

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

Université MENTOURI de CONSTANTINE

Faculté des Sciences de l'Ingénieur

Département d'Electrotechnique

N^o d'ordre :

Série :

Mémoire

*Présenté en vue de l'obtention du diplôme de magister
en Electrotechnique*

Option : Commande et modélisation des machines électriques.

Par

Fares REBAHI

◇

*Contribution A L'Optimisation Des Performances
D'une Machine A Reluctance Variable*

◇

Soutenu le 03/05/ 2009

Devant le jury:

Président : **A. BOUZID**

Prof. à l'Université de Constantine

Rapporteur : **Dr. Amar BENTOUNSI**

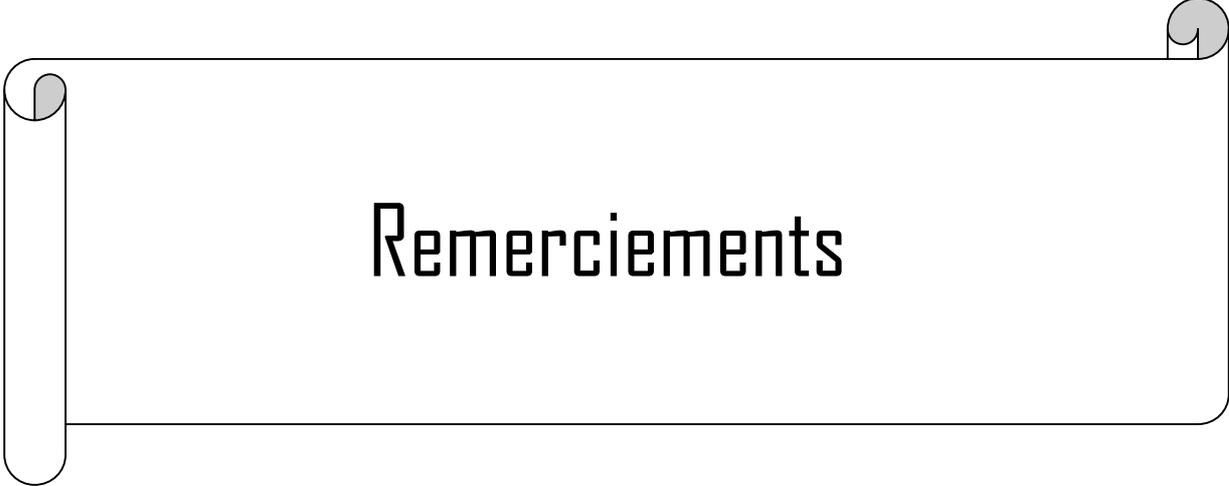
M.C. à l'Université de Constantine

Examineur 1 : **H. BENALLA**

Prof. à l'Université de Constantine

Examineur 2 : **R. MEHASNI**

M.C. à l'Université de Constantine



Remerciements

Je tiens tout d'abord à remercier mon encadreur Le Dr. Amar BENTOUNSI, M.C. au Département D'Electrotechnique de l'Université Mentouri de Constantine, pour le sujet d'actualité qu'il m'a proposé, ses conseils et sa disponibilité tout au long de mon travail.

Comme je tiens à exprimer ma gratitude envers Le Dr. Rachid SAOU M.C au Dept. D'Electrotechnique de l'Université Abdrahmane Mira de Béjaia pour son aide durant la mise en œuvre du logiciel FEMM.

Je remercierai également tous les membres de mon jury de soutenance pour leur intérêt envers ma thématique et leur contribution pour enrichir ce travail, à savoir MM. A. Bouzid (Président), H. Benalla et R. Mehasni (examineur).

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



SOMMAIRE

<i>Introduction Générale</i>	1
------------------------------	---

Chapitre 1 : Etude Théorique des MRV

<i>Introduction 1</i>	6
1.1. Principe MRV élémentaire	7
1.2. Equations électriques – Energie - Coénergie	8
1.3. Couple électromagnétique	9
1.4. Paramètres d'influence des performances	11
<i>Conclusion 1</i>	17
<i>Références 1</i>	18

Chapitre 2 : Approche Numérique par Eléments Finis

<i>Introduction 2</i>	20
2.1. Equations du système étudié	21
2.2. Calcul des différentes grandeurs	22
2.3. Présentation du logiciel FEMM	24
2.4. Mise en œuvre de FEMM	26
2.5. Caractéristiques électromagnétiques	34
2.6. Influence des paramètres géométriques – Optimisation par FEMM	37
<i>Conclusion 2</i>	58
<i>Références 2</i>	59

Chapitre 3 : Approche Analytique par CME

<i>Introduction 3</i>	61
3.1. Calcul analytique des lignes équiflux	62
3.2. Calcul de l'inductance de conjonction	62
3.3. Calcul de l'inductance d'opposition	64
3.4. Dimensionnement du bobinage statorique	66
3.5. Calcul du couple moyen	68
3.6. Validation des résultats de simulations	68
3.7. Influence de paramètres géométriques sur les performances	69
3.8. Optimisation de la géométrie sous Matlab	72
<i>Conclusion 3</i>	77
<i>Références 3</i>	78
<i>Conclusion Générale</i>	79
<i>Annexes</i>	



Introduction Générale

INTRODUCTION GENERALE

Le principe des machines à réluctance variable ou MRV, basé sur des variations de réluctance (ou d'inductance vue du bobinage statorique) dues à une anisotropie géométrique (double saillance) ou magnétique (rotor feuilleté laminé longitudinalement) lors du déplacement relatif stator-rotor, similaire à celui d'un électroaimant, a été mis en oeuvre depuis un peu plus d'un siècle pour l'horlogerie, pour produire des courants de fréquence élevée (radioélectricité, fours à induction), pour réaliser des actionneurs (moteurs pas à pas) et autres relais électromagnétiques. Il s'agit en fait de la plus ancienne méthode de conversion électromécanique d'énergie.

Après une période de relative stagnation par rapport aux autres machines, il y eut un regain d'intérêt pour les MRV, bénéficiant des développements théoriques [1,2] et autres progrès réalisés dans les matériaux et l'électronique.

Depuis les années 60, elles ont connu de nouveaux développements [3,4], d'une part comme machines lentes à couple élevé, d'autre part comme dispositifs d'entraînement à vitesse élevée. D'où de multiples applications dans l'électroménager, la traction électrique, les machines outils, le textile, la construction navale, l'aéronautique, le spatial ou la conversion d'énergie éolienne [5-8] ; d'où notre intérêt pour ce type de machine « non conventionnelle »!

La prédétermination du comportement d'un système électromagnétique à partir des données de sa géométrie et des propriétés physiques de ses matériaux, connecté de surcroît à des sources externes, a toujours été un problème difficile à résoudre vu l'interaction de phénomènes électromagnétiques, thermiques, mécaniques,... : on parle alors de problème *multi-physique*.

Le problème est souvent traité analytiquement à partir de schémas équivalents plus ou moins élaborés. Quoique faciles à mettre en oeuvre, ces schémas sont peu précis du fait de la prise en compte très approximative de phénomènes tels la saturation et l'anisotropie des circuits magnétiques, la répartition des courants de Foucault induits ...

