

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

UNIVERSITE MOULOUD MAMMARI DE TIZI-OUZOU



FACULTE DE GENIE ELECTRIQUE ET D'INFORMATIQUE
DEPARTEMENT D'ELECTROTECHNIQUE

Mémoire de Fin d'Etudes De MASTER ACADIMIQUE

Domaine : Sciences et Technologies

Filière : ELECTROTECHNIQUE

Spécialité : MACHINES ELECTRIQUES

Présenté par

RAMDANI Lyes

HANICHE Ferhat

Thème

**ETUDE PARAMETRIQUE D'UNE MRV AVEC LE
LOGICIEL FEMM**

M KHALDI Rabah
UMMTO, Président

M BOUTORA Youcef
UMMTO, Encadreur

M KIMOUCHE Abdel Ghani
UMMTO, Examineur

M MIOUAT Azzouz
UMMTO, Examineur

Remerciements

C'est avec une grande émotion et beaucoup de sincérité que nous voudrions exprimer notre gratitude à toutes les personnes ayant participé, soutenu et apprécié notre travail.

Notre reconnaissance et nos vifs remerciements vont tout d'abord et particulièrement à notre promoteur Monsieur **BOUTORA Youcef** pour avoir dirigé notre projet de fin d'étude, pour ses conseils, ses orientations et toute l'aide qu'il nous a apportée durant cette année.

Nous tenons également à remercier les membres de mon jury de soutenance d'avoir bien voulu étudier ce travail et participer à la commission d'examen afin de le juger. Qu'ils en soient louablement gratifiés.

Comme nous remercierons tous mes enseignants, tous cycles confondus, ainsi que toute personne qui m'a aidé et encouragé pour finaliser ce mémoire !

Dédicace

*Merci Allah (mon Dieu) de m 'avoir donné la capacité d 'écrire et
De réfléchir, la force d 'y croire, la patience d 'aller jusqu 'au
Bout du rêve et le bonheur de lever mes mains vers le ciel et de*

Dire

" Ya Kayoum "

*Je dédie ce modeste travail à celle qui m 'a donné la vie, le
Symbole de tendresse, qui s 'est sacrifiée pour mon bonheur et*

Ma réussite, à ma mère ...

*A mon père, école de mon enfance, qui a été mon ombre durant
Toutes les années des études, et qui a veillé tout au long de ma
Vie à m 'encourager, à me donner l 'aide et à me protéger.*

Que dieu les gardes et les protège.

A mes adorables sœurs.....

A mes frères

A mes amis.

A tous ceux qui me sont chères.

A tous ceux qui m 'aiment.

A tous ceux que j 'aime.

Je dédie ce travail

Introduction générale.....	1
1 Chapitre I Généralités sur les machines à reluctance variable	3
1.1 Introduction	3
1.2 Historique	3
1.3 Principe de fonctionnement de la machine a reluctance variable.....	4
1.3.1 Position de conjonction	5
1.3.2 Position d'opposition	5
1.4 Principe de conversion de l'énergie	6
1.4.1 Expression de l'énergie :	6
1.4.2 Expression de la Co-énergie :.....	8
1.5 Principaux types de machines à reluctance variable	9
1.5.1 Les machines à reluctance variable classiques.....	9
1.5.2 Les machines à reluctance variable type vernier.....	10
1.6 Place de la machine à reluctance variable dans le monde industriel	11
1.6.1 Avantages	11
1.6.2 Inconvénients.....	11
1.6.3 Domaines d'utilisation des MRVs.....	12
1.6.3.1 Utilisation en moteurs pas à pas	12
1.6.3.2 Utilisation en moteur a vitesse variable :.....	12
1.7 Conclusion.....	12
2 Chapitre II Méthodes de résolution des équations aux dérivées partielles et équations électromagnétiques	13
2.1 Introduction	13
2.2 Les équations de maxwell	13
2.3 Relation constitutive (milieu).....	14
2.3.1 Loi d'ohm.....	15
2.4 Les conditions aux limites.....	16
2.4.1 Condition de Dirichlet	16
2.4.2 Condition de Neumann.....	16
2.4.3 Condition de type mixte	16
2.5 Modèle électromagnétique	16
2.5.1 Modèle magnétostatique.....	17
□ En coordonnées cartésiennes.....	17
2.6 Méthodes numériques de résolution des équations aux dérivées partielles.....	18
2.6.1 Méthode des différences finies	18
2.6.2 Méthode des circuits couplés.....	19
2.6.3 Méthode d'intégrale de frontière (MIF)	19
2.6.4 Méthode des éléments finis	19
2.7 Présentation de FEMM :.....	19

2.7.1	femm.exe (préprocesseur) :	19
2.7.2	fkerne.exe (solutionneur).....	20
2.7.3	Femmview.exe (post processeur) :	20
2.7.4	Présentation de langage Lua :.....	20
2.8	Conclusion.....	20
3	Chapitre III Etude de la structure 6/4	21
3.1	Introduction	21
3.2	Présentation de la structure 6/4 étudiée	21
3.2.1	Les dimensions géométriques	22
3.3	Application de logiciel Femm	22
3.3.1	Définition du problème.....	22
3.3.2	Les matériaux assignés pour les différentes régions	23
3.3.3	Courbe d'aimantation du matériau M-19 Steel	23
3.3.4	Optimisation du couple de la machine à reluctance variable 6 /4	24
3.3.4.1	Variation de hr.....	24
3.3.4.2	Variation de br.....	26
3.3.4.3	Variation de hs.....	28
3.3.4.4	Variation de bs.....	30
3.4	Conclusion.....	32
4	Chapitre IV étude de la structure 10/4	33
4.1	Introduction	33
4.2	Présentation de la structure 10/4 étudié.....	33
4.2.1	Les dimensions géométriques	34
4.3	Application de logiciel Femm	34
4.3.1	Définition du problème.....	34
4.3.2	Optimisation de couple de la machine à reluctance variable 10 /4.....	35
4.3.2.1	Variation de hr.....	35
4.3.2.2	Variation de br.....	37
4.3.2.3	Variation de hs.....	39
4.3.2.4	Variation de bs.....	41
5	Chapitre V Comparaison des performances des deux structures	44
5.1	Introduction	44
5.2	Structure 6/4	44
5.2.1	Allure du couple électromagnétique.....	44
5.2.2	Calcul du couple moyen	44
5.2.3	Calcul de taux d'ondulation.....	45
5.3	Structure 10/4	45
5.3.1	Allure du couple électromagnétique.....	45
5.3.2	Calcul du couple moyen	46

5.3.3	Calcul de taux d'ondulation.....	46
5.3.4	Comparaison et conclusion.....	46
Conclusion générale		48
Bibliographie		49

Résumé

Ce travail a comme objectif d'analyser un ensemble de modifications géométriques d'une machine à réluctance variable. Ces modifications ont pour but d'optimiser le couple max de la machine pour les deux structures afin de dégager une structure optimisée.

Le premier chapitre contient un historique des machines électriques et des généralités sur ce type des machines ainsi que le principe de fonctionnement et les principaux types des machines à reluctances variables et les avantages et les inconvénients de cette machine et sa place dans l'industrie.

Ensuite, la partie suivante du travail contient les différentes méthodes de résolution des équations aux dérivées partielles et équations électromagnétique, les conditions considérées aux limites ainsi que les méthodes numériques, par la suite nous avons cité la méthode utilisé pour ce travail qui est la méthode des éléments finis.

Nous avons étudié les deux structures et nous avons dégagé une structure optimisé pour les deux structures en prenant en considération le critère du couple max.

Enfin, nous avons effectué une comparaison entre les performances de deux structures après le calcul de taux d'ondulation pour les deux structures qui est l'image d'ondulation et de bruit dans la machine.

Mots clés

Machine a reluctance variable, couple ,optimisation ,vibration, énergie,
Co énergie, méthode des éléments finis, équations de maxwell ,taux
d'ondulation

Introduction générale

Le moteur à reluctance variable a une structure matérielle particulièrement simple, et très économique à fabriquer pour des performances assez élevées, mais la modélisation nécessaire à sa commande est assez complexe en raison de l'influence des non linéarités.

L'effet de reluctance variable est présent dans toute machine électrique à entrefer variable. Cet effet est souvent un phénomène parasite par rapport au fonctionnement principal ; dans la machine à reluctance variable, il joue un rôle fondamental [1].

Le moteur à reluctance variable est la version moderne du moteur électromagnétique datant des années 1830. Ce dernier n'a eu, en son temps, que peu d'applications en raison de l'absence de moyens adaptés pour sa commande. Ce n'est que depuis quelques décennies que les progrès réalisés en électronique de puissance ont permis de faire du moteur à reluctance variable une solution compétitive pour les entraînements à vitesse variable [12].

Les machines à reluctance variable ont trouvé regain d'intérêt ces vingt dernières années, en association avec les alimentations de l'électronique de puissance, pour des petites appareillages (moteur pas à pas) [1].

Des études sont encore indispensables pour améliorer certaines caractéristiques de ces moteurs afin d'étendre leur application.

Le système physique de la machine peut être représenté par des équations aux dérivées partielles, la résolution de ces équations s'effectue par des méthodes de calcul numérique ou analytique.

Dans notre travail, nous allons adopter la méthode des éléments finis pour la résolution des équations de champ dans la MRV. Le calcul se fait à travers un logiciel libre du calcul par éléments finis : FEMM (finite element method magnetics) ; un code de calcul est appliqué à une machine à reluctance variable pour objectif d'étudier deux structures différentes d'une même machine (structure 6/4 et structure 10/4) et de dégager une structure optimisée pour ces deux machines en prenant le critère de couple max.

Ce travail est scindé en cinq chapitres :

Le premier chapitre est consacré à quelques généralités concernant les machines à reluctance variable (historique, principe de fonctionnement, principe de conversion de l'énergie,

différents types de machines à reluctance variable, domaines d'utilisation, avantages et inconvénients).

Le deuxième chapitre est consacré à la présentation des méthodes de résolution des équations aux dérivées partielles, leurs avantages et inconvénients ainsi que la présentation du logiciel de calcul FEMM.

Une étude et optimisation d'une structure 6 /4 ($N_s=6$ et $N_r=4$) d'une machine à reluctance variable feront l'objet du troisième chapitre, des résultats obtenus par l'évaluation du couple développé par la machine en fonction de la rotation du rotor nous permettra d'effectuer une optimisation géométrique de la structure.

Du même, Une étude et optimisation d'une structure 10 /4 ($N_s=10$ et $N_r=4$) d'une machine à reluctance variable feront l'objet de quatrième chapitre, nous avons obtenu des résultats sous forme des courbes du couple développé par la machine en fonction de l'angle de rotation du rotor ensuite évaluer l'énergie magnétique et la Co énergie.

Le cinquième et dernier chapitre présente une comparaison entre les deux structures de la machine.

Nous terminons notre travail par une conclusion générale.

1 Chapitre I Généralités sur les machines à reluctance variable

1.1 Introduction

Le principe des machines à reluctance variable a été établi il y a de cela un siècle. Elles ont été utilisées au début comme générateurs de hautes fréquences [4].

En fait celles-ci sont tombées dans l'oubli jusqu'en 1969 où elles ont réapparu en tant que moteurs, donnant lieu à de nouvelles interprétations théoriques. A l'heure actuelle et du fait de l'essor de la robotique et des progrès de l'électronique de puissance, les machines à reluctance variables sont en plein développement [4].

Les MRV ont trouvés un regain d'intérêt ces vingt dernières années, en association avec des alimentations électroniques de puissance, pour de petits appareillages. L'emploi des MRV est envisagé actuellement pour des entraînements lents à couple élevé [4].

1.2 Historique

L'histoire des machines électromagnétiques débute véritablement à la fin de 1819, à Copenhague, par la mise en évidence de l'action à distance de la circulation d'un courant électrique sur une aiguille aimantée. Rappelons que l'Abbé NOLLET ainsi que FRANKLIN avaient remarqué qu'un courant électrique pouvait magnétiser ou démagnétiser les aimants environ 80 ans auparavant, ils n'avaient, cependant, pas eu la chance de voir une aiguille de boussole se mouvoir lorsqu'ils produisaient des décharges électriques. Malgré tout, les très nombreuses expériences réalisées un peu partout en Europe et en Amérique au XVIIIe siècle ont constitué les germes de la révolution de l'électricité du XIXe siècle. L'expérience, effectuée par le Danois Hans-Christian OERSTED allait susciter, lors de la publication de ses résultats en juillet 1820, une intense activité de recherche dans le monde entier. Ainsi, dès septembre 1820, le Français André-Marie AMPÈRE énonce la "règle du bonhomme d'Ampère" ; en novembre 1820, Dominique François ARAGO annonce qu'il a Réussi à aimanter un morceau de fer avec un solénoïde ; c'est aussi à cette époque qu'en Angleterre, Humphrey DAVY fait la même découverte : le principe de l'électroaimant était établi [11].

En 1821 l'Anglais Michael Faraday réalise le premier moteur électromagnétique. L'année suivante Peter Barlow lui adjoint une roue dentée. En 1831 Faraday énonce les principes de l'induction électromagnétique. Dans la même période, le Russe Friedrich Emil Lenz et l'Américain Joseph Henry ont de leur côté effectué des travaux similaires contribuant ainsi à la découverte et à la compréhension de ce phénomène. En 1832, Ampère, en collaboration avec le constructeur français Hippolyte Pixii, ont réalisé la génératrice à courant continu. En 1836

l'Anglais Hyde Clarke réalisait une machine dont la structure est inversée par rapport à celle de Pixii/Ampère qui améliorait le commutateur redresseur.

En 1842 Davidson utilise un des premiers moteurs tournant à réactance variable.

En 1848 apparaissaient les moteurs de Froment dont le couple atteignait 500 N.m. Ces moteurs furent probablement les premiers à être utilisés pour les applications industrielles. En 1860 la compagnie « l'Alliance » fabriquait industriellement des génératrices de structures complexes. En 1865 l'Italien Antonio Pacinotti construit un prototype de machine à courant continu à induit en anneau et collecteur radial dont le fonctionnement est très amélioré.

En 1888 Nikola Tesla déposa une quantité de brevets pour tout son système polyphasé (transformateurs, générateurs, moteur synchrones et asynchrones, etc.). Dans ces années, une lutte entre Edison et Tesla est apparue au sujet du choix du courant continu ou alternatif pour la production et l'utilisation de l'énergie électrique [2].

En 1842 DAVIDSON, utilise un des premiers moteurs tournants à réluctance variable pour entraîner à 4 miles/heure (soit environ 6 km/h) un véhicule ferroviaire de 6 tonnes entre Edinburg et Glasgow En 1845, Gustave FROMENT réalise un moteur tournant performant, ancêtre des moteurs à réluctance variable à double saillance [11].

1.3 Principe de fonctionnement de la machine a réluctance variable

La machine à réluctance variable est une machine électrique dont le couple est produit par les forces d'attraction électromagnétiques exercées sur une partie mobile (rotor) qui se déplace vers une position où la réluctance est minimale. Les parties magnétiques du rotor et du stator d'une MRV à double saillances possèdent des pôles saillants. Le stator comporte N_s dents et le rotor comporte N_r dents.

Le stator d'une MRV est constitué de plusieurs phases électriquement indépendantes. Le rotor de la machine ne comporte aucun enroulement. Chaque phase est constituée par deux enroulements mis en série autour des pôles statoriques diamétralement opposés. Une structure élémentaire avec une phase est représentée sur les figures (I.1) et (I.2) [3].

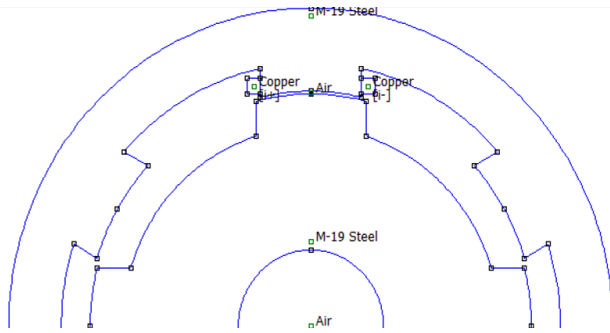


Fig.1 La position de conjonction

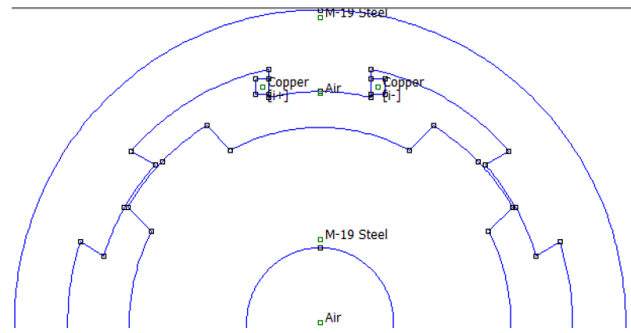


Fig.2 La position d'opposition

Le principe de fonctionnement d'une MRV est celui de l'électro-aimant : lorsqu'une phase est alimentée elle attire le rotor qui tend à tourner pour s'aligner sur cette phase afin de maximiser le flux. Ainsi, deux positions particulières peuvent être distinguées :

1.3.1 Position de conjonction (Fig.1) :

Pour laquelle les axes des dents statoriques et rotoriques sont alignés. Dans cette position l'inductance de la phase alimentée est maximale (position de flux maximum).

1.3.2 Position d'opposition (Fig.2) :

Quand l'axe de la dent rotorique est disposé de façon à rendre l'inductance minimale. Cette inductance est minimale autour de la position d'opposition. Elle croît lorsque les dents rotoriques et statoriques se rapprochent et décroît lorsqu'elles s'éloignent.

