal, province of Biskra, Algeria, on January 12, 1961. He received the B.S. degree in electrical engineering from the National Polytechnic School of Algeria in 1985 and the Ph.D. degree from the University of Bristol, U.K., in 1991.

In 2000, he worked at the University of Bristol as a Visiting Scholar, where he was engaged in a collaborative research work with Texas Instruments on the application of sensorless techniques to PM motors. He was awarded the Fulbright Scholarship in 2003 for six months to conduct research at Texas A&M University, Texas. He joined the Department of Electrical Engineering, University of Sciences and Technology Houari-Boumediene, Algiers, in 1993. Currently he is Associate Professor. His main research interests are motor design, power electronics, and electrical drives.

H. A. Toliyat (S'87–M'91–SM'96) received the B.S. degree from Sharif University of Technology, Tehran, Iran, in 1982, the M.S. degree from West Virginia University, Morgantown, WV, in 1986, and the Ph.D. degree from the University of Wisconsin-Madison, Madison, in 1991, all in electrical engineering.

Following receipt of the Ph.D. degree, he joined the faculty of Ferdowsi University of Mashhad, Mashhad, Iran, as an Assistant Professor of Electrical Engineering. In March 1994 he joined the Department of Electrical Engineering, Texas A&M University, where he is currently E.D. Brockett Professor of Electrical Engineering. His main research interests and experience include analysis and design of electrical machines, variable speed drives for traction and propulsion applications, fault diagnosis of electric machinery, and sensorless variable speed drives. He has supervised more than 35 graduate students, published over 300 technical papers, 85 of which are in IEEE Transactions, presented more than 45 invited lectures all over the world, and has 10 issued and pending U.S. patents. He is the author of *DSP-Based Electromechanical Motion Control—2nd Edition* (Marcel Dekker, 2004).

Dr. Toliyat received the prestigious Cyrill Veinott Award in Electromechanical Energy Conversion from the IEEE Power Engineering Society in 2004, the TEES Faculty Fellow Award in 2006, the distinguished Teaching Award in 2003, the E. D. Brockett Professorship Award in 2002, the Eugene Webb Faculty Fellow Award in 2000, and the Texas A&M Select Young Investigator Award in 1999 from Texas A&M University. He also received the Space Act Award from NASA in 1999, and the Schlumberger Foundation Technical Awards in 2001 and 2000. He is an Editor of IEEE TRANSACTIONS ON ENERGY CONVERSION, and was an Associate Editor of IEEE TRANSACTIONS ON POWER ELECTRONICS. He is also Vice Chair-Papers, IEEE-IAS Industrial Power Conversion Systems Department of IEEE-IAS Electric Machines Committee, and is a member of Sigma Xi. He is a senior member of the Power Engineering, Industrial Applications, Industrial Electronics, Power Electronics Societies of the IEEE, and the recipient of the 1996 and 2006 IEEE Power Engineering Society Prize Paper Awards and 2006 IEEE Industry Applications Society Transactions Third Prize Paper Award. He was the General Chair of the 2005 IEEE International Electric Machines and Drives Conference in San Antonio, Texas. He is a Professional Engineer in the State of Texas.