Mais de tels modèles se révèlent aujourd'hui insuffisants pour l'étude des machines associées à des convertisseurs de fréquence ou de certains régimes transitoires. Une détermination précise de grandeurs telles que couple, pertes ou énergie nécessite la résolution des équations du champ à l'intérieur de la machine. La solution numérique est à priori séduisante pour résoudre des problèmes à géométrie complexe et utilisant des matériaux à caractéristiques non linéaires. Cependant, vouloir traiter avec rigueur le problème dans toute sa complexité, serait

illusoire et souvent inutile ! Car, d'une part, le temps de calcul serait pénalisant et, d'autre part, le résultat ne pourrait jamais être aussi précis.

Pour ces raisons et d'autres, diverses approches plus réalistes et plus « *physiques* » ont été mises en œuvre pour simplifier le problème et surtout tirer profit de l'apport de la puissance des calculateurs et des méthodes numériques. Grosso modo, deux philosophies s'en dégagent :

1. la première, s'appuyant sur des *schémas équivalents* classiques de la machine, consiste à calculer leurs éléments à partir des nouvelles possibilités offertes par le calcul de champ (par exemple, prise en compte de la saturation et des courants de Foucault) mais en limitant ces calculs au strict nécessaire ; elle présente l'avantage d'être relativement peu pénalisante en temps calcul et de permettre un passage en douceur de la culture « *schémas équivalents* » à la culture « *éléments finis* », tout en restant fidèle à l'approche physique des phénomènes ;
2. la deuxième philosophie se tourne résolument vers la *modélisation numérique* de la machine, en éliminant autant que possible toute référence à la notion de schéma équivalent ; plus rigoureuse sur le plan de la résolution mathématique, cette méthode présente l'inconvénient de s'éloigner quelque peu de la physique des phénomènes.

C'est pourquoi, nous avons opté pour une *approche analytico-numérique* que nous allons exposer dans les *chapitres 2 et 3*. Quant au *chapitre 1*, nous l'avons consacré à un bref rappel des fondements théoriques régissant le fonctionnement de la MRV élémentaire ; nous examinerons aussi l'influence de divers paramètres géométriques sur les caractéristiques d'une MRVDS 6/4 que nous avons préalablement prédimensionnée afin de préparer le terrain à l'optimisation de la géométrie qui fera l'objet des 2 chapitres suivants.



Références

- [1] A. Mailfert, F.M. Sargos, "*Machines à Réluctance Variable : Principes des MRV - Machines à Commutation*", Techniques de l'Ingénieur, D 3680.
- [2] P.J. Lawrenson, "*Theory and Performance of Polyphase Reluctance Machines*", proc. IEE, Vol.111, August 1964, pp. 1435-1445.
- [3] C. Rioux, "*Théorie générale comparative des machines électriques établie à partir des équations du champ électromagnétique*", RGE, Mai 1970, t.79, N°5, pp.415-421.
- [4] C. Rioux, "*Aspects préliminaires de la théorie des machines électriques comportant des matériaux ferromagnétiques*", Rev. Phys. Appl. 15, Octobre 1980, pp.1505-1515.
- [5] B. Multon et al., "*Possibilités du MRVDS pour la motorisation de véhicules électriques*", C-VELEC'95, Grenoble, 1-2 Février 1995.
- [6] T. L. Angle et al., "*A New Unique HP Pump System*", Proc. of the twenty-second int. pump users symposium, 2005.
- [7] H. Kuß et al., "*Design of a high SRM for spindle drive*", 5th Int. Conf. – Workshop - CPE, 2007.
- [8] D.A. Torrey, "*Switched Reluctance Generators*", IEEE Trans. On I.E., Vol. 49, N° 1, February 2002
-



Chapitre 1

ETUDE THÉORIQUE

DES M.R.V.

CHAPITRE 1 : ETUDE THEORIQUE MRV

INTRODUCTION 1

Il existe une grande variété de topologies de MRV [1], notamment :

- MRV *pures* (non excitées par aimants) caractérisées par un couple massique élevé et une grande simplicité de construction d'où un faible coût et une bonne robustesse ; ces atouts lui ont permis de multiples applications ;
- MRV *Vernier* de structures identiques aux MRV *pures* sauf qu'elles sont alimentées en courant alternatif sinusoïdal et non en créneaux ; on distingue les topologies « à grand nombre de dents » ou « à grosses dents » ;
- MRV *hybrides* dont la particularité par rapport aux autres MRV réside dans l'intégration d'aimants permanents afin d'améliorer leurs performances.

Il semblerait que les premières structures de MRV à double saillance (*MRVDS*) telles que nous les connaissons aujourd'hui remontent vers 1920. C'est vers 1930 qu'apparurent les premiers moteurs synchrones à réluctance variable. En 1960, des équipes anglaises s'intéressèrent à ces moteurs, plus particulièrement au MRVDS autocommuté plus connu sous l'appellation "*Switched Reluctance Motor*". Alors qu'en France apparaissait, avec les frères Jarret, un nouvel engouement pour les MRV type Vernier, à grand nombre de dents et fort couple massique, bien adaptés aux entraînements directs à basse vitesse

Par ailleurs, la robustesse des MRVDS *pures* à rotor « passif » (sans bobinage ni aimant) leur permet d'atteindre des vitesses élevées. Ainsi, de multiples applications des MRVDS sont envisagées dans l'électroménager, la traction électrique, les machines outils, le textile, la construction navale, l'aéronautique, le spatial ou la conversion d'énergie éolienne.

Nous nous sommes intéressés à cette dernière structure, plus particulièrement à une famille proche des machines Vernier, celle dite "*à grosses dents*" dans laquelle chaque pôle statorique constitue lui-même la dent. Leurs performances sont très intéressantes en comparaison avec celles des machines plus conventionnelles.

Après une présentation des bases théoriques régissant leur fonctionnement, nous aborderons dans ce chapitre l'aspect conception par le pré-dimensionnement d'une MRVDS 6/4 puis examinerons l'influence de divers paramètres sur ses performances.

1.1. PRINCIPE MRV ELEMENTAIRE [2]

Parmi les multiples topologies de MRV que nous venons de présenter, nous nous sommes particulièrement intéressé à la MRV à Double Saillance *pure* qui est constituée d'un stator à enroulement concentrique où les phases sont généralement découplées et d'un rotor « passif » (sans bobinage ni aimant).

La structure monophasée ($q=1$) à $N_s=2$ dents statoriques et $N_r=2$ dents rotoriques représentée (fig.1) permet de comprendre le principe de fonctionnement, similaire à celui d'un électroaimant, basé sur la règle de « *réductance minimale* » ou de « *flux maximum* » vers lequel est entraîné le rotor lorsque le stator est alimenté: on l'appelle aussi *machine à aimantation induite à flux pulsé* ou à *commutation* (*Switch Reluctance Machine*).

Il existe 2 positions extrêmes caractéristiques permettant de délimiter l'énergie pouvant être extraite de la MRV, dites de :

- *conjonction (aligned)* : de réductance minimale ou inductance maximale (L_M ou L_a) où les dents stator de la phase alimentée sont alignées avec les dents rotor (fig.1a);
- *opposition (unaligned)* : de réductance maximale ou inductance minimale (L_m ou L_u) où les dents stator de la phase alimentée sont face aux encoches rotor (fig.1b).