Dans le cas général, l'inductance $L(\theta)$ (θ : position angulaire) est périodique de $\frac{2\pi}{N_s.N_r}$

Quand une phase est alimentée, le couple tend à déplacer le rotor de façon à augmenter l'inductance jusqu'à ce qu'il atteigne la position où l'inductance est maximum. Le sens d'alimentation des bobines des phases n'a aucune influence sur le signe du couple. Le couple est positif lorsque les dents rotoriques s'approchent des dents statoriques excitées (fonctionnement en convention moteur) et il est Négatif lorsqu'elles s'éloignent l'une de l'autre (la machine freine). Dans la position alignée, le couple est nul. Le couple est donc positif pendant que l'inductance augmente, il est négatif quand l'inductance diminue et nul quand l'inductance a une valeur constante [6].

1.4 Principe de conversion de l'énergie

Dans une MRV, le flux varie en fonction de la position du rotor et des ampères tours injectés dans une phase du stator, soit Ψ en fonction de N, i, θ .

Le choix de l'énergie (W_{em}) ou de l'énergie (W'_{em}) dépend de la description initiale du système et du résultat désiré.

Souvent, le courant (i) étant plus accessible que le flux (Ψ), on choisit alors la Co énergie voire (Fig.1) [3].

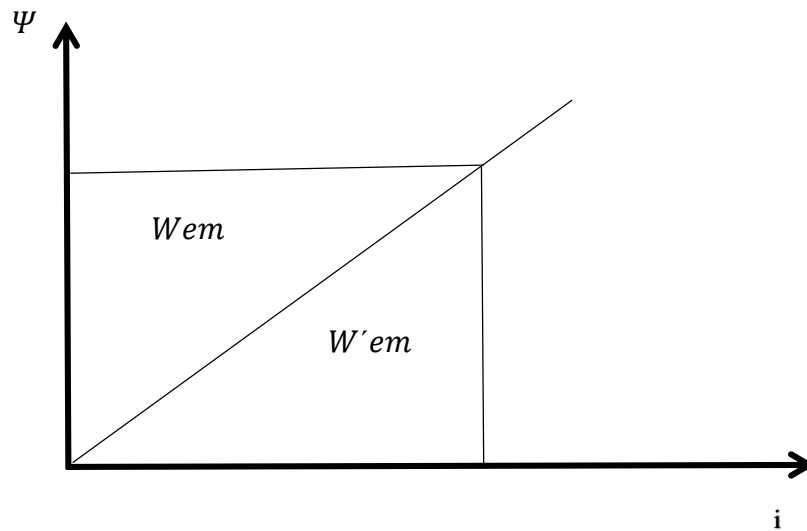


Fig.3 Energie et co-énergie magnétiques dans un circuit magnétique

1.4.1 Expression de l'énergie :

Le principe de conservation d'énergie permet d'écrire :

$$dW_e = dW_{em} + dW_{pj} + dW_m \quad (1.1)$$

Avec :

$$dW_e = [U]^T [i] dt \quad (1.2)$$

$$dW_m = C_{em} . d\theta \quad (1.3)$$

$$dW_{pj} = [i]^T [R][i] dt \quad (1.4)$$

dW_e : variation de l'énergie électrique

dW_m : variation de l'énergie magnétique

dW_{pj} : variation de l'énergie dissipée par effet joule

Nous avons :

$$U = [R][i] + \frac{d(\Psi)}{dt} \quad (1.5)$$

$[\Psi]$ désigne le vecteur de flux totalisé crée par le vecteur courant $[i]$

Remplaçant (I.5) dans (I.2) on obtient :

$$dW_e = [i]^T [R][i] dt + d[\Psi]^T \cdot [i] \quad (1.6)$$

Remplaçons les équations (I.6), (I.4) et (I.3) dans l'équation (I.1), nous aurons L'accroissement de l'énergie électromagnétique comme suit :

$$dW_{em} = d[\Psi]^T \cdot [i] - Cem \cdot d\theta \quad (1.7)$$

Dans le cas général, l'énergie électromagnétique stockée dans le convertisseur dépend Des flux totalisés dans les circuits électriques et de la position de la pièce mobile, soit :

$$dW_{em} = dW_{em}(\Psi_1, \Psi_2, \dots, \Psi_k, \theta) = dW_{em}([\Psi]^T, \theta) \quad (1.8)$$

En utilisant les dérivées partielles l'équation (I.8) s'écrit alors :

$$dW_{em} = d[\Psi]^T \cdot \left(\frac{\partial W_{em}}{\partial [\Psi]^T} \right) + \left(\frac{\partial W_{em}}{\partial \theta} \right) d\theta \quad (1.9)$$

Comparons les deux équations (I.9) et (I.7), nous aurons :

$$[i]^T = \frac{\partial W_{em}}{\partial [\Psi]} \quad (1.10)$$

$$Cem = \left(\frac{-\partial W_{em}}{\partial \theta} \right) \quad (1.11) \quad \text{Avec } \Psi = \text{constante}$$

1.4.2 Expression de la Co-énergie :

La Co-énergie est définie à partir de l'énergie magnétique stockée dans le convertisseur et de son état magnétique. Cet état est caractérisé par le vecteur flux. On note W_{em} la Co-énergie. Nous avons :

$$W_{em} + W'_{em} = [i]^T \cdot [\Psi] = [\Psi]^T \cdot [i] \quad (I.12)$$

Si on dérive l'équation (I.12) nous aurons :

$$dW_{em} + dW'_{em} = [\Psi]^T \cdot d[i] = d[\Psi]^T \cdot [i] \quad (I.13)$$

Remplaçons dW_{em} dans (I.7) on obtient :

$$dW'_{em} = [\Psi]^T \cdot d[i] + C_{em} \cdot d\theta \quad (I.14)$$

De même, la Co-énergie dépend des courants dans les circuits électriques et de la position de la pièce mobile, soit :

$$dW'_{em} = dW'_{em}(i_1, i_2, \dots, i_k, \theta) = dW'_{em}([i]^t, \theta) \quad (I.15)$$

En utilisant les dérivées partielles nous aurons :

$$dW'_{em} = d[i]^T \cdot \left(\frac{\partial W'_{em}}{\partial [i]^T} \right) + \left(\frac{\partial W'_{em}}{\partial \theta} \right) d\theta \quad (I.16)$$

Comparons les équations (I.16) et (I.14) on aura :

$$[\Psi]^T = \frac{\partial W'_{em}}{\partial [i]} \quad (I.17)$$

$$C_{em} = \frac{\partial W'_{em}}{\partial [\theta]} \text{ Avec } i = \text{constant} \quad (I.18)$$

Avec
$$W'_{em} = \int_0^i \Psi di \quad (I.19)$$

Et
$$W_{em} = \int_0^\Psi i d\Psi \quad (I.20)$$

Si la saturation est négligée la relation entre le flux et le courant pour une position donnée est exprimée par l'expression :

$$\Psi = Li \quad (I.21)$$

Donc
$$C_{em} = \frac{1}{2} i^2 \frac{dL}{d\theta} \quad \text{N.m} \quad (I.20)$$

Lorsque le rotor tourne, l'inductance varie entre deux valeurs, une valeur minimale L_{min} (position de désalignement) et une valeur maximale L_{max} (position d'alignement).

A partir de (I.20) , on remarque que le couple ne dépend pas du signe du courant mais uniquement de $\frac{dL}{d\theta}$.

1.5 Principaux types de machines à reluctance variable

Les machines utilisant systématiquement l'effet de reluctance variable sont à double saillances, c'est-à-dire que pour renforcer cet effet on utilise la saillance du rotor et celle du stator.

1.5.1 Les machines à réluctance variable classiques

La machine à réluctance variable classiques comportent des dents sur le stator et sur le rotor. Seules les bobines statoriques sont alimentées en courant. Le rotor ne contient ni aimants ni enroulements.

La structure simple du MRV lui confère de grands avantages par rapport aux autres machines aussi que des inconvénients importants comme les ondulations du couple dues à la double saillance et le caractère fortement non-linéaire des effets électromagnétiques pendant le fonctionnement. À cause de ces effets, la modélisation du moteur et la stratégie de son alimentation-commande sont assez compliquées.

Le courant dans les phases du moteur est commuté en fonction de la position du rotor pour profiter de la variation de l'inductance entre la position alignée et non-alignée des dents rotoriques par rapport aux dents statoriques. Ce mode d'alimentation entraîne la nécessité d'une partie électronique de contrôle spéciale pour gérer le fonctionnement de l'onduleur et la détection précise de la position du rotor [5].

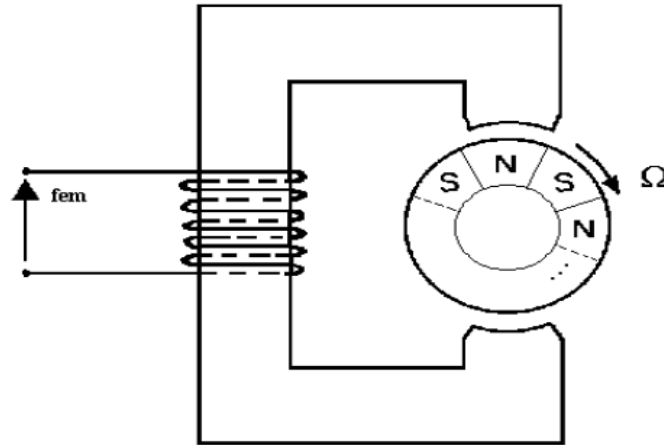


Fig.4 Structure classique

1.5.2 Les machines à réluctance variable type vernier

Alors que la MRV classique est alimentée par des courant de forme rectangulaire, la MRV vernier est alimentée par des courant sinusoïdaux. En effet, le pas dentaire au rotor et au stator est légèrement différent, ce qui permet d'obtenir une perméance sinusoïdale.

On distingue les machines dites « Vernier à grand nombre de dents », qui possèdent deux armatures saillantes : sur chaque armature, les dents sont identiques mais les nombres de dents statoriques et rotoriques sont légèrement différents (similaire à celui d'une machine synchrone à rotor lisse), ce qui permet d'obtenir une perméance sinusoïdale.

On trouve aussi les machines « Vernier à grosses dents » dans lesquelles chaque pôle statorique constitue lui-même la dent. Les nombres de pôles sont alors relativement faibles et les performances couple-vitesse sont comparables à celles des machines asynchrones et synchrone à aimants avec des fréquences d'alimentation voisines [3].

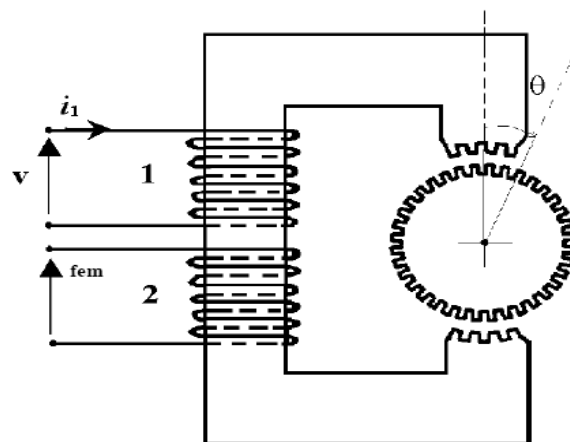


Fig.5 Structure a effet vernier

1.6 Place de la machine à reluctance variable dans le monde industriel

1.6.1 Avantages

Les machines à reluctance variable présentent les avantages suivants :

- Structure rotorique simple, robuste, sans bobinages ni conducteurs rotoriques ou aimants permanents. Du point de vue mécanique, le moment d'inertie d'une MRV est faible, typiquement la moitié de celui d'une machine asynchrone avec le même rayon externe du rotor. Ce qui permet une accélération élevée. Du point de vue thermique, les pertes rotoriques faibles conduisent à un simple système de refroidissement.
- Excellentes performances dans des environnements extrêmes. Elles sont souhaitables pour des applications à haute température, haute vitesse.
- Grande capacité de surcharge de courte durée. Celle-ci est limité seulement par la température maximale dans les bobines et la saturation magnétique des matériaux magnétiques. Par conséquent, elles peuvent produire de hauts couples de démarrage ou/et de l'accélération
- Potentiellement, faible coût de fabrication et de maintenance, malgré l'exigence relativement élevée de la fabrication due à leurs faibles épaisseurs de l'entrefer.
- Fonctionnement dans une large plage de puissance constante. Leurs efficacités peuvent être maintenues au-delà de la vitesse de base. Par conséquent, elles ont les aptitudes pour les applications telles que les véhicules hybrides ou électriques.
- Alimentation des phases en séquences indépendantes dans le temps pour les MRVs conventionnelles. L'ouverture ou le court-circuit d'une phase influence peu les autres phases. Ainsi, la fiabilité d'une MRVs est élevée.

1.6.2 Inconvénients

Les MRVs possèdent certains inconvénients qui limitent leurs applications dans l'industrie. Les inconvénients principaux cités dans la littérature sont les suivants :

- Ondulation de couple, vibrations ainsi que bruits acoustiques relativement plus élevés que les machines asynchrones et les machines à aimants permanents. Mais il y a heureusement déjà plusieurs méthodes de compensations actives ou passives pour diminuer les vibrations et les bruits acoustiques.

- L'alimentation en courant unidirectionnel est préférable dans les MRVs conventionnelles, ce qui nécessite souvent des convertisseurs non-standards. Pourtant, pour différentes applications, des convertisseurs bipolaires (demi-pont ou pont complet) ont aussi vu le jour
- Le bon fonctionnement à faible vitesse demande un profil complexe de l'onde du courant et des mesures précises de la position du rotor.

1.6.3 Domaines d'utilisation des MRVs

On peut distinguer deux domaines d'utilisation des machines a reluctance variable

1.6.3.1 Utilisation en moteurs pas à pas

On envoie un certain nombre d'impulsions sur les bobines des phases successives : le rotor avance d'un nombre de pas égal au nombre d'impulsions.

Cette utilisation plus classique permet de réaliser des dépassements ou des positionnements précis avec une commande en boucle ouverte (robotique). Plus la précision demandée est grande plus il faut augmenter le nombre de pas par tour [1].

1.6.3.2 Utilisation en moteur a vitesse variable :

En concurrence pour certaines applications avec le moteur asynchrone a cage ou le moteur synchrone a aimants permanents.

Le moteur à reluctance variable est alors à commutation c'est-à-dire que le courant dans chacune des phases est à chaque période établi puis coupé par un convertisseur a semi-conducteur.

Le moteur à reluctance variable est alors en mode autopilotage, c'est-à-dire que c'est la position du rotor qui commande l'ouverture et la fermeture des semi-conducteurs [1].

1.7 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté la machine à reluctance variable qui n'est autre qu'un moteur dont la reluctance varie suivant la circonférence de l'entrefer et dont le rotor est non excité. Le champ magnétique n'est créé que sous l'effet de la F.m.m du stator, le couple électromagnétique apparait à la suite de la variation de l'énergie dissipée par le champ magnétique dans l'entrefer en cas de désalignement des axes du champ statorique. La variation de la reluctance du circuit magnétique suivant la circonférence de l'entrefer du moteur s'effectue par un choix convenable de la géométrie et du matériau du rotor.

2 Chapitre II Méthodes de résolution des équations aux dérivées partielles et équations électromagnétiques

2.1 Introduction

Les équations de Maxwell sont des lois fondamentales de la physique, et sont au nombre de quatre (Maxwell-Gauss, Maxwell-Faraday, Maxwell-Flux et Maxwell-Ampère). L'ensemble de ces équations se rapportent à l'électromagnétisme, et plus particulièrement à la description des phénomènes magnétiques, électriques, et lumineux.

Sur la base de ces équations de Maxwell, on construira dans la première partie du chapitre les modèles électromagnétiques en régime magnétostatique et magnétodynamique, sous forme d'équations aux dérivées partielles, en coordonnées cartésiennes et cylindriques.

Par la suite on donnera les différentes méthodes de résolution de ces équations.

Parmi ces méthodes nous pouvons citer :

- La méthode des différences finies
- La méthode des réseaux de perméance
- La méthode d'intégrale de frontières
- La méthode des éléments finis

La méthode des éléments finis est la plus utilisée, elle s'applique à la majorité des problèmes rencontrés dans la pratique comme les problèmes linéaires ou non linéaires, définie dans une géométrie quelconque a une, deux ou trois dimensions [1].

2.2 Les équations de maxwell

En démarrant des relations fondamentales de l'électricité et du magnétisme, Maxwell est arrivé à mettre en place quatre équations qui regroupent ces deux domaines c'est ce qu'on appelle l'électromagnétisme.

Dans ce qui suit on s'intéresse seulement à la forme différentielle des équations

La première équation exprime la conservation des charges électriques

$$\vec{\nabla} \cdot \vec{D} = \rho \quad (\text{II.1})$$

\vec{D} : exprime vecteur de déplacement [C/m²].

ρ : exprime la densité de charge volumique [C/m³].

La deuxième équation caractérise le couplage entre les phénomènes magnétiques et celles électriques

$$\vec{\nabla} \wedge \vec{E} = -\frac{\partial \vec{B}}{\partial t} \quad (\text{II.2})$$

\vec{B} : vecteur induction magnétique [T].

\vec{E} : vecteur champ électriques [V/m].

La troisième équation exprime le champ B qui est à flux conservatif

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

\vec{B} : vecteur induction magnétique [T].

La quatrième équation de Maxwell est donnée par :

$$\vec{\nabla} \wedge \vec{H} = \vec{J}_c + \frac{\partial \vec{D}}{\partial t} \quad (\text{II.4})$$

\vec{J}_c : vecteur densité du courant de conduction [A/m²].