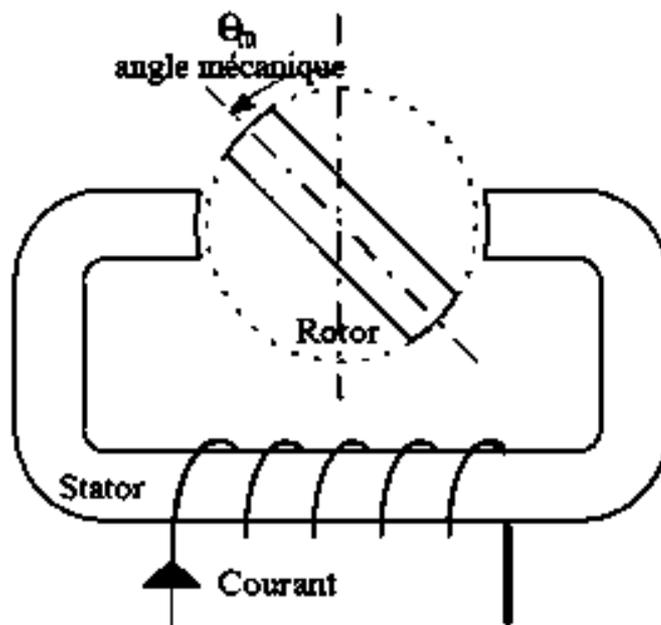
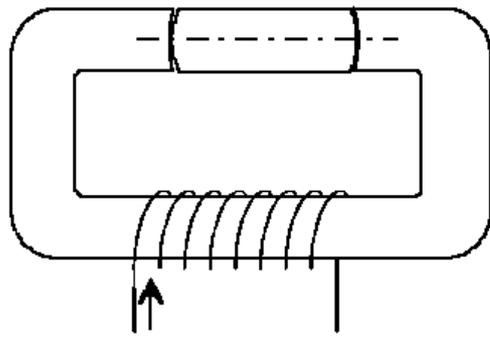
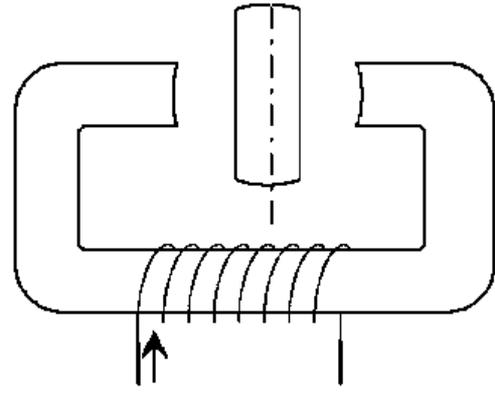


Fig.1 : Structure MRV élémentaire.



position de conjonction

Fig. 1 (a)



position d'opposition

Fig. 1 (b)

1.2. EQUATIONS ELECTRIQUES – ENERGIE - COENERGIE

L'équation électrique par phase statorique est :

$$u = Ri + \frac{dy}{dt} \quad (1)$$

le flux totalisé y étant fonction de la position relative des dents (θ) et du courant (i) :

$$u = Ri + \frac{\partial y}{\partial i} \cdot \frac{\partial i}{\partial t} + \frac{\partial y}{\partial qm} \cdot \frac{\partial qm}{\partial t} \quad (2)$$

où le terme $\partial y / \partial i$ représente l'inductance dynamique $L(\theta, i)$ et le terme $(\partial y / \partial \theta m) \cdot (\partial \theta m / \partial t)$ la fcem, proportionnelle à la vitesse $\Omega = \partial \theta m / \partial t$.

En multipliant les deux membres de l'équation (1) par idt , nous aurons les énergies pour un système monophasé :

$$dW_e = dW_j + i \cdot dy \quad (3)$$

En vertu du principe de conservation d'énergie :

$$dW_e = dW_{em} + dW_m \quad (4)$$

faisant intervenir les variations d'énergie nettes (pertes incluses) :

$$dW_e = \text{électrique} ; dW_{em} = \text{magnétique} ; dW_m = \text{mécanique}$$

Des relations (3) et (4), on déduit :

$$dW_{em} = (i \cdot dy - dW_m) \quad (5)$$

L'énergie étant une fonction d'état de différentielle totale:

$$dW_{em}(y, q) = (\partial W_{em} / \partial y) \cdot dy + (\partial W_{em} / \partial qm) \cdot dqm \quad (6)$$

En identifiant (5) et (6), l'expression du couple sera :

$$C_e = - \partial W_{em} / \partial qm \Big|_{i=cst} \quad (7)$$

De manière analogue, le concept de coénergie (fig.2) magnétique $W_{em}^*(i, \theta)$ donnerait :

$$(W_{em} + W_{em}^*) = i \cdot y \cdot P \cdot C_e = + \int W_{em}^* / \int qm \dot{y} =_{cst} \quad (8)$$

$$D'où \text{ le couple, en régime } \textit{linéaire} : C_e = (i^2/2) \cdot (dL/dqm) = Nr(i^2/2) \cdot (dL/dq) \quad (9)$$

Sachant la relation entre angles électrique q et mécanique qm : $q = Nr \cdot qm$

On montre également que le couple moyen est proportionnel à l'énergie convertie par cycle W qui est égale à la surface du cycle (fig.3) décrit dans le plan flux (At) : $\langle C \rangle = q \cdot Nr \cdot W/2$

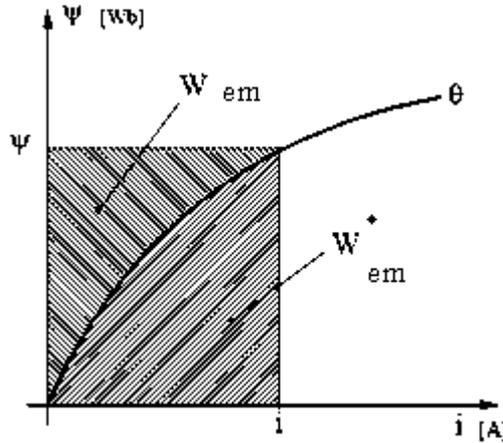


Fig. 2 : Relation entre énergie et coénergie.

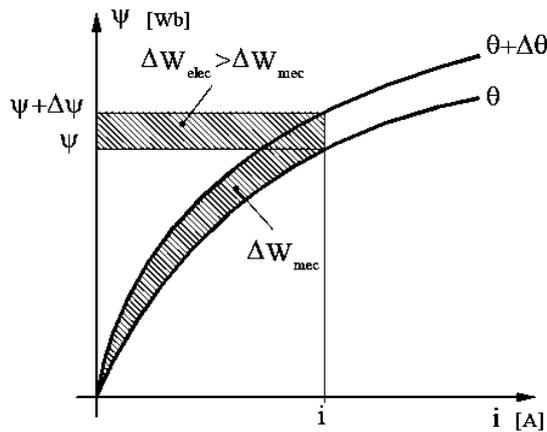


Fig. 3 : Variation de l'énergie magnétique suite à un déplacement angulaire $\Delta\theta$.

Le choix de l'énergie ($W_{em} = \int HdB$) ou de la coénergie ($W_{em}^* = \int B dH$) dépend de la description initiale du système et du résultat désiré ; dans beaucoup de cas, le courant étant plus accessible que le flux, on choisit dès lors la coénergie.

1.3. COUPLE ELECTROMAGNETIQUE

En vertu du principe de conversion électromécanique d'énergie [3,4], la création de couple est due à une variation d'énergie mécanique (ΔW_{mec}) résultant d'une variation d'énergie magnétique représentée par l'aire (fig. 3) comprise entre les 2 courbes $\psi(i, \theta)$ et $\psi(i, \theta + \Delta\theta)$.