2.3 Relation constitutive (milieu)

La relation diélectrique peut s'écrire comme suit :

$$\vec{D} = \varepsilon_0 \varepsilon_r \vec{E} \quad (\text{II.5})$$

Comme :

$$\varepsilon = \varepsilon_0 \varepsilon_r$$

Alors :

$$\vec{D} = \varepsilon \vec{E} \quad (\text{II.6})$$

Avec

ε : permittivité électrique [F/m]

ε_0 : permittivité diélectrique absolue

ϵ_r : permittivité diélectrique du milieu

ϵ Peut dépendre de :

- La température
- La fréquence
- Du champ \vec{E} milieu non linéaire
- De l'espace anisotrope

La relation magnétique peut s'écrire comme suit :

$$\vec{B} = \mu_0 \mu_r \vec{H} + \vec{B}_r \quad (\text{II.8})$$

Et comme :

$$\mu = \mu_0 \mu_r$$

Alors :

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

Avec :

μ : perméabilité magnétique

μ_0 : perméabilité magnétique absolue $\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7}$ H/m

\vec{B} : induction magnétique

\vec{H} : champ d'excitation magnétique

\vec{B}_r induction rémanente, $\vec{B}_r = 0$ car le phénomène de l'alimentation rémanente dans les ferromagnétiques est négligeable

2.3.1 Loi d'ohm

Elle exprime le passage entre la densité du courant et le champ électrique dans un milieu donné.

La densité du courant \vec{J}_c peut s'exprimer comme suit :

$$\vec{J}_c = \sigma \vec{E} \quad (\text{II.10})$$

Avec σ : conductivité électrique [$\Omega \cdot m^{-1}$]

La densité du courant \vec{J}_c peut s'exprimer :

- \vec{J}_s : bobine filaire
- $\sigma \vec{E}$: conducteur massif immobile
- $\sigma \vec{E} + \sigma \vec{v} \times \vec{B}$:conducteur massif en mouvement a la vitesse \vec{v}

2.4 Les conditions aux limites

Pour la résolution des équations aux dérivées partielles électromagnétiques, il est inévitable d'associer les conditions aux limites du domaine d'étude à ces équations. Ce sont des conditions qui se posent sur les frontières selon la nature du problème étudié [5].

Ces conditions peuvent être de trois types :

2.4.1 Condition de Dirichlet

Elle impose les valeurs du potentiel vecteur magnétique A aux bords du domaine d'étude, ces valeurs sont considérées nulles aux frontières des machines électriques.

La condition de Dirichlet s'écrit sous la forme suivant :

$$A|_{\Gamma} = A_0$$

Γ : la frontière de domaine d'études

2.4.2 Condition de Neumann

Elle est utilisée dans le cas où le système à étudier présente des plans de symétrie. Le problème impose les valeurs de A aux bords du domaine et celle de $\partial A / \partial n$ aux niveaux des plans de symétrie (plan de coupe) ou n représente la normale au plan de coupe.

2.4.3 Condition de type mixte [4]

Elle est la combinaison de deux types de condition de Dirichlet et Neumann.

Ce type de condition est donné comme suit :

$$\mathbf{a} \cdot A|_{\Gamma} + \mathbf{b} \cdot \frac{\partial A}{\partial n} = \mathbf{g}$$

\mathbf{g} : valeur de l'inconnue sur la frontière considérée

\mathbf{a}, \mathbf{b} : coefficients définis sur le domaine d'étude

2.5 Modèle électromagnétique

Les phénomènes électromagnétiques sont à la base de tout concept électrotechnique. Il est par conséquent indispensable, avant de vouloir réaliser pratiquement un système électromagnétique, de modéliser et simuler les équations de Maxwell dans ce système [8].

L'électromagnétisme est fondé sur les équations de Maxwell, c'est le domaine de la physique qui s'intéresse à l'ensemble des phénomènes électriques et des phénomènes magnétiques. Ses lois englobent celles de l'électrostatique et de la magnétostatique qui décrivent le champ électrique E et le champ magnétique B dans des situations où ces champs sont statiques, c'est-à-dire ne dépendent pas du temps. Lorsqu'ils en dépendent, de nouveaux phénomènes

physiques se manifestent. En particulier, la variation temporelle d'un champ magnétique agit comme une source de champ électrique. C'est le phénomène d'induction électromagnétique.

Dans ce qui suit on s'intéresse au modèle magnétostatique.

2.5.1 Modèle magnétostatique

Dans le régime statique, on se tiendra pas compte au $\frac{\partial}{\partial t}$ car il n'existe aucune variation des grandeurs par rapport au temps d'où : $\frac{\partial}{\partial t} = 0$

Donc les équations de Maxwell s'écrivent comme suit : [13]

$$\vec{\nabla} \cdot \vec{B} = 0 \quad (\text{II.11})$$

$$\vec{\nabla} \wedge \vec{H} = \vec{J}_c \quad (\text{II.12})$$

$$\vec{\nabla} \wedge \vec{E} = 0 \quad (\text{II.13})$$

Avec :
$$\vec{B} = \mu \vec{H} + \vec{B}_r \quad (\text{II.14})$$

En coordonnées cartésiennes

Nous avons $\vec{\nabla} \cdot \vec{B} = 0$ donc $\exists \vec{A} (A_x, A_y, A_z)$ potentiel vecteur magnétique tel que :

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

$$\vec{\nabla} \wedge \vec{H} = \vec{\nabla} \wedge \left(\frac{\vec{B} - \vec{B}_r}{\mu} \right) = \vec{J}_c \quad (\text{II.16})$$

Remplaçons (II.15) dans (II.16) on aura :

$$\vec{\nabla} \wedge \left(\frac{1}{\mu} \vec{\nabla} \wedge \vec{A} \right) = \vec{J}_c + \vec{\nabla} \wedge \left(\frac{\vec{B}_r}{\mu} \right) \quad (\text{II.17})$$

En considérant $\vec{B}_r = 0$, alors :

$$\vec{\nabla} \wedge \left(\frac{1}{\mu} \vec{\nabla} \wedge \vec{A} \right) = \vec{J}_c \quad (\text{II.18})$$

Lorsque μ est linéaire :

$$\vec{\nabla} \wedge (\vec{\nabla} \wedge \vec{A}) = \mu \vec{J}_c \quad (\text{II.19})$$

Sachant que :
$$\vec{\nabla} \wedge (\vec{\nabla} \wedge \vec{A}) = -\overline{\Delta A} + \overline{\nabla(\vec{\nabla} \cdot \vec{A})} \quad (\text{II.20})$$

En introduisant la condition de gauge $\vec{\nabla} \cdot \vec{A} = 0$

$$\vec{\nabla} \wedge (\vec{\nabla} \wedge \vec{A}) = -\overline{\Delta A} \quad (\text{II.21})$$

En faisant la soustraction entre les équations (II.19) et (II.21)

$$\mu \cdot \vec{J}_c + \overline{\Delta A} = 0 \quad (\text{II.22})$$

Posant le potentiel vecteur magnétique dirigé selon l'axe (Oz), donc $\vec{A} = (0, 0, A_z)$

Tel que $\overline{\Delta A} = \left(\frac{\partial^2 A_z}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 A_z}{\partial y^2} \right)$

D'où (II.22) devient :

$$\left(\frac{\partial^2 A_z}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 A_z}{\partial y^2} \right) + \mu \cdot \vec{J}_c \quad (\text{II.23})$$

Sachant que $\vec{J}_c = \vec{J}_s - \sigma \frac{\partial A}{\partial x}$ (II.24)

Avec \vec{J}_s densité du courant de source .

$\frac{\partial A}{\partial x} = 0$ car il s'agit d'un régime statique

L'équation (II.23) devient alors : $v \frac{\partial}{\partial x} \left(\frac{\partial A_z}{\partial x} \right) + v \frac{\partial}{\partial y} \left(\frac{\partial A_z}{\partial y} \right) = -\mu_0 \cdot J_s$ (II.25)

Cette équation représente l'équation aux dérivées partielles avec le terme source en coordonnées cartésiennes 2D du model magnétostatique.

2.6 Méthodes numériques de résolution des équations aux dérivées partielles

2.6.1 Méthode des différences finies [10]

La méthode consiste à remplacer les dérivées partielles par des différences divisées ou combinaisons de valeurs ponctuelles de la fonction en un nombre fini de points discrets ou nœuds du maillage

Avantages :

- Grande simplicité d'écriture et faible coût de calcul.

Inconvénients :

- Limitation à des géométries simples, difficultés de prise en compte des conditions aux limites de type Neumann.

2.6.2 Méthode des circuits couplés

La (MCC) permet de fournir la solution d'une EDP par une expression intégrale de type BIOT ET SAVART, et elle est peut-être couplée à une méthode numérique de discrétisation [7].

2.6.3 Méthode d'intégrale de frontière (MIF)

Cette méthode est basée sur la discrétisation des frontières du domaine, en utilisant pour cela le théorème de GREEN, Elle est limitée à la résolution des systèmes linéaires [7].

2.6.4 Méthode des éléments finis

La méthode des Eléments Finis consiste à approcher, dans un sous-espace de dimension finie, un problème écrit sous forme variationnelle dans un espace de dimension finie. Cette forme variationnelle est équivalente à une forme de minimisation de l'énergie en général (principe des travaux virtuels). La solution approchée est dans ce cas une fonction déterminée par un nombre fini de paramètres [10].

Avantages :

- Prise en compte des non linéarités.
- Adaptation aux géométries complexes.
- Temps de calcul relativement réduit.

Inconvénients :

- La modélisation des systèmes à domaine ouvert ou très mince est difficile et Imprécise.
- Difficile à programmer.

C'est cette méthode que nous avons adoptée pour la suite du travail. Le calcul se fait à travers un logiciel libre du calcul par éléments finis : FEMM

2.7 Présentation de FEMM :

Le logiciel **FEMM** (**F**inite **E**lement **M**ethod **M**agnetics) comporte une suite de programmes permettant de résoudre des problèmes statiques et à basse fréquence en électromagnétisme dans des domaines 2D ou axisymétriques. Ce logiciel, développé par David Meeker, est disponible gratuitement sur Internet [9].

Ce logiciel est composé de trois programmes :

2.7.1 femm.exe (préprocesseur) :

C'est un programme contenant une interface graphique qui permet de définir la géométrie de la structure du problème à étudier et d'affecter les propriétés des matériaux dans chaque région et les conditions aux limites ainsi que le type de problème à résoudre (plan,

axisymétrique). Le logiciel permet également d'évaluer un certain nombre d'intégrales et de tracer diverses quantités d'intérêt le long de contours définis par l'utilisateur.

2.7.2 fkerne.exe (solutionneur)

C'est un solveur qui résout les équations aux dérivées partielles (équations de MAXWELL) Pour obtenir les valeurs du champ magnétique à travers tout le domaine étudié.

2.7.3 Femmview.exe (post processeur) :

C'est une interface graphique qui permet de traiter les résultats fournis par le solutionneur dans les différentes régions. Le programme permet aussi à l'utilisateur d'inspecter le champ dans n'importe quel point de la structure [1].

Pour accomplir les tâches spécialisées deux programmes sont appelés :

- **Triangle.exe** : Découpe les régions du problème en éléments triangle, ce qui constitue une étape importante de l'analyse par éléments finis.
- **Femplot.exe** : c'est un petit programme employé pour exposer les divers courbes.

2.7.4 Présentation de langage Lua :

C'est un langage de programmation intégré dans les pré et post-processeurs, fréquemment employé comme langage d'usage universel et autonome.

Il suffit d'écrire un programme ou donner des instructions dans la console *Lua* pour commander les étapes de calculs [9].

2.8 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté, les équations de Maxwell qui sont la base de l'étude d'un dispositif électromagnétique, ainsi que les différents modèles mathématiques avec différentes méthodes numériques utilisées pour la résolution des équations aux dérivées partielles. Nous avons aussi présenté la méthode des éléments fini qui a été choisi pour cette étude.

La méthode des éléments finis est l'un des outils les plus efficaces et les plus généraux de la simulation numérique. Elle est basée sur la discrétisation du domaine dans lequel on désire effectuer la simulation.

Cette méthode a été choisie en raison de sa grande facilité à s'appliquer à toute sorte de géométrie et sa capacité de prise en charge des non linéarités des phénomènes physique.

3 Chapitre III Etude de la structure 6/4

3.1 Introduction

Dans ce présent chapitre nous allons présenter, dans un premier temps une machine à reluctance variable type 6/4 ($N_s=6$ dents au stator et $N_r=4$ dents au rotor).

Par la suite, nous allons examiner l'influence de divers paramètres géométriques sur les Caractéristiques électromagnétiques tel que le couple électromagnétique en fonction de la Position du rotor afin d'en déduire d'éventuelles valeurs optimales.

Le caractère non-linéaire de la caractéristique magnétique $B = f(H)$ du matériau M-19 Steel est considérée.

3.2 Présentation de la structure 6/4 étudiée

La figure ci-dessous (**Fig.6**) représente la vue en coupe d'une machine à reluctance variable type 6/4 ($N_s=6$ dents au stator et $N_r=4$ dents au rotor).

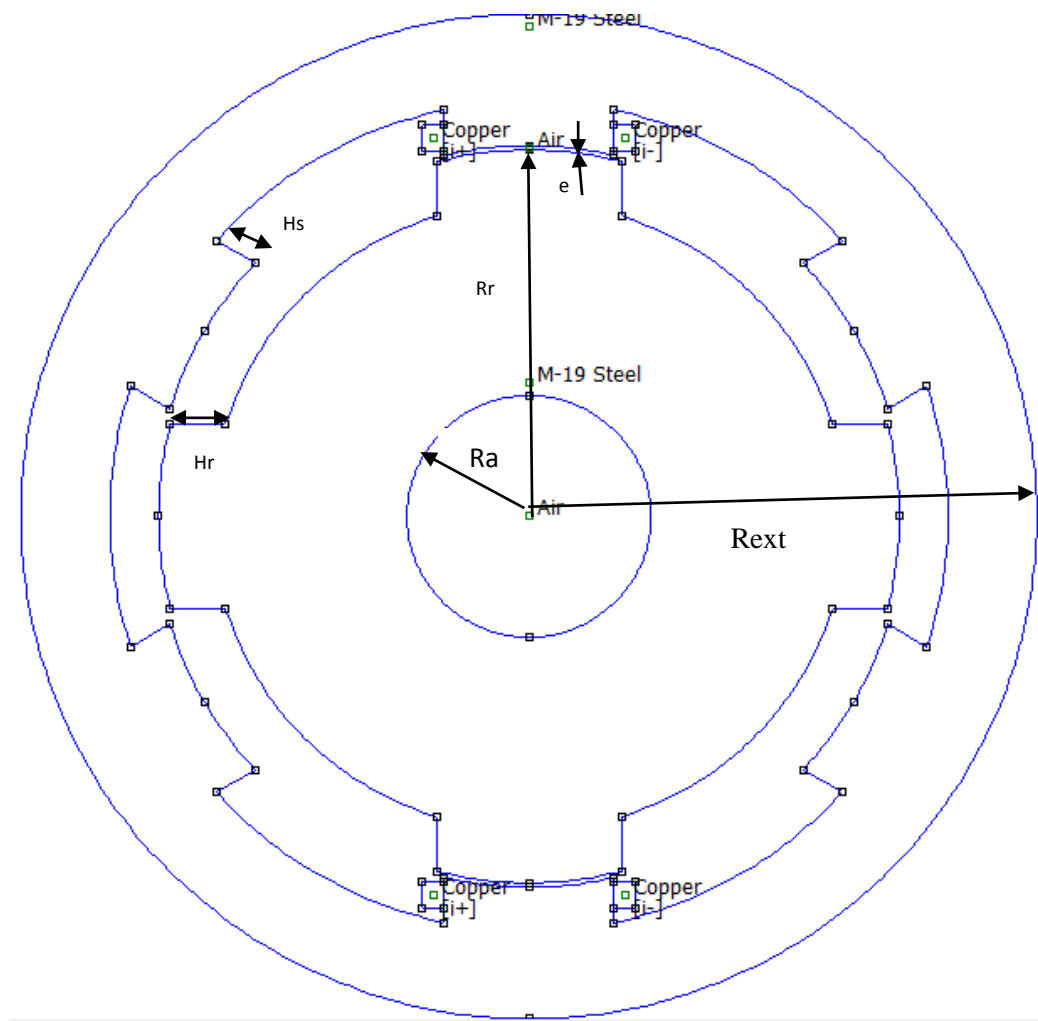


Fig.6 vue en coupe d'une machine à reluctance variable type 6/4

3.2.1 Les dimensions géométriques [1]

Les paramètres géométriques de la machine sont représentés dans le tableau suivant :

Intitulé	Notation	Dimensions
Nombre de dent statorique	Ns	6
Nombre de dent rotorique	Nr	4
Rayon extérieur du stator	R _{ext}	114.4 mm
Longueur	L	70 mm
Rayon du rotor	R _r	70.94 mm
Entrefer	e	1 mm
Arc polaire du stator	b _s	22.5°
Arc polaire du rotor	b _r	30°
Hauteur de dent statorique	h _s	19 mm
Hauteur de dent rotorique	h _r	13 mm
Rayon de l'arbre	R _a	27.5 mm
Nombre de spire par phase	ns	10
Courant stator	Nc.Is	125 A

Tableau.1 Les paramètres géométriques de la machine

*Nc : le nombre de conducteurs d'une bobine

3.3 Application de logiciel Femm

Le calcul se fait à l'aide du logiciel FEMM (programmation par langage LUA)

Qui est basé sur la résolution des équations de maxwell par la méthode des Éléments finis.

3.3.1 Définition du problème

-Type de problème : plan

-Unité de longueur : millimètre

-Fréquence : 0 Hz

-La profondeur : 300 mm

-Précision du calcul : 10^{-9}

3.3.2 Les matériaux assignés pour les différentes régions

région	Matériaux utilisés	Perméabilité relative
L'arbre	Air	1
Le rotor	M-19 Steel	4416
Le stator	M-19 Steel	4416
L'entrefer	Air	1

Tableau.2 Matériaux utilisés

3.3.3 Courbe d'aimantation du matériau M-19 Steel

Notre étude sera effectuée avec une caractéristique non-linéaire des matériaux (stator et rotor). La figure ci-dessous (**Fig.7**) représente la courbe d'aimantation de M-19 Steel fourni par la bibliothèque FEMM utilisé pour le stator et pour le rotor.

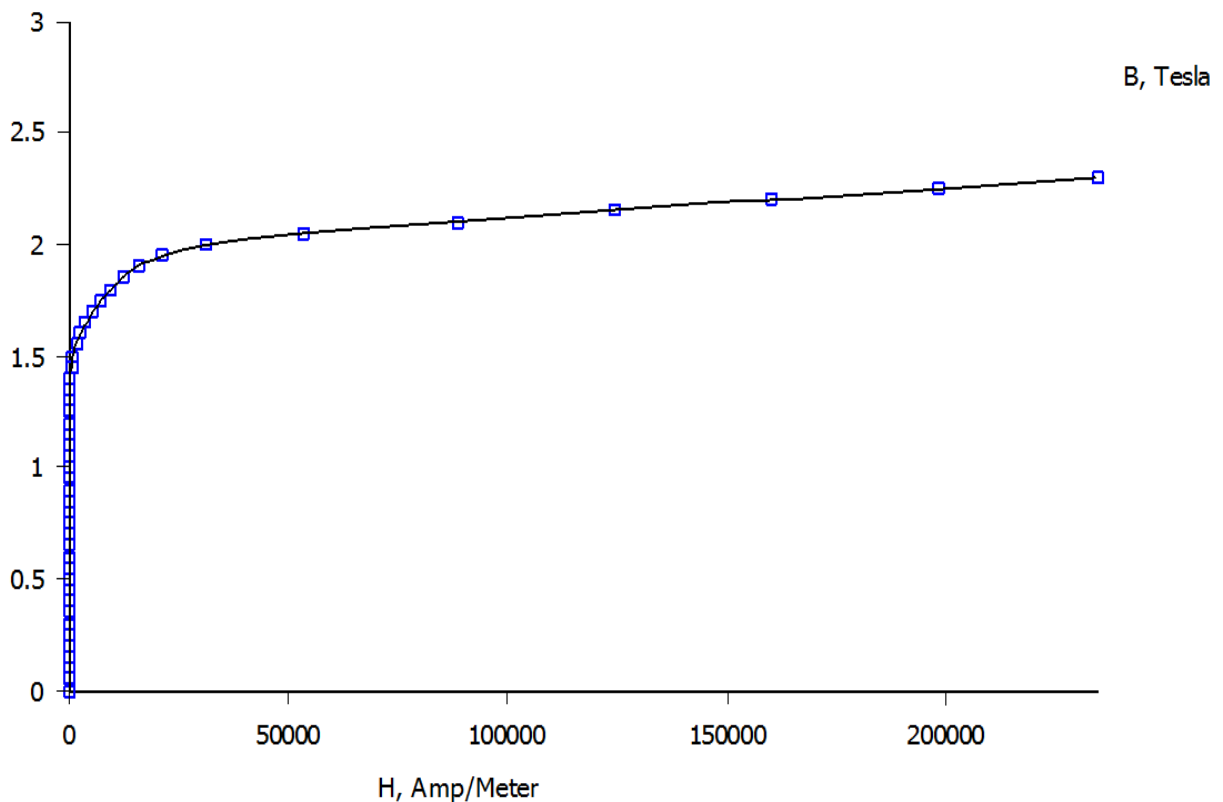


Fig.7 Courbe d'aimantation du matériau M-19 Steel

3.3.4 Optimisation du couple de la machine à reluctance variable 6 /4

L'objectif est de dégager une structure optimisée en utilisant le critère du couple max en faisant varier les divers paramètres de la machine tel que la hauteur des poles statorique et rotorique (h_s et h_r), l'ouverture des saillances statorique et rotorique (b_s et b_r).

Et pour cela, nous avons utilisé le logiciel FEMM et un programme lua qui permet de calculer le couple électromagnétique ainsi que l'énergie et la co- énergie pour chaque position du rotor avec un pas de 0.1° .

3.3.4.1 Variation de h_r

En fixant h_s et b_r et b_s et on fait varier la valeur de h_r de 5 à 13 mm avec un pas de 0.1 mm, les figures suivantes montrent les résultats obtenus.

Allure couple électromagnétique

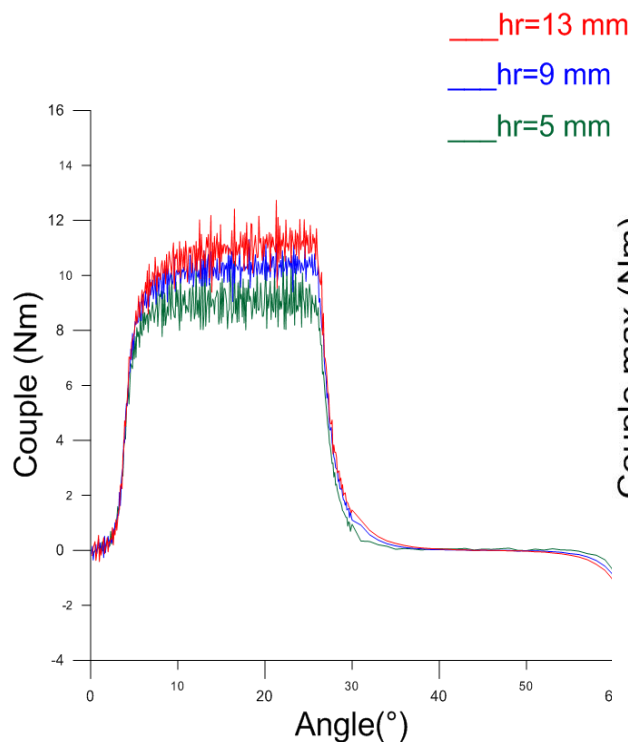


Fig.8 Couple électromagnétique en fonction de la Position du rotor pour $h_r=5$ et 9 et 13mm

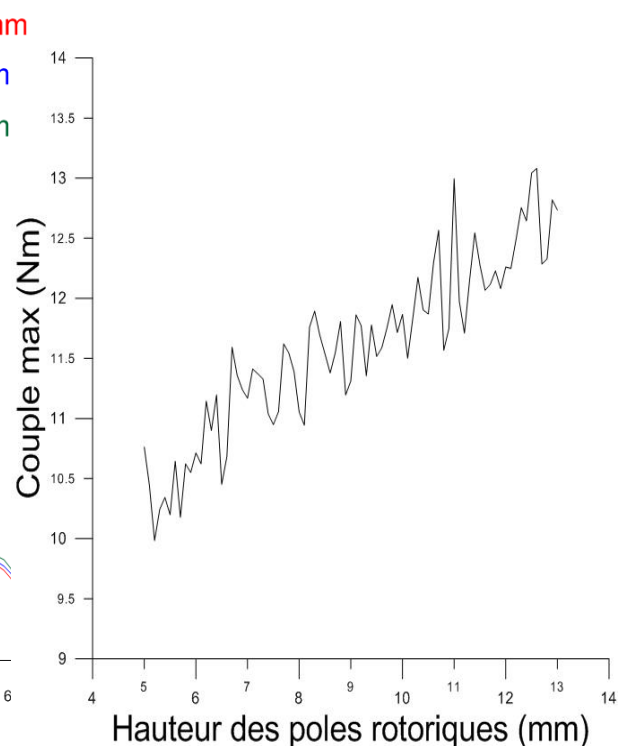


Fig.9 Couple max en fonction de la hauteur des dents rotoriques

La **Fig.8** montre la variation du couple électromagnétique du moteur en fonction de rotation du rotor pour différentes valeurs de hauteur des saillances rotoriques. Le couple électromagnétique du moteur à reluctance variable dans ce cas est presque nul dans la région où le taux du changement d'inductance est faible (angle électrique entre 30 et 60 degrés). En revanche, dans la région où le taux du changement de valeur d'inductance est plus rapide (angle électrique

entre 0 et 30 degrés), le couple électromagnétique du moteur est variable en fonction de la hauteur des dents rotoriques h_r , le couple dans cette région (angle électrique entre 0 et 30 degrés), augmente avec l'augmentation de la hauteur des saillances rotoriques ce qui implique que la variation de ce dernier engendre une variation d'amplitude de la courbe du couple électromagnétique.

La **Fig.9** montre l'évolution du couple max en fonction de la hauteur des saillances rotoriques. Le couple dans ce cas augmente graduellement jusqu'à une valeur maximale de 13.08 Nm qui correspond à une hauteur des saillances rotoriques h_r qui vaut 12.6 mm.

Nous avons donc adopté **$h_{r_max}=12.6$ mm**

✚ Allure de l'énergie et la co- énergie magnétique

L'énergie magnétique d'un système est un indice sur l'état mécanique d'un système, sa variation temporelle est un indicateur sur les forces mise en jeu sur ce même système [1].

La co-énergie magnétique nous renseigne sur l'état de saturation de la machine, dans le cas de non saturation l'énergie est égale à la co-énergie magnétique ; en revanche, dans le cas où le système est saturé, l'énergie est plus importante que la co-énergie.

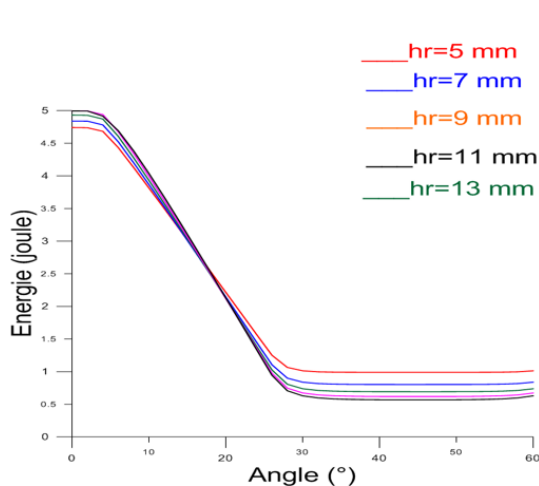


Fig.10 Énergie électromagnétique en fonction de la Position du rotor

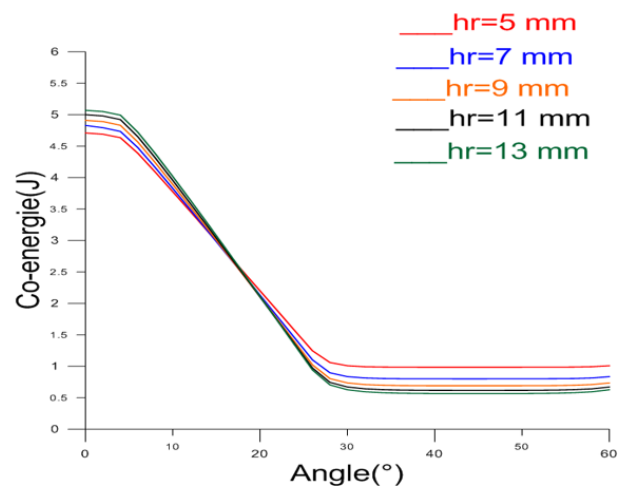


Fig.11 Co énergie en fonction de la position du rotor

Nous voyons sur la **Fig.10** et **Fig.11** l'évolution respectivement de l'énergie et la Co énergie magnétique en fonction de rotation du rotor pour des différentes valeurs de la hauteur des saillances rotoriques. Comme attendu, sur l'intervalle de 0° à 15° plus la hauteur des saillances plus grandes plus l'énergie et la Co énergie magnétique augmente, en revanche sur l'intervalle de 15° à 60° plus la hauteur des saillances plus grandes plus l'énergie et la Co énergie

magnétique augmente, nous voyons aussi que les valeurs de la Co énergie et l'énergie magnétique sont un peu différentes ; cela est dû à la saturation du matériau de statorique et rotorique.

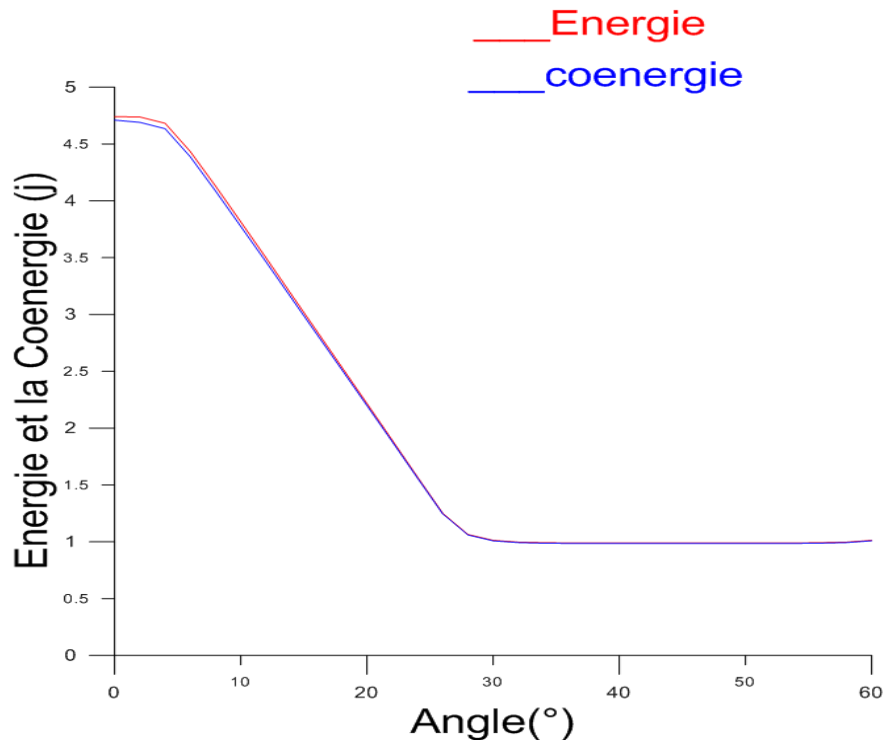


Fig.12 Energie et Co-énergie magnétique en fonction de la position du rotor pour $h_r=5\text{mm}$
 La **Fig.12** nous permet de comparer entre les valeurs de l'énergie et celles de la Co énergie magnétique calculées pour $h_r=5\text{mm}$, nous voyons une légère différence. Cette différence est due à la saturation du système.

3.3.4.2 Variation de br

En remplaçant la valeur de h_r par la valeur relevée précédemment qui correspond au couple max $h_{r_max}=12.6\text{ mm}$, en fixant les autres paramètres et on fait varier la valeur de br de 10° à 34° avec un pas de 1° , les résultats obtenus sont représentés sur les figures suivantes :

🚦 Allure du couple électromagnétique

La **Fig.13** montre la variation du couple électromagnétique du moteur en fonction de la rotation du rotor pour des ouvertures des saillances rotoriques $br=10^\circ$ et $br=34^\circ$. A partir de cette figure nous voyons que plus l'ouverture des saillances rotorique augmente plus la largeur de l'alternance augmente.

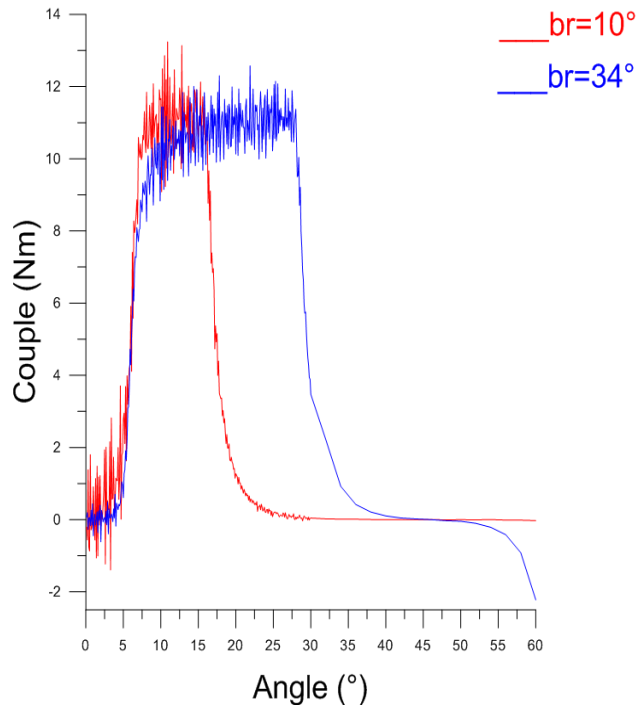


Fig.13 Couple électromagnétique en fonction de la Positions du rotor pour $br= 10^\circ$ et 34°

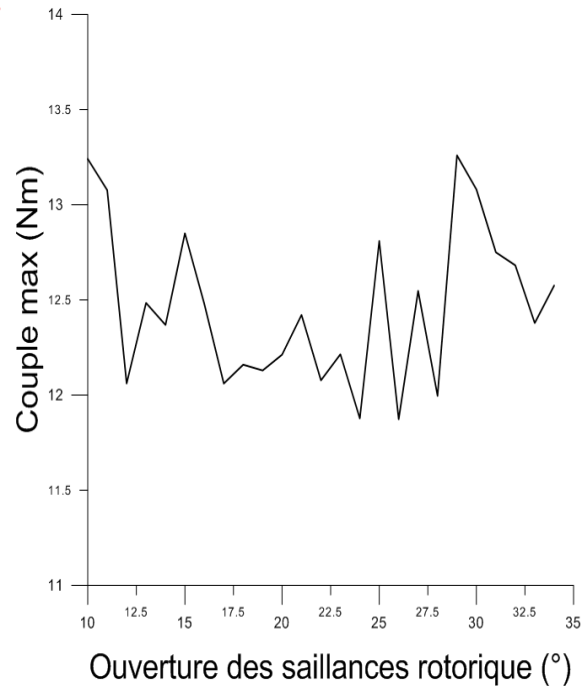


Fig.14 Couple max en fonction d'ouverture des saillances rotoriques

La **Fig.14** montre l'évolution du couple max en fonction de l'ouverture des saillances rotoriques. Le couple dans ce cas atteint une valeur maximale de 13.25 Nm qui correspond à une ouverture des saillance rotoriques br qui vaut 29° .