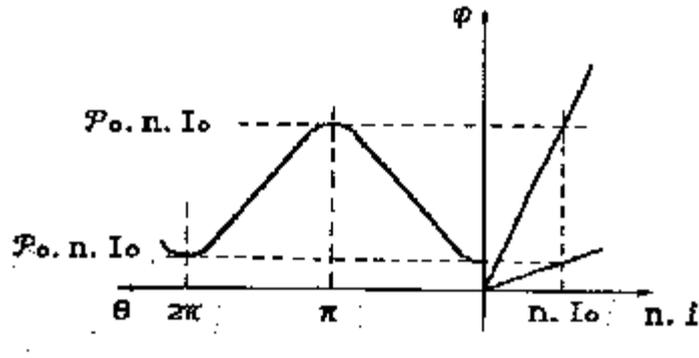


Fig. 4a Modèle magnétique linéaire.

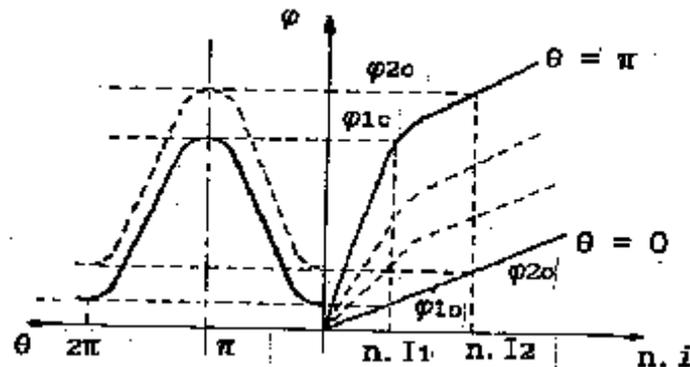


Fig. 4b Modèle magnétique saturé.

Pour simplifier l'étude analytique, nous supposons une MRV monophasée :

- travaillant en régime *linéaire* (fig. 4a) et non en saturé (fig. 4b)
- où le développement en séries de Fourier de l'inductance est limité au fondamental :

$$L(q) = L_0 + L_1 \cdot \cos(N_r \cdot qm) \quad (10)$$

Dans ces conditions, l'expression du couple (9a) deviendra :

$$C = (i^2/2) \cdot (dL/dqm) = (i^2/2) \cdot [-L_1 \cdot N_r \cdot \sin(N_r \cdot qm)] \quad (11)$$

En alimentation idéale en courant (fig. 5), le couple est donc proportionnel à :

- ✓ carré du courant (i^2) donc indépendant de son signe
- ✓ écart entre inductances extrêmes $L_1 = (L_c - L_o)/2$
- ✓ nombre de dents rotoriques (N_r); mais augmenter N_r diminuerait l'effet de réluctance !

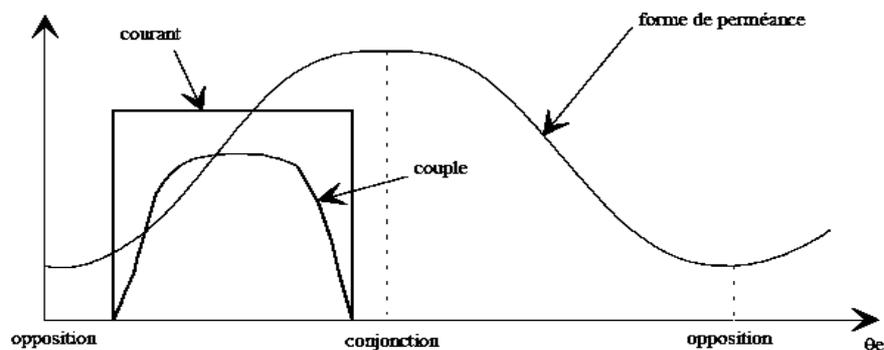


Fig. 5 Caractéristiques de la MRV en fonction de la position.

1.4. PARAMETRES D'INFLUENCE DES PERFORMANCES [5,6]

Les performances d'une structure de MRV donnée sont conditionnées par divers paramètres tels que :

- dimensions et nature des circuits magnétiques
- nombre de dents (N_s ; N_r) et leur géométrie
- nature du bobinage
- mode d'alimentation, de refroidissement, ... etc ...

Pour simplifier l'étude, nous n'envisagerons pas ici l'influence du mode d'alimentation (convertisseur statique et commande) en ne considérant que le cas idéal d'une alimentation en créneaux de courant.

Nous n'allons ainsi présenter qu'une simple analyse paramétrique basée sur l'influence des principales dimensions géométriques (diamètre, D , longueur axiale, L , entrefer, e , épaisseur de culasse, E_c) ainsi que les angles des dentures (β_s , β_r) d'une MRV à Double Saillance à « grosses dents » en vue d'optimiser ses performances dans les chapitres 2 et 3.

1.4.1. Pré-dimensionnement

(a) Pour démarrer le processus de calcul des dimensions de l'enveloppe de la MRV, on utilise usuellement l'expression du couple déduite de la puissance développée par une machine conventionnelle similaire, soit :

$$T = 2(pD^2L/4)s \quad (12)$$

où:

- D = diameter d'alésage
- L = longueur axiale utile
- s = pression tangentielle = $F_t/\pi.D.L = B_e.A_L$
- B_e = induction d'entrefer moyenne/pôle
- $A_L = 2N_t i/\pi D$ = densité linéique de courant $\in [200; 3000]$ A/m
- N_t = nombre de spires/phase statorique
- i = courant

Usuellement :

$$s \hat{I} [1; 10^5] N/m^2 \text{ selon la gamme de puissance et le mode de refroidissement}$$

Les valeurs typiques de s sont les suivantes :

- pour les petits moteurs : $0,7 < s < 3,5 \cdot 10^{-3}$ kPa
- pour les moteurs intégral-hp : $3,5 < s < 13,8$ kPa ;
- pour les servomoteurs à rendement élevé : $6,9 < s < 20,7$ kPa,
- pour les machines aérospatiales : $13,8 < s < 34,5$ kPa ;
- pour les grandes machines refroidies : $68,9 < s < 103,4$ kPa.

De (12), on déduit :

$$D^2 L = 2T/ps \quad (13)$$

(b) Pour déterminer séparément D et L , on choisit le ratio :

$$k_L = L/D \quad (14)$$

selon le type d'application et les contraintes d'encombrement :

- pour les non-servo. applic. : $0.25 \hat{a} k_L \hat{a} 0.70$
- pour les servo. applic : $1 \hat{a} k_L \hat{a} 3$

D'où :

$$D = (2T/(ps k_L))^{1/3} \quad (15)$$

(c) Le diamètre statorique externe, Do , est fonction du diamètre d'alésage, D , selon le ratio:

$$k_d = D/Do \quad (16)$$

dont la valeur typique est : $k_d = 0.5$

- si $k_d \hat{a} 0.5$: il y aurait saturation des pôles suite à une diminution de leur section
- si $k_d \hat{a} 0.5$: il y aurait diminution de l'ouverture d'encoche d'où difficulté à bobiner

(d) Quant au diamètre de l'axe de rotation, D_{sh} , on le choisit souvent égal à celui d'une machine synchrone de même puissance.

(e) Concernant l'épaisseur d'entrefer, e , on essaie de l'optimiser en fonction des contraintes mécaniques, sachant que le couple développé lui est inversement proportionnel.