Donc $br_max=29^\circ$.

Allure de l'énergie et la Co énergie

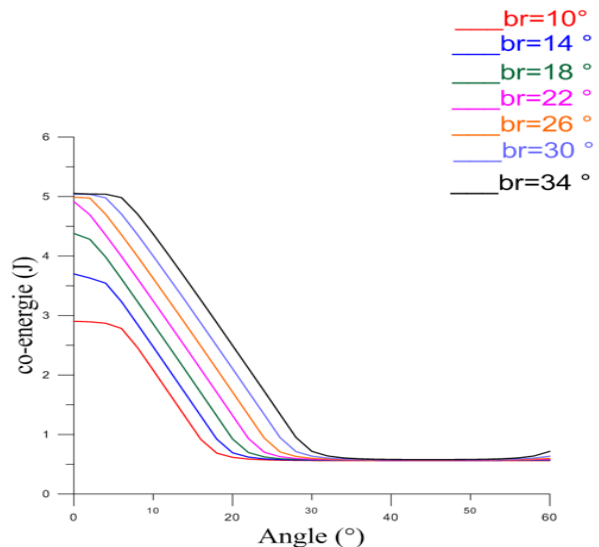
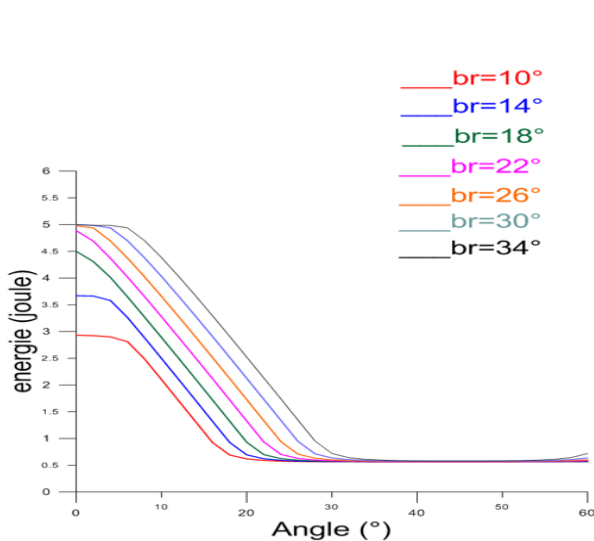


Fig.15 Energie électromagnétique en fonction de la Position du rotor

Fig.16 Co énergie en fonction de position du rotor

Les figures (**Fig.15** et **Fig.16**) montrent la variation de l'énergie et la Co énergie magnétique dans la machine pour différentes valeurs de l'ouverture des saillances rotoriques. Nous voyons que dans la région où le taux du changement d'inductance est très faible (angle électrique entre 30 et 60 degrés) la valeur de l'énergie et celle de la Co-énergie est faible par rapport à la région où le taux du changement d'inductance est plus rapide (angle électrique entre 0 et 30 degrés), plus l'ouverture des saillances rotoriques augmente plus l'énergie et la Co énergie augmente dans cette région.

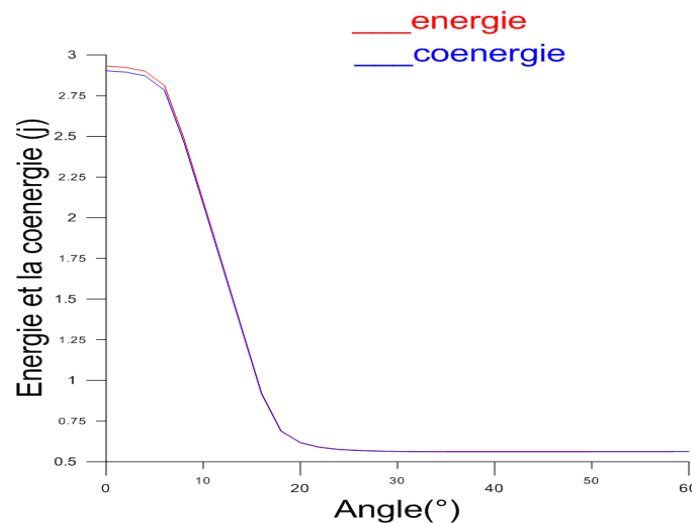


Fig.17 Energie co-énergie magnétique en fonction de la position du rotor pour $br=10^\circ$

La **Fig.17** nous permet de comparer entre les valeurs de l'énergie et celles de la Co énergie magnétique calculées pour $br=10^\circ$, nous voyons une légère différence. Cette différence est dûe à la saturation du système.

3.3.4.3 Variation de h_s

De même, en remplaçant la valeur de h_r et br par les valeurs relevées précédemment (h_{r_max} et br_max) et en fixant les autres paramètres, on fait varier la valeur de h_s de 8 à 19 mm avec un pas de 0.1° . Les résultats obtenus sont représentés sur les figures suivantes :

🚦 Allure du couple électromagnétique

La **Fig.18** montre l'évolution du couple électromagnétique en fonction de la rotation du rotor, Nous ne voyons pas une grande différence entre l'amplitude de l'allure du couple électromagnétique pour $h_s=8$ mm et celle de $h_s=19$ mm, il est à remarquer que la variation de la hauteur des pôles statorique dans ce cas n'a pas une importante influence sur le couple électromagnétique.

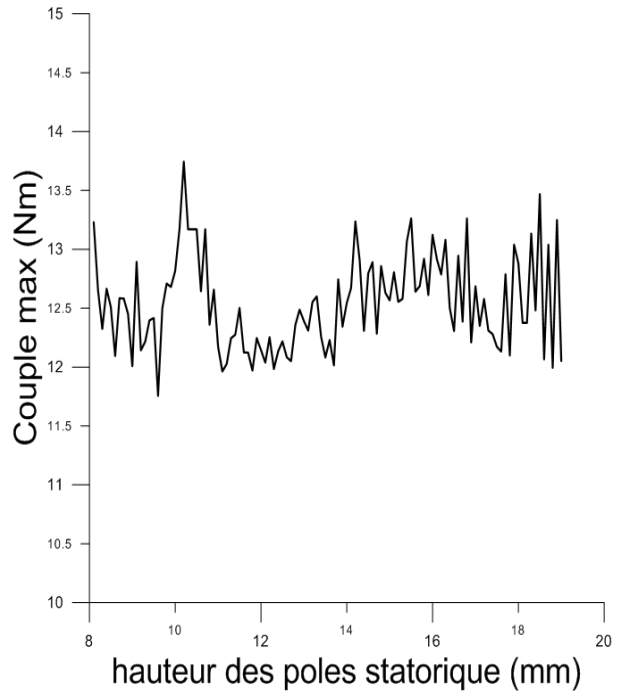
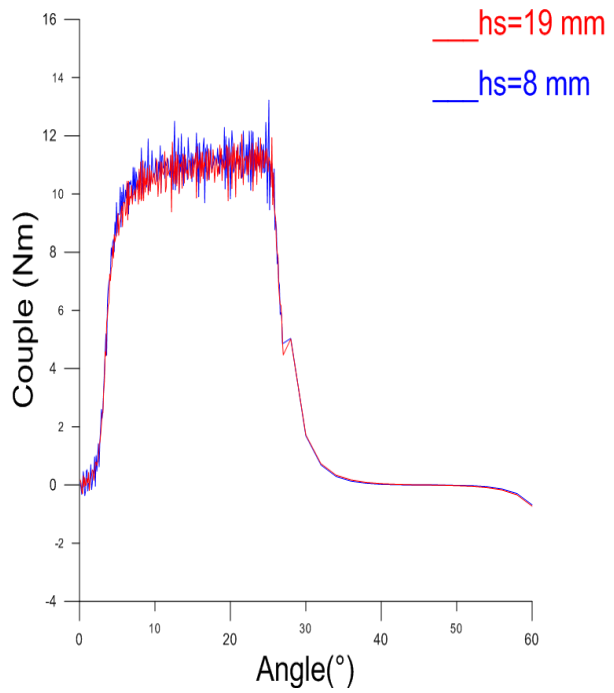


Fig.18 Couple électromagnétique en fonction de la Position du rotor pour $hs=8$ et 19 mm

Fig.19 Couple max en fonction de la hauteur des dents statoriques

Au niveau de la **fig.19** nous voyons la variation de couple max en fonction de la hauteur des dents statoriques. Le couple max dans ce cas se situe entre 12 Nm et 13.74 Nm, donc il atteint une valeur max de 13.74 Nm qui correspond à une hauteur de 10.2 mm.

Donc $hs_max=10.2$ mm

Allure de l'énergie et la Co énergie magnétique

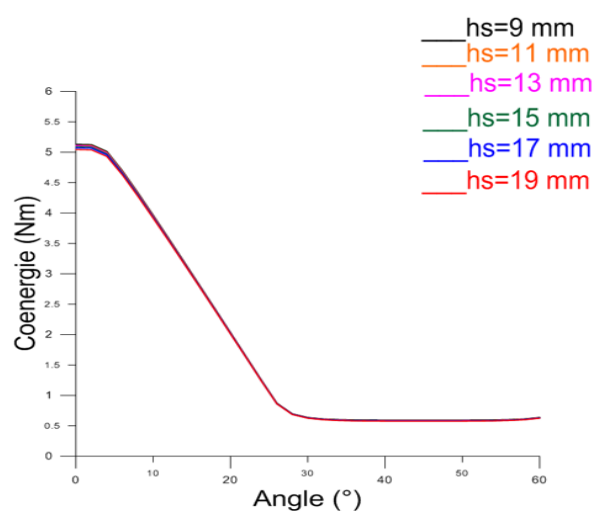
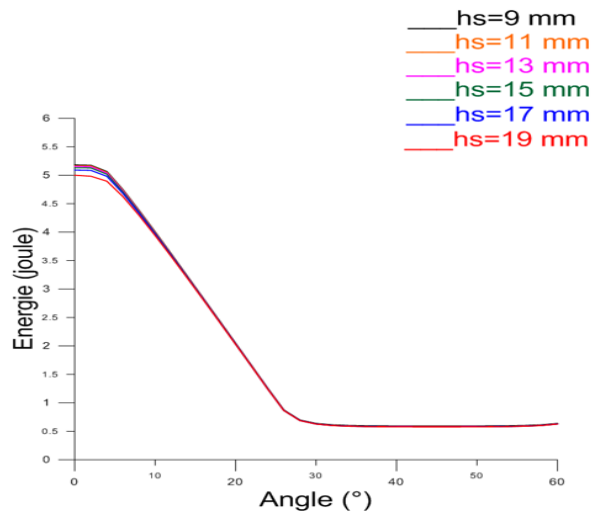


Fig.20 Energie électromagnétique en fonction de la la Position du rotor

Fig.21 Co énergie en fonction de position du rotor

Les figures (**Fig.20** et **Fig.21**) montrent la valeur de l'énergie et de la Co énergie dans la machine pour différentes valeurs de la hauteur des pôles statoriques.

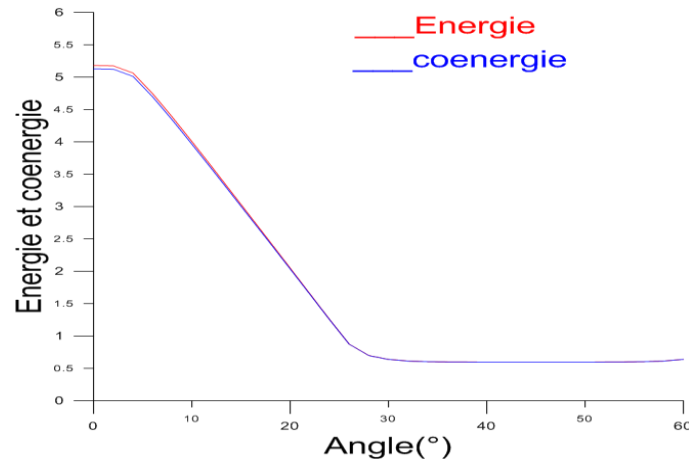


Fig.22 Energie et Co-énergie magnétique en fonction de la position du rotor pour $h_s=9\text{mm}$

Sur la même figure **Fig.22**, nous voyons l'allure de l'énergie et de la Co énergie pour une hauteur des pôles statorique de 9 mm. La valeur de l'énergie atteint une valeur max de 5.17 joule et la valeur de la Co énergie atteint une valeur max de 5.12 joule dans la région où le taux du changement d'inductance est plus rapide (angle électrique entre 0 et 30 degrés) cette légère différence est dû à la non-linéarité de matériau utilisé M-19 Steel.

Dans la région où le taux du changement d'inductance est faible (angle électrique entre 0 et 30 degrés) la valeur de l'énergie et la Co énergie est faible. Elle atteint 0.63 joule.

3.3.4.4 Variation de b_s

En remplaçant les valeurs de h_r et b_r et h_s respectivement par les valeurs relevées précédemment (h_{r_max} , b_{r_max} , h_{s_max}), on fixe les autres paramètres et on fait varier la valeur de b_s de 10° à 30° avec un pas de 0.1° , les résultats obtenus sont représentés par les figures suivantes :

Allure du couple électromagnétique

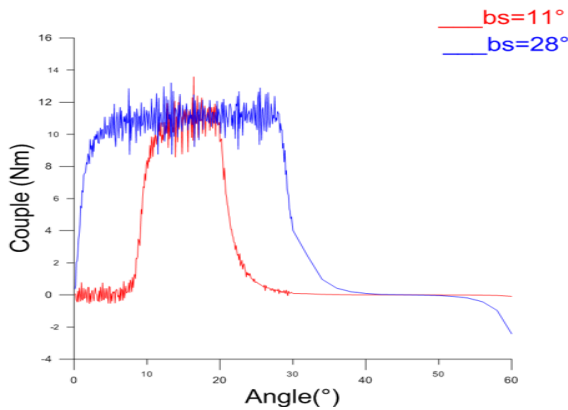


Fig.23 Couple électromagnétique en fonction de la Positions du rotor pour $bs= 11^\circ$ et 28°

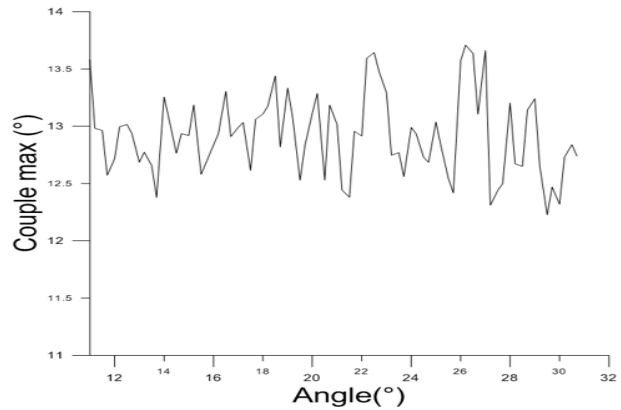


Fig.24 Couple max en fonction de l'ouverture des saillances rotoriques

Nous voyons clairement dans cette figure (**Fig.23**) que la largeur d'alternance du couple augmente avec l'augmentation de l'ouverture des saillances rotoriques ce qui implique que le taux de changement d'inductance augmente avec des ouvertures plus grandes.

Sur la figure **Fig.24** le couple max n'est pas stable il varie entre 12 Nm et 13.70 Nm en fonction de l'ouverture des saillances statorique. Le couple max dans ce cas alors atteint une valeur max de 13.70 Nm qui correspond à une ouverture de 26.2° .

Allure de l'énergie et la Co énergie magnétique

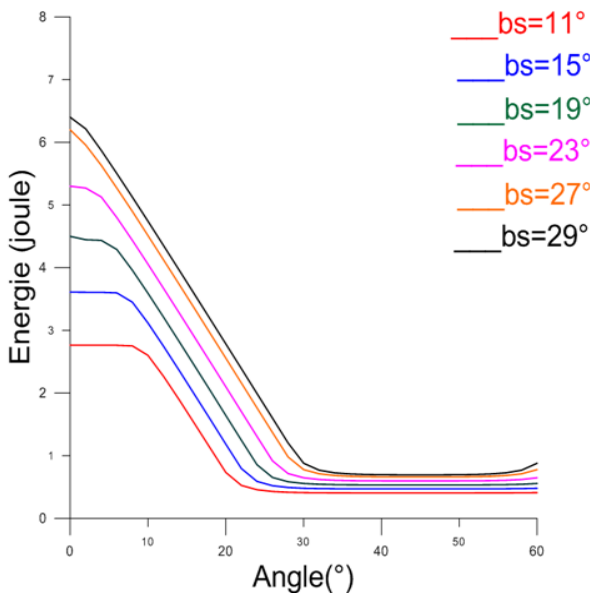


Fig.25 Energie électromagnétique en fonction de la la Position du rotor

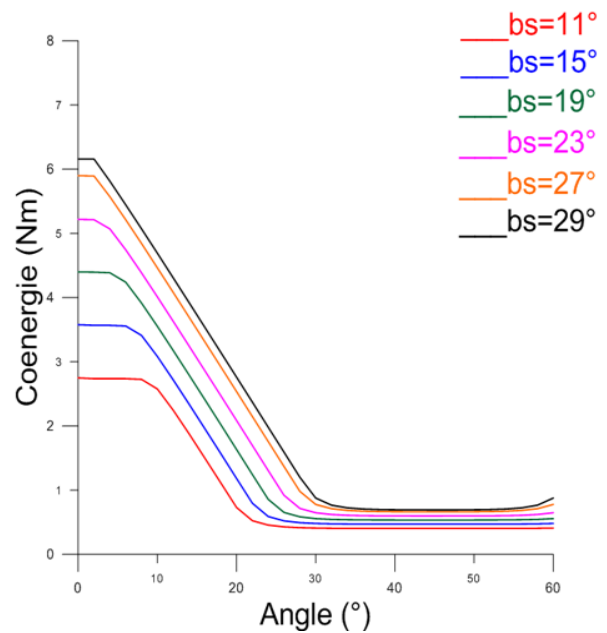


Fig.26 Co énergie en fonction de position du rotor

Les figures (**Fig.25** et **Fig.26**) représentent la valeur de l'énergie et la Co énergie dans la machine pour des différentes valeurs de l'ouverture des saillances statoriques.