En effet, le couple non nul durant bs (angle dent stator), vaut en régime **linéaire** :

$$T = (i^2/2) * (dL/dq) = (i^2/2) * (La - Lu) / bs = (i^2/2) * (1 - Lu/La) (La/bs) \quad (17a)$$

Sachant que le ratio des inductances d'opposition, Lu , et de conjonction, La , varie dans les limites [5] : $0.07 \hat{a} (Lu/La) \hat{a} 0.18$

On en déduit :

$$T = k * (i^2/2) * (La/bs) \quad (17b)$$

Or, l'inductance de conjonction peut être approximée par : $La = Nt^2 (m_0 DLbs/4e)$

D'où, l'expression du couple recherchée :

$$T = (km_0/8) * (Nr^2 DL) * i^2 / e \quad (17c)$$

qui montre bien qu'une diminution d'entrefer entraînerait une augmentation du couple.

Mais, dans ce cas, il serait difficile de maintenir le courant à sa valeur en position de conjonction vu l'augmentation de l'inductance correspondante. Il faudrait alors jouer sur les autres paramètres dimensionnels !

(f) Pour ce qui est des épaisseurs de culasses stator, s_y , et rotor, r_y , elles doivent être choisies de sorte à laisser passer la moitié du flux dans les dents avec une moindre chute de potentiel magnétique. On choisit usuellement le ratio :

$$kc = (\text{épaisseur culasse/demi-largeur dent})^3 \quad (18)$$

(g) Enfin, le choix des différents diamètres, longueur, épaisseurs d'entrefer et de culasses précédents va permettre de déterminer les hauteurs de dentures h_s et h_r selon la procédure programmée sous *Matlab* ci-joint annexée.

1.4.2. Influence du nombre de dents (N_s ; N_r) ?

Pour éviter des positions de non-démarrage, il faudrait remplir la condition [7] :

$$PPCM (N_s ; N_r) \nmid N_s \text{ et } N_r \quad (19)$$

qui traduit le fait que les nombres de dents N_s et N_r ne sont pas multiples entre-eux.

Par ailleurs, la symétrie des sources de $(2pq/N_s)$, nécessitant une symétrie rotorique multiple de $(2pq/N_s)$ afin de maintenir une symétrie de perméances autour des positions de conjonction et d'opposition, conduirait à la 2^e condition:

$$PPCM (N_s ; N_r) = qN_r \quad (20)$$

Il existe donc de multiples combinaisons (N_s/N_r), les plus courantes étant :

- $q = 3$ phases : 6/4 ; 6/8 ; 12/8 ; ...
- $q = 4$ phases : 8/6 ; 8/10 ; ...

Un nombre de phases q élevé serait pénalisant au niveau du convertisseur d'alimentation, mais il pourrait aussi réduire l'ondulation du couple ; nous avons finalement choisi : $q = 3$.

Par ailleurs, un nombre élevé de dents rotoriques, N_r , conduirait à une augmentation des pertes fer puisque la fréquence d'alimentation est liée à la vitesse angulaire de rotation par :

$$f = N_r * (W/2p) \quad (21)$$

C'est ainsi que nous avons finalement choisi pour notre présente étude une **MRVDS 6/4** (fig.6) dont nous allons optimiser les paramètres géométriques selon 2 approches : **(i) numérique** par éléments finis (*chap.2*) ; **(ii) analytique** par schéma de réductances équivalent (*chap.3*).

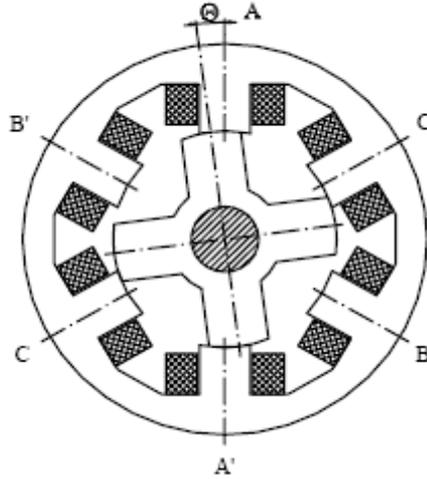


Fig. 6 MRVDS 6/4

1.4.3. Influence des angles dentaires (bs ; br) [8-10]

Le choix des angles des dents (bs ; br) se fera moyennant les 3 conditions suivantes (fig. 7) :

➤ Condition (1) : $bs \neq br$ (22)

Pour des raisons de place bobinable, nous choisirons le cas correspondant au 1/2 triangle inférieur ABC limité par les 3 droites AB ($\beta_s = \beta_r$), BC ($\beta_s + \beta_r = \alpha_r$) et CA ($\beta_{sm} = 2\pi/qNr$).

➤ Condition (2) : $bs \approx bs_m = 2p/qNr$ (23)

Choix de bs ? correspondant à la durée de production de couple non nul :

§ $\Psi_{Max} \approx y_{conj} = L_c \cdot i \gg [n^2(m_0 R l b_s / e)] \cdot [j h_s (a_s - b_s)]$
 $dy/db_s = 0 \Rightarrow b_s = a_s / 2 = p / 2q$

§ pour assurer la continuité du couple sur 1 période à q phases, la condition est :
 $b_{sm} = 2p/qNr$

§ pour augmenter le couple de décollage, minimiser le couple pulsant d'où $bs \approx bs_m$

➤ Condition (3) : $(bs + br) < ar = 2p/Nr$ (24)

Choix de br ? à bs imposé (considérations de couple pulsatoire) :

$(br)_m = bs_m \neq br \neq (br)_M = (ar - bs_m)$ (25)

§ br élevé $\Rightarrow (q)_{conjonction} = tc$ élevé (sommet C) : démagnétisation aisée et couple lissé si choix judicieux du courant d'alimentation ;

§ br faible $\Rightarrow (q)_{opposition} = to$ élevé (sommet A) : augmentation de P_{Max} mais couple instantané ondulé.

Enfin, il est intéressant de noter que l'inertie J diminue avec br .

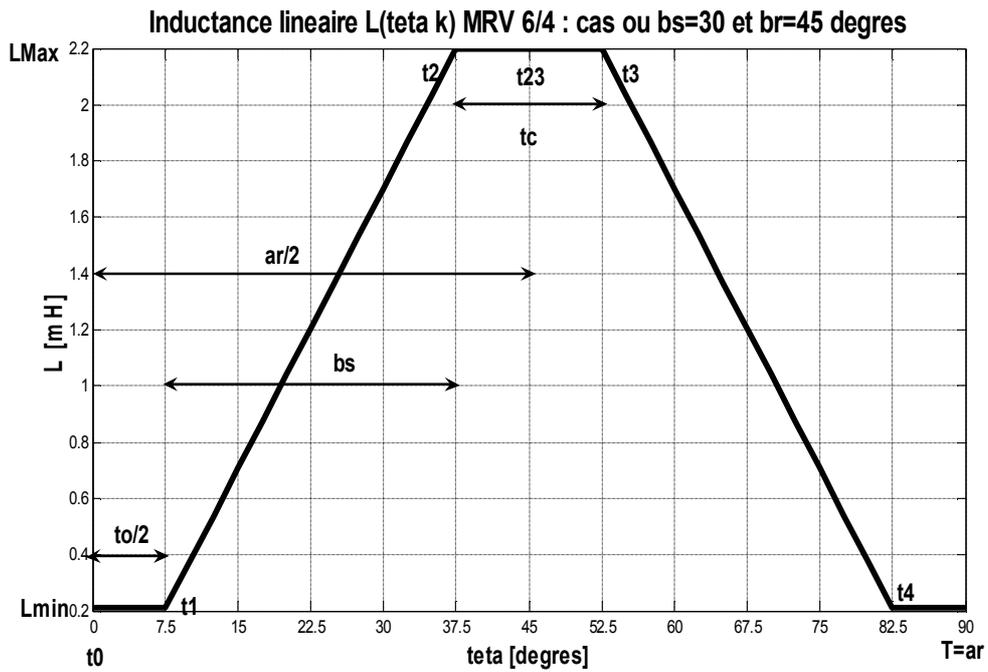


Fig. 7 Evolution de l'inductance avec la position θ en régime linéaire.