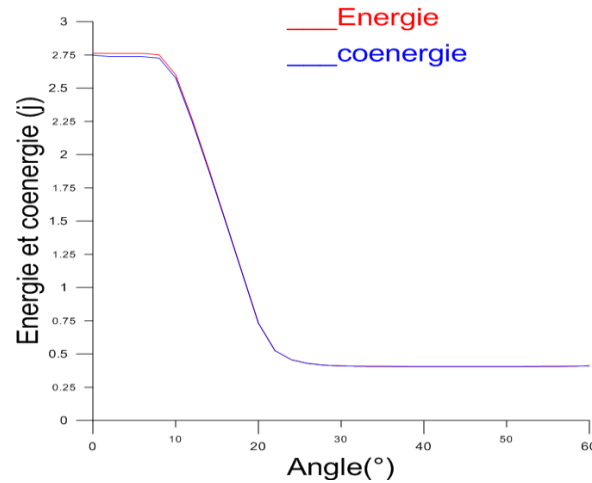


Fig.27 Energie et l'énergie magnétique en fonction de la position du rotor pour $bs=11^\circ$

La **Fig.27** représente allure de l'énergie et la coénergie sur le même graphe pour $bs=11^\circ$

3.4 Conclusion

Dans ce troisième chapitre, nous avons présenté un modèle de la machine à reluctance variable 6/4 dont le nombre des dents au stator $N_s=6$ et le nombre des dents au rotor $N_r=4$ en prenant en compte la non linéarité des matériaux utilisés pour le stator et le rotor, basé sur la méthode des éléments finis, sous l'environnement de logiciel FEMM.

La première partie consiste à la simulation de cette machine sur le logiciel FEEM, ensuite dans la deuxième partie, nous avons optimisé la machine en variant plusieurs paramètres géométriques de la machine tel que la hauteur des pôles rotoriques et statoriques, l'angle géométrique des pôles rotoriques et statoriques et nous avons relevé les différentes caractéristiques électromagnétiques tel que le couple électromagnétique, l'énergie et la Co énergie magnétique en fonction de la position du rotor .

Dans la troisième partie en basant sur le critère du couple max comme critère fixe et unique nous avons dégagé une structure optimisée dont les nouveaux paramètres géométriques de la machine optimisée sont comme suite :

- Hauteur de dent rotorique $h_r=12.6$ mm
- Arc polaire du rotor $br=29^\circ$
- Hauteur de dent statorique $h_s=10.2$ mm
- Arc polaire du stator $bs=26.2^\circ$

4 Chapitre IV étude de la structure 10/4

4.1 Introduction

Le moteur à reluctance variable 10/4 est un nouveau type de système d'entraînement à vitesse variable. Comparé au moteur traditionnel, Cette structure présente des avantages d'une structure simple, d'un faible coût et d'une bonne performance de régulation [14].

Dans ce chapitre, nous procédons à la transformation de la structure 6/4 en une structure 10/4 ($N_s=10$ dents au stator et $N_r=4$ dents au rotor).

Dans le but de l'optimisation de la machine à reluctance variable plusieurs facteurs peuvent intervenir, et sont parfois très liés. Nous nous limiterons dans notre étude l'évolution de couple ainsi que la variation de l'énergie et de la Co-énergie magnétique.

Cette variation se fera en jouant sur certains paramètres géométriques de la machine (rotor et stator), en faisant augmenter la hauteur de ces pôles et leurs ouvertures angulaires.

Dans ce chapitre on va utiliser les mêmes matériaux assignés pour les différentes régions qui possèdent les mêmes caractéristiques du matériau magnétique.

4.2 Présentation de la structure 10/4 étudié

La figure ci-dessous (**fig.28**) représente la vue en coupe d'une machine à reluctance variable Type 10/4 ($N_s=10$ dents au stator et $N_r=4$ dents au rotor).

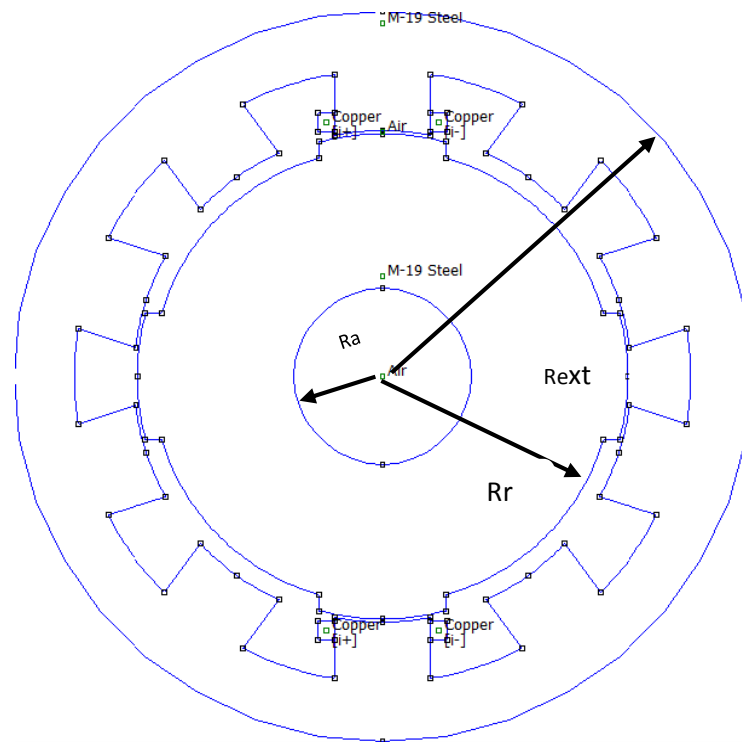


Fig.28 Vue en coupe d'une machine à reluctance variable type 10/4

4.2.1 Les dimensions géométriques [1]

Intitulé	Notation	Dimensions
Nombre de dent statorique	N_s	6
Nombre de dent rotorique	N_r	4
Rayon extérieur du stator	R_{ext}	114.4 mm
Longueur	L	70 mm
Rayon du rotor	R_r	70.94 mm
Entrefer	e	1 mm
Arc polaire du stator	b_s	22.5°
Arc polaire du rotor	b_r	30°
Hauteur de dent statorique	h_s	19 mm
Hauteur de dent rotorique	h_r	13 mm
Rayon de l'arbre	R_a	27.5 mm
Nombre de spire par phase	n_s	10
Courant stator	$N_c.I_s$	125 A

Tableau.3 Les paramètres géométriques de la machine

* N_c : le nombre de conducteurs d'une bobine

4.3 Application de logiciel Femm

Le calcul se fait à l'aide du logiciel FEMM (programmation par langage LUA)

Qui est basé sur la résolution des équations de maxwell par la méthode des Éléments finis.

4.3.1 Définition du problème

-Type de problème : plan

-Unité de longueur : millimètre

-Fréquence : 0 Hz

-La profondeur : 300 mm

-Précision du calcul : 10^{-9}

4.3.2 Optimisation de couple la machine à reluctance variable 10 /4

Dans cette partie, nous étudions l'influence de la variation des dimensions des saillances rotorique et statorique sur le couple électromagnétique développé ainsi que sur l'énergie et la Co-énergie.

Afin d'obtenir une structure optimisée en utilisant le critère de couple max.

Pour cela nous avons utilisé le logiciel FEMM et un programme lua qui permet de calculer le couple electromagnetique ainsi l'energie et la co-energie en fonction de la position du rotor avec un pas de 0.1° sous environnement FEMM.

4.3.2.1 Variation de h_r (hauteur des pole rotorique)

En fixant h_s et b_r et b_s à leurs valeurs initiales qui sont de suit 19mm 30mm 22.5mm on fait varier la valeur de h_r de 5 à 13 mm avec un pas de 0.1 mm, les figures suivantes montrent les résultats obtenus.

✚ Allure du couple électromagnétique

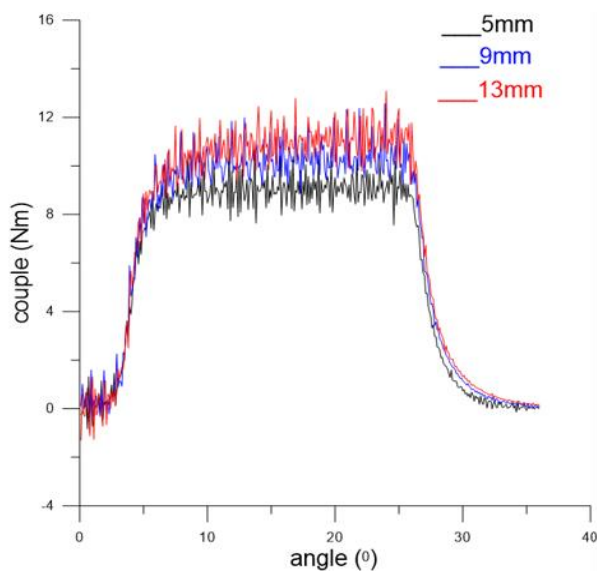


Fig.29 Couple électromagnétique en fonction

De la Position du rotor pour $h_r=5$ et 9 et 13mm

La **Fig.29** montre la variation du couple électromagnétique du moteur en fonction de position du rotor par rapport au stator, ces résultats sont conforme à ceux trouvés en littérature.

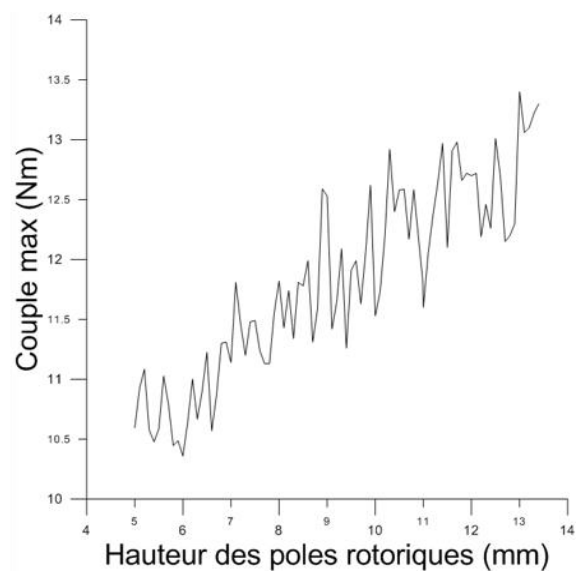


Fig.30 Couple max en fonction de la

hauteur des dents rotoriques

La **Fig.30** montre l'évolution du couple max en fonction de la hauteur des saillances rotoriques, nous voyons que le couple évolue favorablement avec l'augmentation de la hauteur des dents, le couple max est obtenu avec les valeurs maximum de h_r .

✚ Allure de l'énergie et la co-énergie magnétique

L'énergie magnétique d'un système est un indice sur l'état mécanique du système, sa variation temporelle est un indicateur sur les forces mises en jeu sur ce même système [1].

La Co-énergie magnétique nous renseigne sur l'état de saturation de la machine. Dans le cas de non saturation, l'énergie est égale à la co-énergie magnétique, en revanche, dans le cas où le système est saturé, l'énergie est plus importante que la co-énergie.

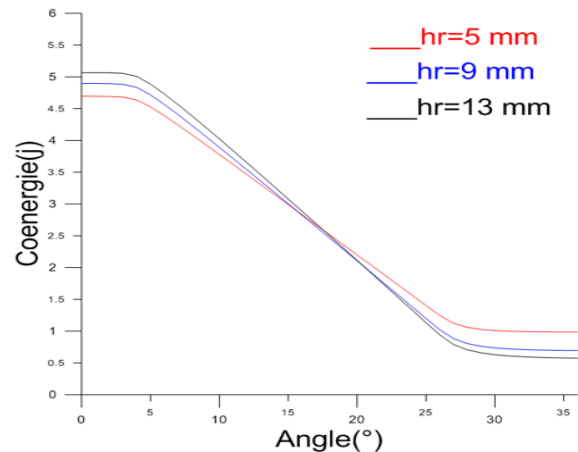
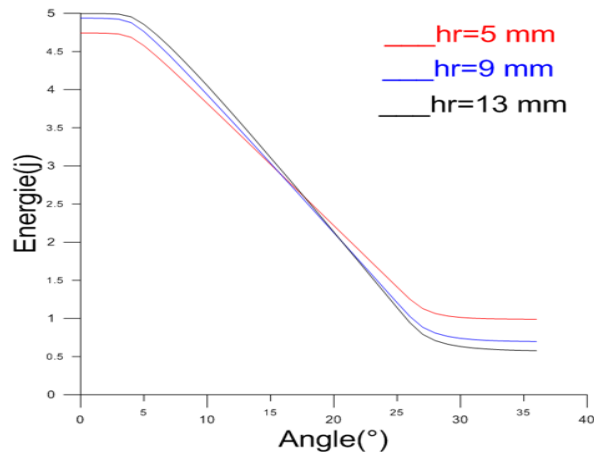


Fig.31 Énergie électromagnétique en fonction de la Position du rotor

Fig.32 Co-énergie en fonction de la position du rotor

Nous voyons sur la **Fig.31** et la **Fig.32** l'évolution respectivement de l'énergie et la Co-énergie magnétique en fonction de rotation du rotor pour différentes valeurs de la hauteur des saillances rotoriques. On constate que, plus la hauteur des saillances sont grandes, plus l'énergie et la Co-énergie magnétique augmente.

Nous voyons aussi que les valeurs de la Co-énergie et l'énergie magnétique sont un peu différentes. Cela est dû à la saturation du matériau du stator et du rotor.

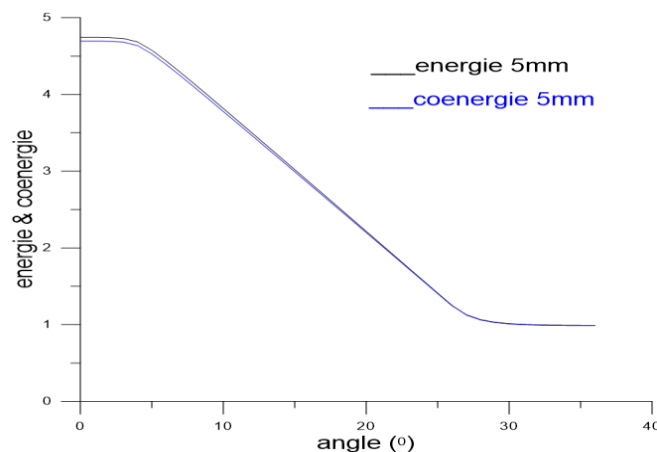


Fig.33 Énergie et Co-énergie magnétique en fonction de la position du rotor pour $hr=5\text{mm}$

La **Fig.33** nous montre une différence relative entre la valeur de la Co-énergie et l'énergie magnétique pour une dimension de $hr=5$ mm, le calcul se fait en prenant en considération la non linéarité du matériau

4.3.2.2 Variation de br

En remplaçant la valeur de hr par la valeur relevée précédemment et qui correspond au couple max ($hr_{max}=13$ mm), on fixe les autres paramètres et on fait varier la valeur de br de 10° à 34° avec un pas de 1° , les résultats obtenus sont représentés par les figures suivantes :

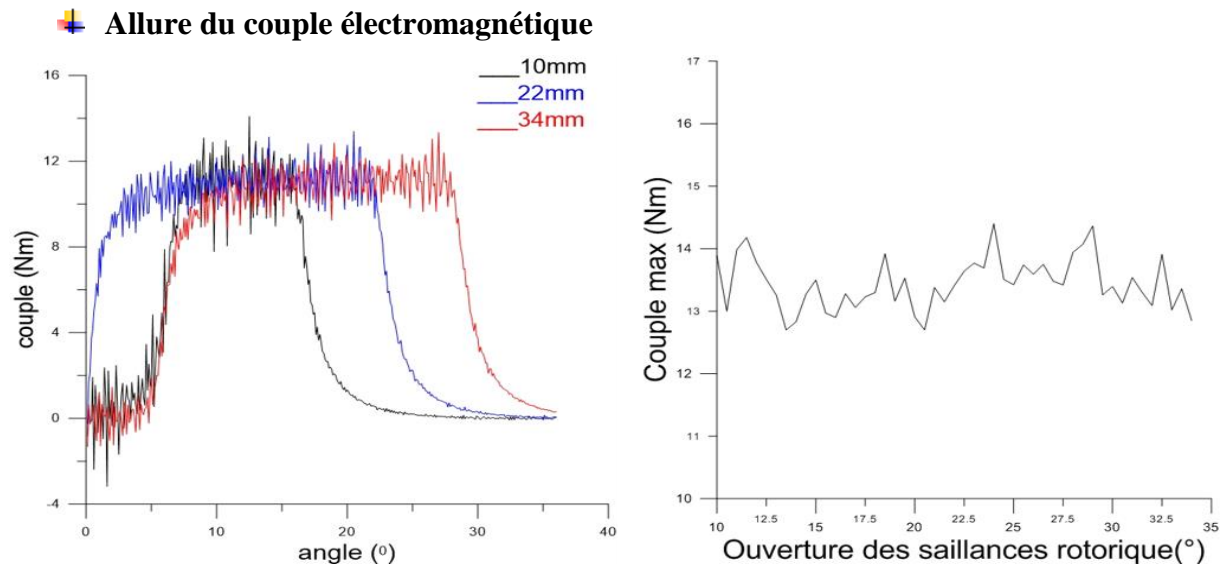


Fig.34 Couple électromagnétique en fonction de la Positions du rotor pour $br=10^\circ$ et $br=34^\circ$

Fig.35 Couple max en fonction d'ouverture des saillances rotoriques

La **Fig.34** montre la variation du couple électromagnétique du moteur en fonction de la rotation du rotor pour des ouvertures des saillances rotoriques $br=10^\circ$ et $br=34^\circ$. On peut constater de cette courbe qu'à chaque fois l'ouverture des saillances augmente plus la largeur de couple augmente.