La figure 8 ci-dessous décrit les principales séquences liées à l'évolution de l'inductance L avec les positions relatives t des dents stator (S)-rotor (R) au cours d'une période $T=2p/Nr$.

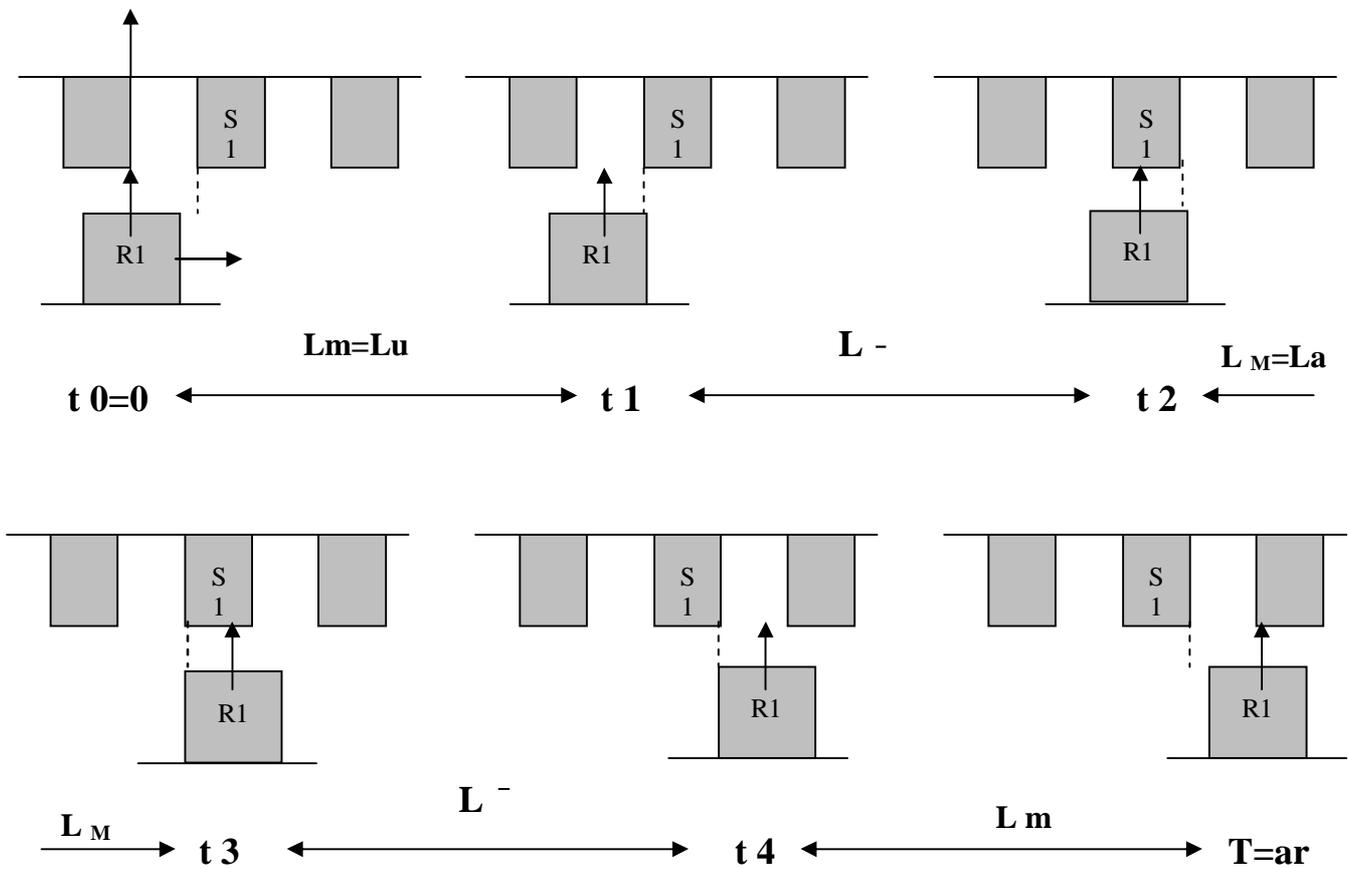


Fig. 8 Evolution de l'inductance avec la position relative des dents.

Le triangle de faisabilité *CAD* (fig. 9) est constitué de deux parties ayant des comportements magnétiques symétriques, selon que les dents statoriques sont plus larges que les dents rotoriques (*ABD*) ou l'inverse (*ABC*). Pour diverses raisons de technologie et de performance, on travaille toujours à l'intérieur du triangle (*ABC*) correspondant à $bs \leq br$.

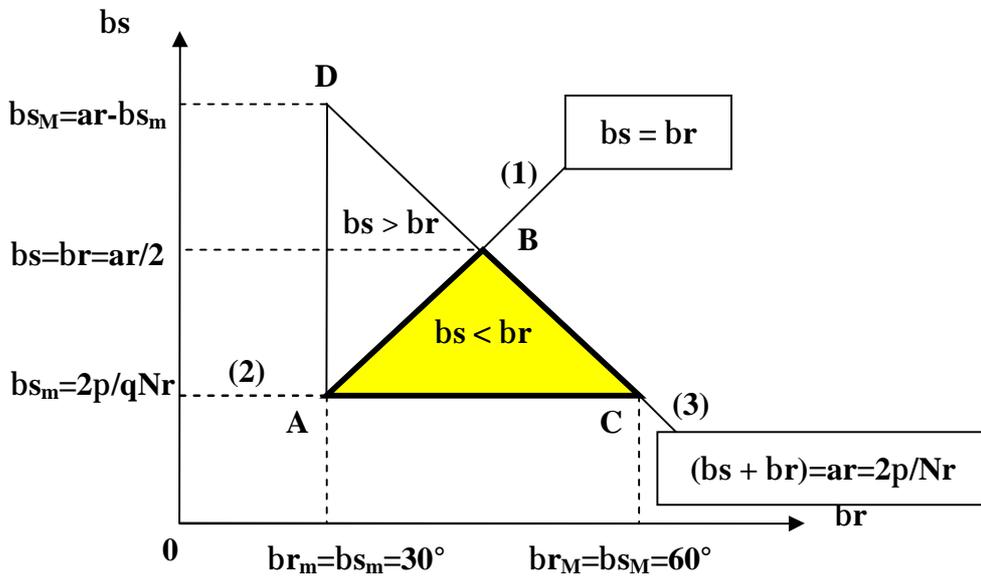
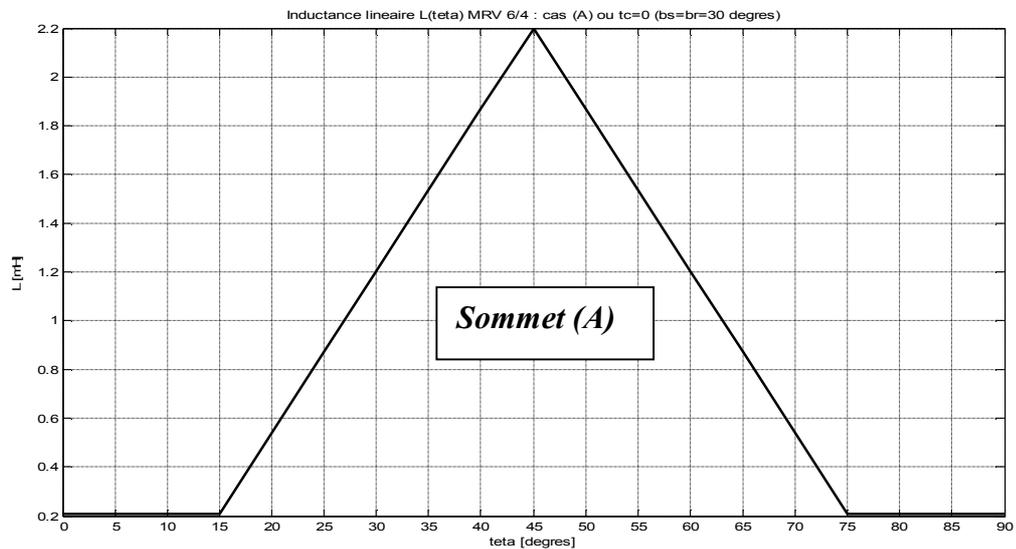


Fig. 9 Triangle de faisabilité.



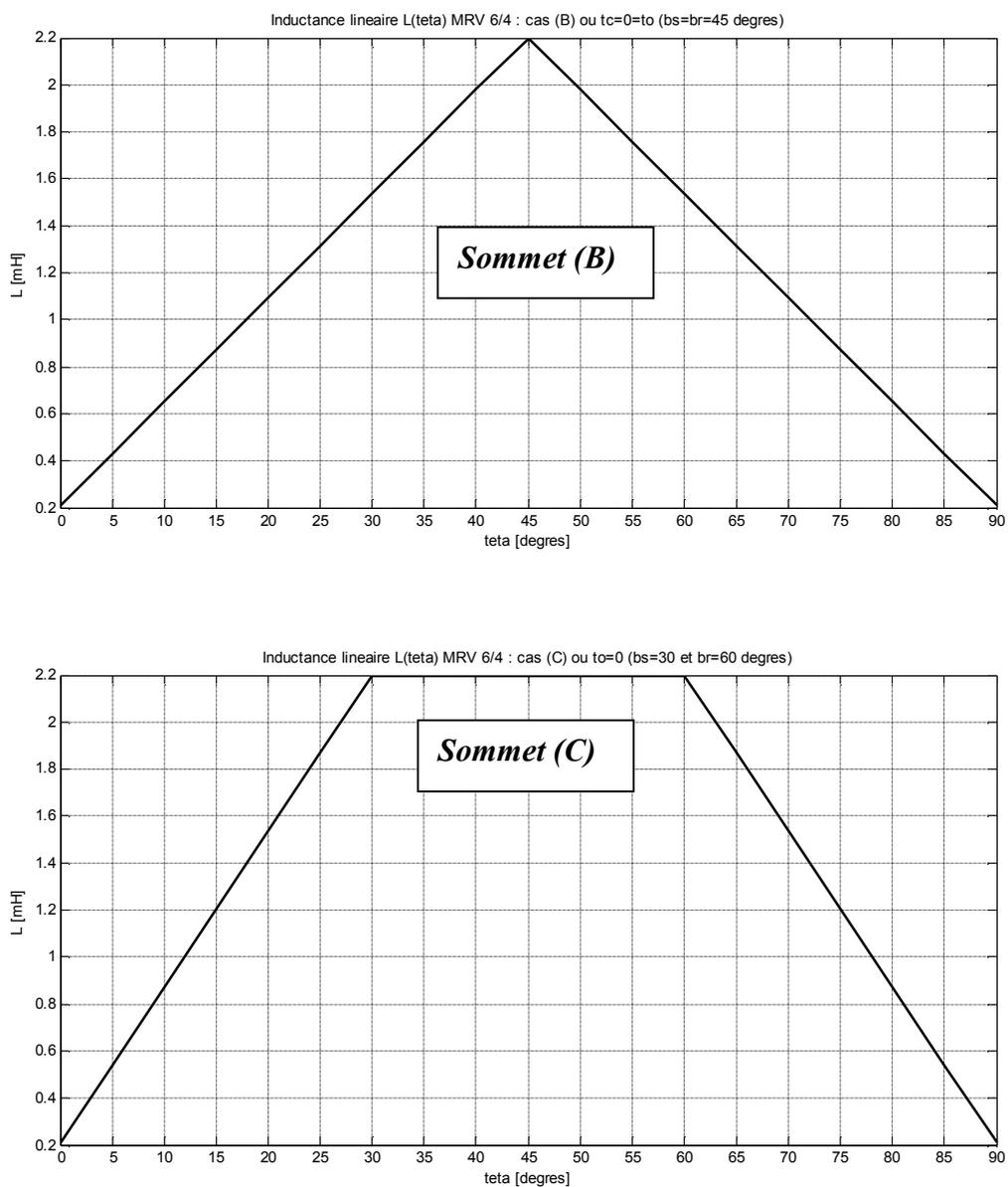


Fig. 10 Inductances idéalisées relatives aux 3 sommets (A, B, C) du triangle de faisabilité.

Conclusion 1 :

Ce premier chapitre nous a surtout permis de préparer le terrain aux chapitres suivants consacrés à l'aspect optimisation en pré-dimensionnant analytiquement un prototype de MRVDS 6/4, d'une part, puis en examinant de manière purement théorique, moyennant les résultats d'équipes de recherches dans le domaine, l'influence de divers paramètres géométriques sur ses performances, d'autre part.

Références 1

- [1] B. Multon, "Historique des machines ... MRV", Revue 3EI, n°3, Juin 95, pp.3-8
 - [2] A. Mailfert, F.M. Sargos, "M.R.V.", Techn. Ing. [D3680]
 - [3] M. Correvo, "*Conversion Electromécanique*", CD\SEM\Cours\Chap.2, HEIG-VD, HES-SO, Suisse.
 - [4] Y. Deshayes, J.C. Gianduzzo et F. Cazaurang, "*Energie Magnétique et Conversion Electromécanique*", chap.7 LST3EEA-PEA 503, Université Bordeaux 1.
 - [5] R. Krishnan, "*SRM Drives : Modeling, Simulation, Analysis, Design & Applications*", Industrial Electronics Series.
 - [6] B. Multon, "*Principe et éléments de dimensionnement des MRVDS autopilotées*", Journées Electrotechnique Club EEA, Belfort, 25-26 Mars 1993.
 - [7] M. Geoffroy, "Etude de l'influence des paramètres géométriques ...à reluctance variable à double saillance", *Thèse Doctorat*, 27 Janvier 1993, Univ. Paris-Sud, France.
 - [8] P.J. Lawrenson et al., "Variable-Speed SRM", *Proc. IEE*, vol.127, Pt.B, No 4, July 1980, pp. 253-265.
 - [9] B. Multon et al., "Pole Arcs Optimization of Vernier Reluctance Motors Supplied with Square Wave Current", *Electric Machines and Power Systems*, vol.21, No 6, 1993.
 - [10] J.Y. Le Chenadec, "Minimisation de l'ondulation du couple des MRV à double saillance. Influence des caractéristiques de la machine et des limites de l'onduleur", *Thèse Doctorat*, 28 Avril 1993, ENS Cachan, France.
-



Chapitre 2

APPROCHE NUMÉRIQUE

PAR ÉLÉMENTS FINIS

CHAPITRE 2 : APPROCHE NUMERIQUE PAR ELEMENTS FINIS

INTRODUCTION 2

Afin d'étudier l'influence des principaux paramètres géométriques du circuit magnétique sur les caractéristiques électromagnétiques de la machine à réluctance variable, nous avons opté pour la *méthode des éléments finis (MEF)*. Cette approche permet en effet une étude fine des phénomènes électromagnétiques, surtout si on travaille en régime **saturé**.