La **Fig.35** montre l'évolution du couple max en fonction de l'ouverture des saillances rotoriques. Le couple dans ce cas atteint une valeur maximale de 14.40 Nm qui correspond à une ouverture des saillance rotoriques br qui vaut 24° .

Donc on doit fixer br sur la valeur de 24° .

✚ Allure de l'énergie et la Co énergie

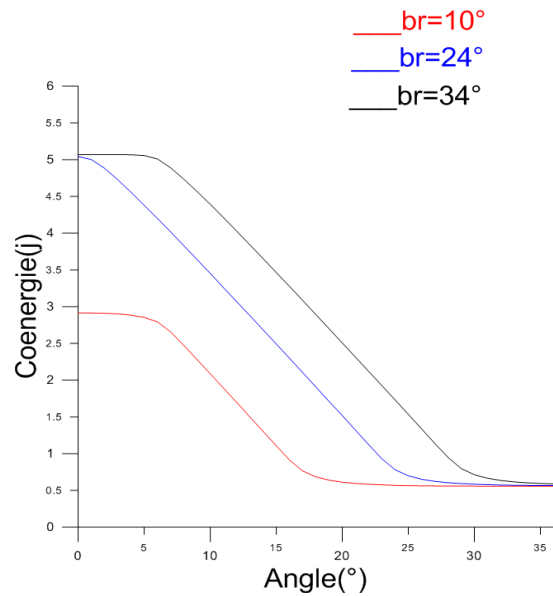
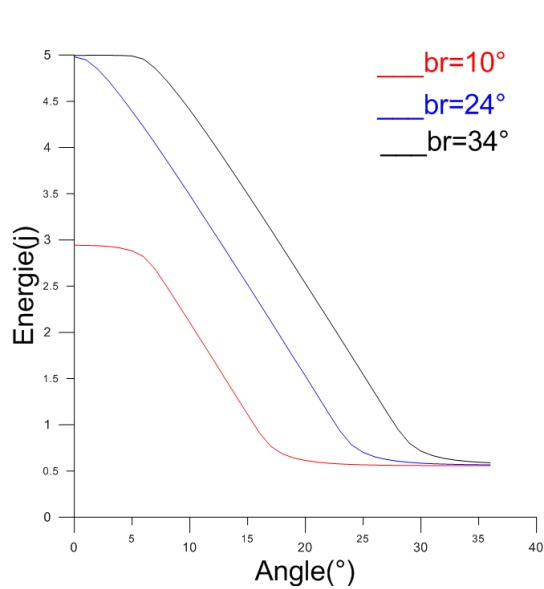


Fig.36 Energie électromagnétique en fonction de Position du rotor

Fig.37 Co énergie en fonction de la position du rotor

Les **Fig.36** et **Fig.37** montrent la variation de l'énergie et la Co énergie magnétique dans la machine pour des différentes valeurs de l'ouverture des saillances rotoriques ; nous voyons que dans la région où le taux du changement de la valeur d'inductance est très faible (angle électrique entre 30 et 60 degrés) la valeur de l'énergie et la Co énergie est faible par rapport à la région où le taux du changement de la valeur d'inductance est plus rapide (angle électrique entre 0 et 30 degrés), plus l'ouverture des saillances rotoriques augmente plus l'énergie et la Co énergie augment dans cette région.

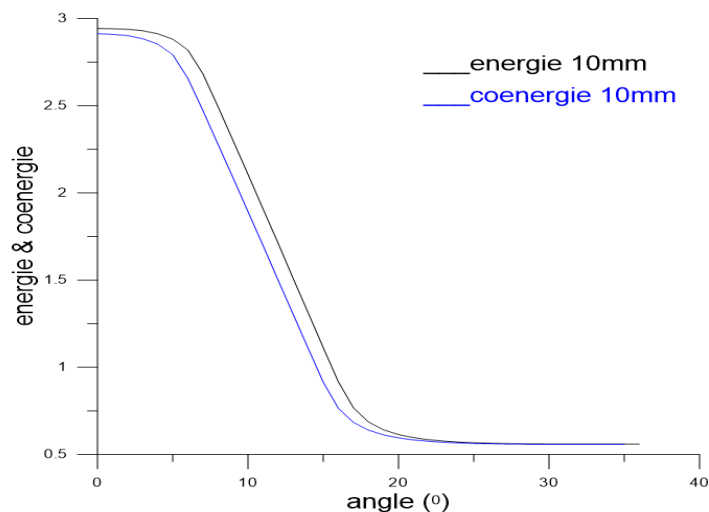


Fig.38 Energie et la Co-énergie magnétique en fonction de la position du rotor pour br=10°

La **Figure.38** nous permet de comparer entre les valeurs de l'énergie et celles de la Co-énergie magnétique calculées pour $br=10^\circ$, de cette courbe on voit une légère différence entre eux cette différence dû à la saturation du système, mais plus importante que pour précédemment.

4.3.2.3 Variation de la hauteur des pôles statoriques h_s

De même, en remplaçant la valeur de h_r et br par les valeurs relevées précédemment (h_{r_max} et br_max) en fixant les autres paramètres, on fait varier la valeur de h_s de 9 à 19 mm avec un pas de 0.1mm, les résultats obtenus sont représentés par les figures suivantes :

✚ Allure du couple électromagnétique

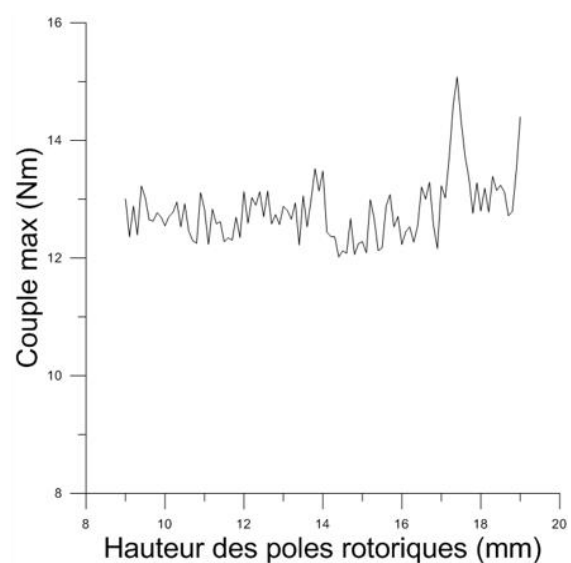
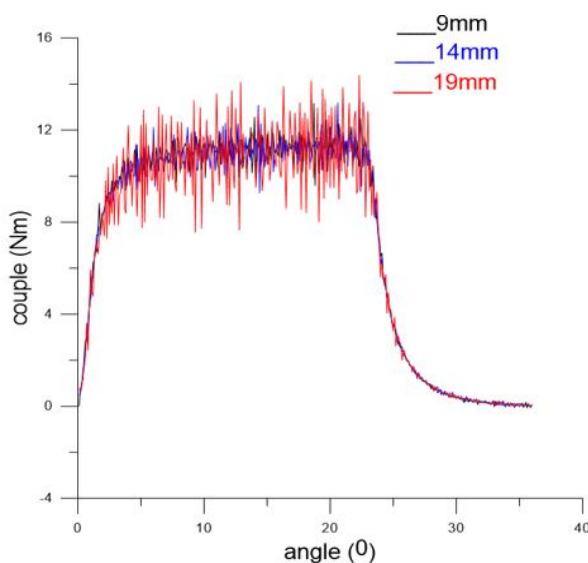


Fig.39 Couple électromagnétique en fonction de la Position du rotor pour $h_s=9$ et 14 et 19 mm

Fig.40 Couple max en fonction de la hauteur des pôles statoriques

La **Fig.39** montre l'évolution du couple électromagnétique en fonction de la rotation du rotor ; de cette courbe nous voyons une différence entre l'amplitude de l'allure du couple et une petite perturbation proportionnelle à h_s elle est maximale avec le max de h_r , il est à remarquer que la variation de la hauteur des pôles statorique dans ce cas n'a pas une importante influence sur le couple électromagnétique.

Au niveau de la **fig.40** nous voyons la variation de couple max en fonction de la hauteur des pôles statoriques. Le couple max dans ce cas est confiné entre 12 Nm et 15.08 Nm, donc il atteint une valeur max de 15.08 Nm qui correspond à une hauteur de 17.4 mm.

$h_{s_max}=17.4$ mm

Allure de l'énergie et la Co énergie magnétique

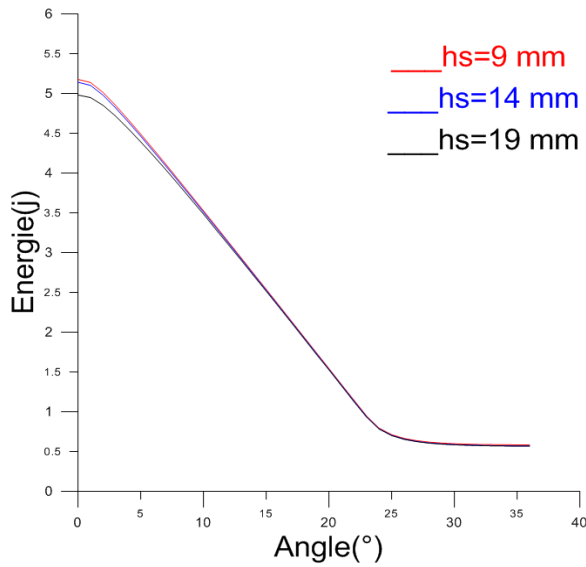


Fig.41 Energie électromagnétique en fonction de la Position du rotor

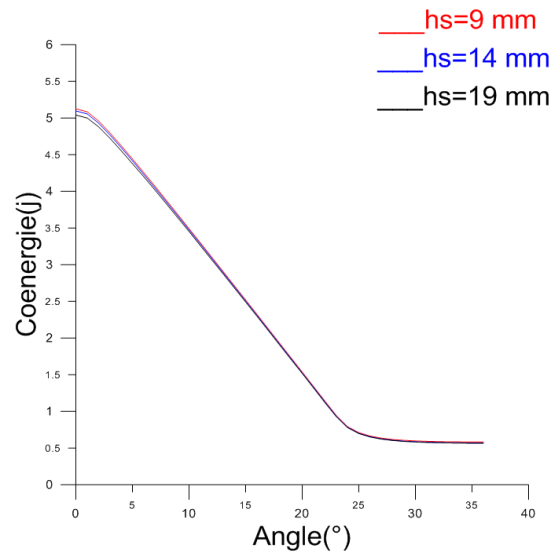


Fig.42 Co énergie en fonction de la position du rotor

Les **Fig.41** et **Fig.42** montrent la valeur de l'énergie et la Co énergie dans la machine pour des différentes valeurs de la hauteur des pôles statoriques.

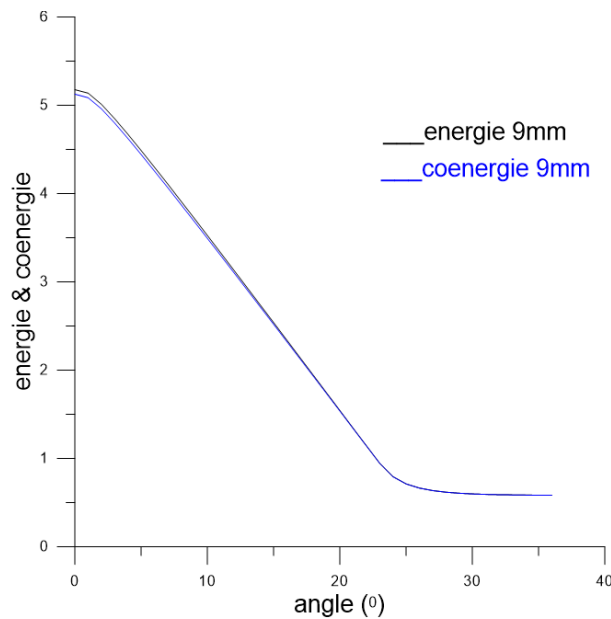


Fig.43 Energie et Co-énergie magnétique, en fonction de la position du rotor pour $h_s=9$ mm
 Sur la figure **Fig.43** nous voyons l'allure de l'énergie et de la Co-énergie pour une hauteur des pôles statorique de 9 mm, l'énergie atteint une valeur max de 5.137 joule et la Co-énergie atteint

une valeur max de 5.086 joule dans la région où le taux du changement d'inductance est plus rapide cette légère différence et du a la non-linéarité de matériau utilisé M-19 Steel.

4.3.2.4 Variation de bs

En remplaçant la valeur de hs, hr, br par les valeurs relevées précédemment qui correspond au couple max $hr_{max} = 13$ mm, et $br_{max} = 24$ et $hs_{max} = 17.4$ on fait varier la valeur de bs de 10° à 34° avec un pas de 1° , les résultats obtenus sont représentés par les figures suivantes :

 Allure du couple électromagnétique

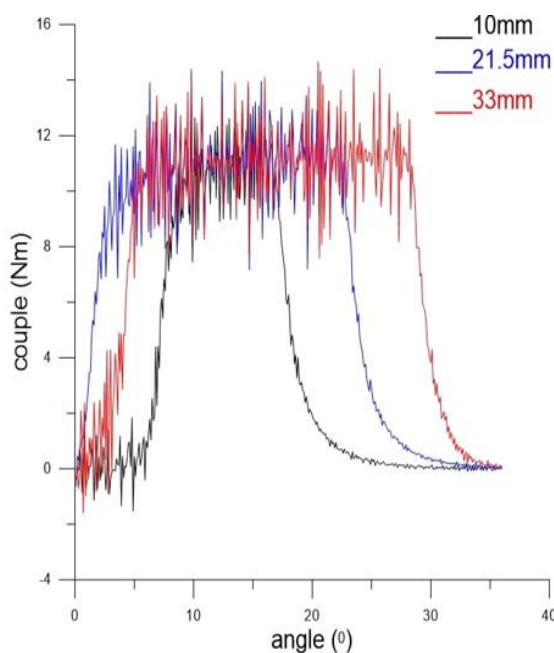


Fig.44 Couple électromagnétique en fonction de la Positions du rotor pour $bs = 10^\circ$ et 34°

La **Fig.44** montre la variation du couple électromagnétique du moteur en fonction de la rotation du rotor pour des ouvertures des saillances rotoriques $bs = 10^\circ$ et $bs = 34^\circ$. A partir de cette figure nous voyons que plus l'ouverture des saillances rotorique augmente plus la largeur de l'alternance augmente

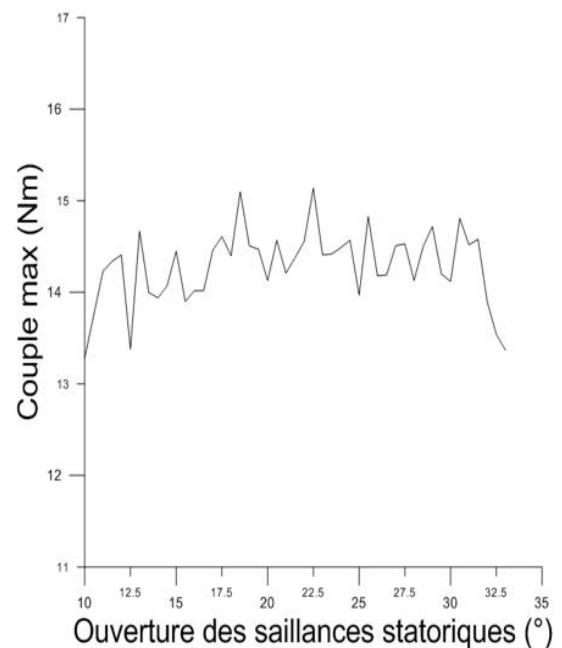


Fig.45 Couple max en fonction d'ouverture des saillances starotoriques

La **Fig.45** montre l'évolution du couple max en fonction de l'ouverture des saillances rotoriques. Le couple dans ce cas atteint une valeur maximale de 15.14 Nm qui correspond à une ouverture des saillance rotoriques bs qui vaut 22.5° .

Donc **$bs_{max} = 22.5^\circ$**

Allure de l'énergie et la Co énergie

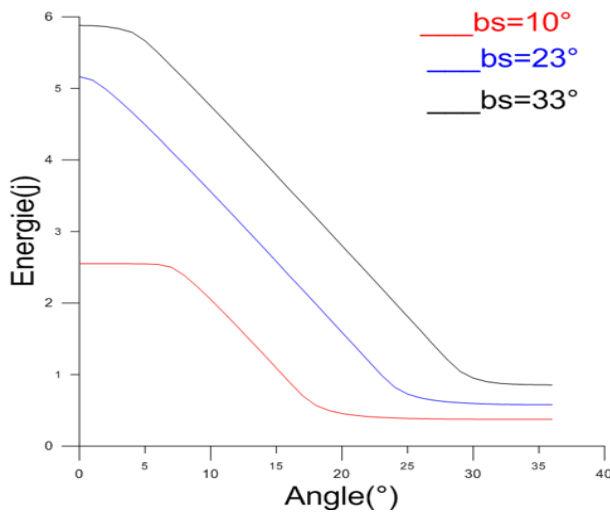


Fig.46 Energie électromagnétique en fonction de Position du rotor

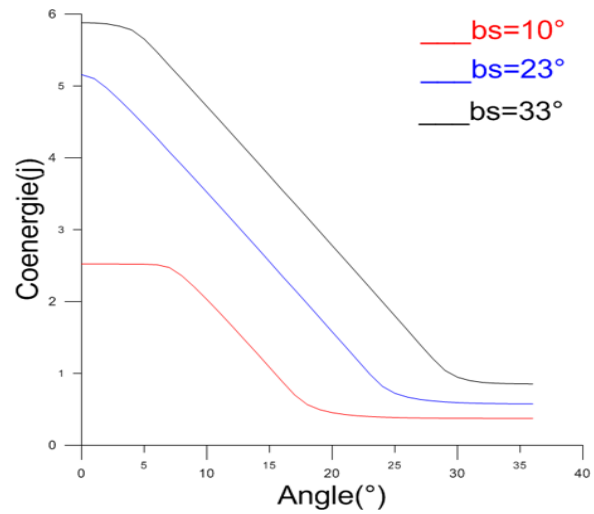


Fig.47 Co énergie en fonction de la position du rotor

Les **Fig.46** et **Fig.47** montrent la variation de l'énergie et de la Co-énergie magnétique dans la machine pour différentes valeurs de l'ouverture des saillances rotoriques ; nous voyons que dans la région où le taux du changement de valeur d'inductance est très faible, la valeur de l'énergie et la co-énergie est faible par rapport à la région où le taux du changement d'inductance est plus rapide (angle électrique entre 0 et 30 degrés), plus l'ouverture des saillances rotoriques augmente plus l'énergie et la Co énergie augmentent dans cette région.

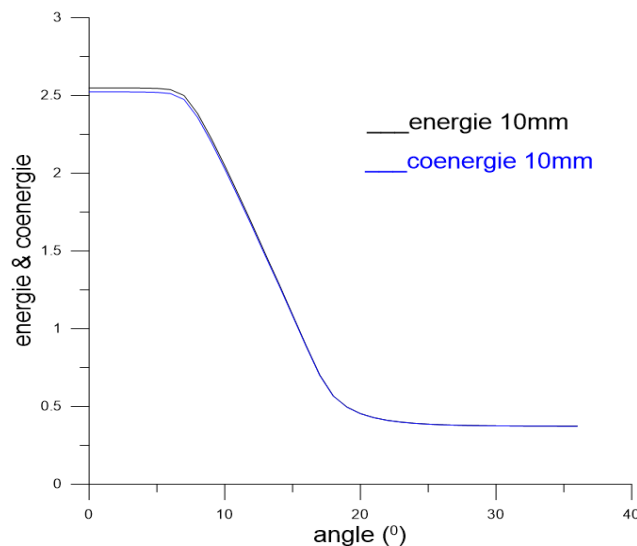


Fig.48 Energie et l'énergie magnétique en fonction de la position du rotor pour $br=10^\circ$

De La **Fig.48** on peut comparer entre les valeurs de l'énergie et celles de la Co énergie magnétique calculées pour $bs=10^\circ$, nous voyons une légère différence entre eux cette différence dû à la saturation du système.

Conclusion

Ce chapitre est consacré aux caractéristiques géométriques de la MRV et les différents résultats obtenus sous forme de courbes.

Grâce au programme de simulation, nous avons pu tracer l'évolution des différentes grandeurs électriques et mécaniques.

Nous avons estimé principalement l'influence de la hauteur et de l'ouverture géométrique du rotor, ensuite celle du stator et on a fixé les dimensions qui nous donnent un couple maximal, afin d'obtenir une structure optimale dont les nouvelles dimensions sont comme suit :

- $h_r = 13 \text{ mm}$
- $b_r = 24^\circ$
- $h_s = 17.4 \text{ mm}$
- $b_s = 22.5^\circ$

5 Chapitre V Comparaison des performances des deux structures

5.1 Introduction

Afin d'étudier l'influence des principaux paramètres géométriques sur les caractéristiques électromagnétiques de la machine à réluctance variable, nous avons opté pour une étude de deux structures différents ; une structure 6/4 c'est-à-dire $N_s=6$ dents au stator et $N_r=4$ dents au rotor et une autre structure 10/4 c'est-à-dire $N_s=10$ dents au stator et $N_r=4$ dents au rotor, nous avons considéré le couple maximal comme un critère fixe et unique pour faire une optimisation des deux structures de la machine. Par la suite, après avoir dégagé les deux structures optimisées, nous avons calculé le taux d'ondulation et nous avons effectué une comparaison sur le critère du couple max et moyen entre les deux structures ainsi que le taux de vibration. Nous avons pu mettre en évidence des valeurs optimales que nous allons présenter dans les développements suivants.

5.2 Structure 6/4

5.2.1 Allure du couple électromagnétique

La figure suivante (Fig.28) représente l'allure du couple électromagnétique en fonction de la position des pôles rotoriques pour la structure optimisé 6/4.

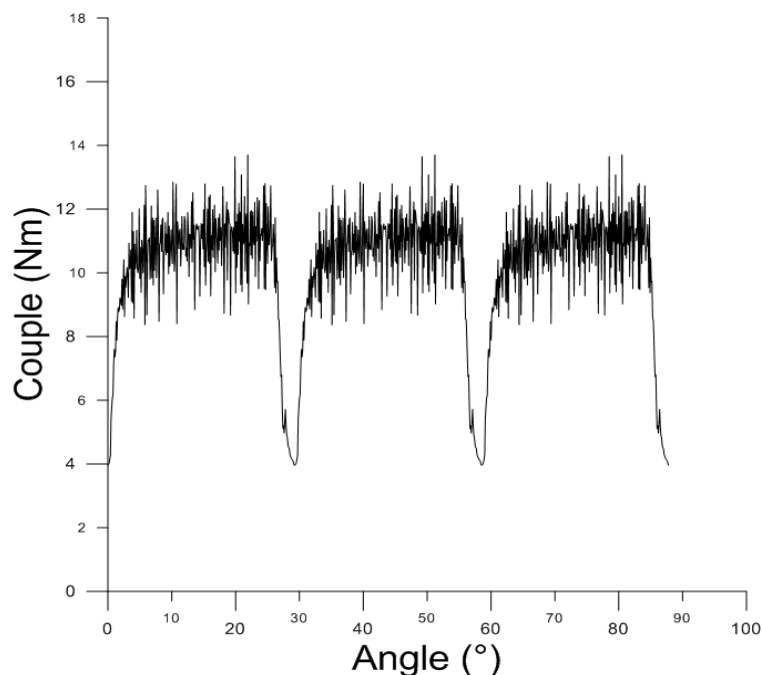


Fig.49 allure du couple en fonction de la position du rotor pour une structure 6/4 optimisée

5.2.2 Calcul du couple moyen

Nous avons utilisé la méthode du point milieu pour calculer le couple moyen.

$$C_{moy} = \frac{\sum \text{des valeurs} - \frac{C_0 + C_n}{2}}{n-1} \quad (V.1)$$

Dans notre cas $n=879$ donc $n-1 \approx n$ ce qui donne :

$$C_{moy} = \frac{\sum des\ valeurs}{n} - \frac{C_0 + C_n}{2n} \quad (V.2)$$

$$\frac{\sum des\ valeurs}{n} = 10.11\text{ N.m}$$

$C_0 = 3.96\text{ Nm}$: la valeur minimale du couple

$$C_n = 3.96\text{ Nm}$$

$n = 879$: nombre d'itération

$$\text{Donc : } C_{moy} = 10.11 - \frac{3.96+3.96}{2 \times 879}$$

Donc la valeur du couple moyen $C_{moy} = 10.10\text{ Nm}$

5.2.3 Calcul de taux d'ondulation

$$\tau\% = ((C_{max} - C_{min}) / C_{moy}) \times 100 \quad (V.3)$$

$$C_{max} = 13.70\text{ Nm}$$

$$C_{moy} = 10.10\text{ Nm}$$

Ce qui donne : $\tau\% = ((13.70-3.96) / 10.10) \times 100 = 96\%$

Donc le taux d'ondulation pour cette structure vaut $\tau\% = 96\%$

5.3 Structure 10/4

5.3.1 Allure du couple électromagnétique

La figure suivante (**Fig.50**) représente l'allure du couple électromagnétique en fonction de la position des pôles rotoriques pour la structure optimisée 10/4.

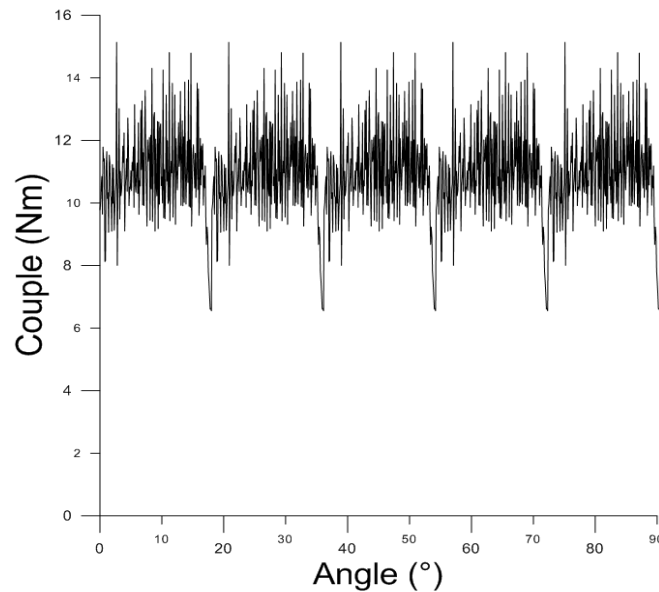


Fig.50 allure du couple en fonction de la position du rotor pour une structure 10/4 optimisée

5.3.2 Calcul du couple moyen

Nous allons utiliser la méthode de point milieu pour calculer le couple moyen.

$$C_{moy} = \frac{\sum \text{des valeurs} - \frac{C_0 + C_n}{2}}{n-1} \quad (\text{V.4})$$

Dans notre cas $n=901$ donc $n-1 \approx n$ ce qui donne :

$$C_{moy} = \frac{\sum \text{des valeurs}}{n} - \frac{C_0 + C_n}{2n} \quad (\text{V.5})$$

$$\frac{\sum \text{des valeurs}}{n} = 10.89 \text{ Nm}$$

$$C_{moy} = 10.89 - \frac{9.78 + 6.55}{2 \times 901} = 10.90 \text{ Nm}$$

5.3.3 Calcul de taux d'ondulation

$$\tau\% = ((C_{max} - C_{min}) / C_{moy}) \times 100 \quad (\text{V.6})$$

$$C_{max} = 15.14 \text{ Nm}$$

$$C_{moy} = 10.90 \text{ Nm}$$

$$C_{min} = 6.55 \text{ Nm}$$

$$\text{Ce qui donne : } \tau\% = ((15.14 - 6.55) / 10.90) \times 100 = 78.8\%$$

Donc le taux d'ondulation pour cette structure vaut $\tau\% = 78.8\%$

5.3.4 Comparaison et conclusion

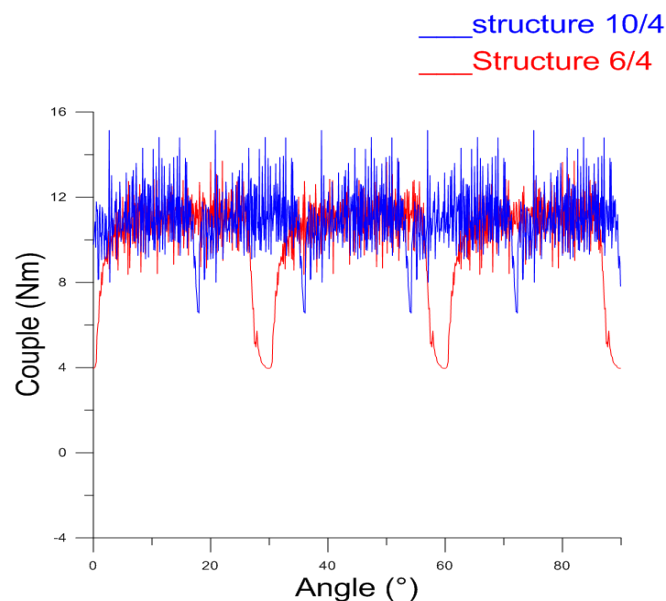


Fig.51 Comparaison de couple entre les deux structure 10/4 et 6/4

La Fig.51 montre une comparaison entre les deux structures les lignes rouges représente la structure 6/4 et les lignes bleues représentent la structure 10/4.

Nous voyons une supériorité de la structure 10/4 en basant sur l'analyse du couple électromagnétique et le taux d'ondulation.

Conclusion

En modifiant la constitution statorique d'une machine a reluctance variable 6/4 en la transformant en 10/4, nous avons constaté une amélioration du couple moyen, et une diminution conséquente du taux d'ondulation, qui est un indicateur du comportement vibratoire de la machine .

Conclusion générale

Notre travail a présenté l'étude paramétrique d'une machine à reluctance variable par utilisation de la méthode des éléments finis.

Les machines à reluctance variable sont parmi les machines électriques les plus simples et les plus économique à fabriquer, elles ont des performances comparables à celles des machines classiques asynchrones et classiques, C'est pourquoi nous sommes intéressés à étudier ce type de machine.

Nous avons repris une structure 6/4 MRV existante, et nous avons effectué une étude paramétrique du couple maximale. Les paramètres pris en considération sont les ouverture et hauteurs des pôles statorique et rotoriques.

Nous avons constaté que la hauteur a une influence très conséquente sur la valeur du couple maximal au contraire des saillance statorique ou la variation de la hauteur a une influence faible.

Les ouvertures des pôles ont une influence interdépendante sur la valeur de couple.

Une fois la structure 6/4 optimisée en ce sens, nous avons modifié la structure en mettant 10 pôles.

Nous avons procédé comme précédemment et optimisé les dimensions de ces pôles.

Nous avons constaté, après comparaison des résultats, que la structure 10/4 présente un couple moyen plus élevé et un taux d'ondulation plus faible que la structure 6/4.

Enfin, nous avons constaté que la MRV est considéré parmi les machine d'avenir à développer et que la MEF et l'un des outils les plus efficaces et les plus généraux de la simulation numérique. Nous avons aussi constaté que la saturation est un phénomène qui intervient dans les performances de la machine.

On peut citer comme perspective que cette étude peut être améliorée en prenant en considération le critère de couple moyen au lieu de couple max.

Bibliographie

- [1] L. BEKHTAOUI, “Etude de l’influence des paramètres géométriques sur le couple d’une machine a reluctance variable,” Mémoire d’ingénieur, promotion 2004, université mouloud mammeri de tizi ouzou.
- [2] L. MEFTAH, “ simulation et commande de la machine asynchrone double étoile pour aerogeneration ”Mémoire de Magister, promotion 2014, Université FERHAT ABBAS-SETIF-1.
- [3] S. Mouellef, “Contribution A L’étude D’une Machine A Reluctance Variable : Conception, Modélisation & Simulation D’une MRVDS 6-4,” Mémoire d’ingénieur, promotion 2008, Université MENTOURI de CONSTANTINE.
- [4] R. REZIKA « Etude d’une machine reluctance à variable linéaire par la méthode des éléments finis ». Mémoire d’ingénieur, promotion 2011, Université MOULOUD MAMMERI, TIZI OUZOU.
- [5] B. Mohamed “ Modélisation des phénomènes électromagnétiques dans une machine à reluctance variable ”, Mémoire d’ingénieur, promotion 2014, Université MOHAMMED KHIDER DE BISKRA.
- [6] G.ABD-ERAZEK, “Contribution à la conception de la machine à réluctance variable en vue de sa commande”, Mémoire d’ingénieur, promotion 2003, Université MOHAMMED KHIDER DE BISKRA.
- [7] N.Ouassila, “Etude et modélisation des paliers planaires,” Mémoire d’ingénieur, promotion 2009, université mentouri de Constantine.
- [8] I.Gourragui, “ Modélisation Numérique , Optimisation et Commande de Machines à Réluctance variable,” Thèse de doctorat, novembre 2006, université de Metz.
- [9] F. REBAHI, “Contribution à L’optimisation des Performances d’une machine à Reluctance Variable,” Mémoire d’ingénieur, promotion 2009, université mentouri de Constantine.
- [10] E.Goncalvès da Silva, “Méthodes et Analyse Numériques. Engineering school,”. Institut Polytechnique de Grenoble, 2007.
- [11] B. Multon., “Historique des machines électriques et plus particulièrement des machines à réluctance variable HAL Id : hal-00674038,” 2012, École Normale Supérieure de Cachan.
- [12] P.Mayé, “Moteurs électriques industriels, ”Edition DUNOD,paris,2005.
- [13] O. Darrigol, “Les équations de maxwell de Maccullagh a Lorentz,”Edition belin,2005.
- [14] Z. FU, X. WANG, C.CAO, M.LIU, K. WANG “Reseach on Electromagnetic Force Distribution and Vibration Performance of a Novel 10/4 Switched Reluctance Motor”. IOP Conf.series2017, p09-17.