Dans ce 2^{ème} chapitre, nous avons commencé par établir les équations régissant le fonctionnement de notre système excité par courant constant **J** : dans un premier temps, il s'agira d'un problème type *magnéostatique 2D* où la variable choisie est le potentiel vecteur magnétique **A**. La machine étudiée est une **MRV 6/4** à double saillance [4]. Pour la simulation, nous avons opté pour le logiciel **FEMM** téléchargé gratuitement [2].

Après une période d'initiation à ce logiciel qui utilise le langage **LUA**, nous l'avons mis en œuvre pour modéliser notre prototype de machine et exploiter les différentes caractéristiques flux, couple, ... en fonction des paramètres position **q** et courant **I**.

Après validation de ces résultats préliminaires par rapport à [4], nous avons abordé l'aspect optimisation de la géométrie, notamment mesuré l'influence de paramètres tels que l'épaisseur d'entrefer [5-8], les arcs dentaires statorique et rotorique [8-10] ainsi que l'inclinaison des flancs dentaires statoriques [11][12]. Ces différentes simulations furent ensuite complétées par l'étude de l'influence de l'inclinaison des flancs dentaires rotoriques qui n'a pas encore été abordée par les chercheurs travaillant sur cet axe.

Nous avons enfin cherché à optimiser 2 ratios [13][15] : le premier ratio **Kc** étant le rapport de l'épaisseur de culasse sur la demi-largeur de dent statorique, permettant de mesurer l'effet de la saturation; le deuxième ratio **Kr** étant le rapport du rayon rotorique sur le rayon extérieur.

Tous ces paramètres géométriques ont été étudiés séparément et leur influence respective validée par rapport aux résultats d'autres équipes de recherche [4-15]. Nous avons pu mettre en évidence des valeurs *optimales* que nous allons présenter dans les développements suivants.

2.1. EQUATIONS DU SYSTEME ETUDIE

A partir des équations de Maxwell régissant les phénomènes électromagnétiques, dans le cadre de l'approximation des régimes *quasi-stationnaires* (faibles fréquences) :

$$\text{- de couplage :} \quad \nabla \times \mathbf{H} = \mathbf{J} \quad (1)$$

$$\nabla \times \mathbf{E} = - \partial \mathbf{B} / \partial t \quad (2)$$

$$\text{- de conservation :} \quad \nabla \cdot \mathbf{B} = 0 \quad (3)$$

où \mathbf{H} représente le vecteur champ magnétique, \mathbf{B} l'induction magnétique, \mathbf{E} le champ électrique, \mathbf{J} la densité de courant et $\tilde{\nabla}$ (nabla) l'opérateur dérivation ($\partial/\partial x$; $\partial/\partial y$; $\partial/\partial z$).

Le problème à résoudre ici est, dans un premier temps, de type *magnétostatique vectoriel* où le système à modéliser est excité par des courants \mathbf{J} non nuls. En supposant le champ magnétique produit par des sources indépendantes du temps, le terme $(\nabla \cdot \mathbf{B})/\partial t$ sera nul et les champs électriques \mathbf{E} et magnétiques \mathbf{B} seront découplés.

En supposant l'aimantation rémanente B_r négligeable et les matériaux *isotropes* (conductivité σ et perméabilité m sont des *scalaires*), nous pouvons leur associer les 2 propriétés :

$$\text{- caractéristique magnétique :} \quad \mathbf{B} = \mu \mathbf{H} \quad (4)$$

$$\text{- loi d'Ohm locale :} \quad \mathbf{J} = \sigma \mathbf{E} \quad (5)$$

De l'équation (3), nous déduisons l'existence d'un *potentiel vecteur magnétique* \mathbf{A} tel que :

$$\nabla \times \mathbf{A} = \mathbf{B} \quad (6)$$

dont l'unicité est souvent garantie par la *jauge de Coulomb*:

$$\nabla \cdot \mathbf{A} = 0 \quad (7)$$

En combinant toutes ces relations, nous aboutissons à l'équation du potentiel vecteur magnétique \mathbf{A} régissant le fonctionnement du système étudié :

$$\nabla \times \left(\frac{1}{m} \nabla \times \mathbf{A} \right) = \mathbf{J} \quad (8)$$

à laquelle nous ajouterons les propriétés des matériaux et des *conditions aux limites*:

- type *Dirichlet homogène* ($A=0$) : sur les frontières extérieures et les axes de symétrie de révolution ;

- type *Neumann* ($\partial \mathbf{A} / \partial t = 0$) sur les plans de symétrie géométrique et magnétique (lignes de flux orthogonales à ces plans).

En toute rigueur, tout système électromagnétique est tridimensionnel (3D). Mais les dispositifs électrotechniques classiques privilégient généralement une direction particulière des champs ou des courants : une connaissance précise de la grandeur étudiée dans le plan privilégié associée à une approximation dans la direction orthogonale (négliger les effets d'extrémités) conduit à l'étude d'un *système bidimensionnel (2D)*. Dans le cadre de cette formulation *magnétostatique en cartésien-2D* et en supposant le système étudié excité à partir d'une densité de courant \mathbf{J}_z dirigée selon l'axe Oz (il en sera de même pour le potentiel magnétique A_z qui sera un *scalaire*), les équations de Maxwell conduisent finalement à :

$$\nabla^2 A_z(x,y) = -\mu J_z(x,y) \quad (9)$$

Pour ce qui est de la méthode de résolution, nous utiliserons une technique *numérique* type *éléments finis*, basée sur un procédé de *discrétisation* et d'*approximation* qui transforme les équations aux dérivées partielles écrites sous forme *intégrale* en un système d'équations *algébriques*.

En effet, la méthode des éléments finis (*MEF*) s'adapte très bien aux problèmes à caractéristiques non linéaires et aux géométries complexes, avec une excellente précision de résolution mais avec des temps de calcul élevés, contrairement aux méthodes analytiques.

2.2. CALCUL DES DIFFERENTES GRANDEURS [1]

2.2.1. Calcul du flux magnétique

Le flux $j(i,q)$ par phase se calcule à partir du potentiel vecteur A :

$$j = \frac{LN}{S} \left[\iint_S A_+ dS - \iint_S A_- dS \right] \quad (10)$$

où S est la surface de bobine et $(A_+ ; A_-)$ les potentiels dans les conducteurs aller et retour.

2.2.2. Calcul de la co-énergie

A partir de l'intégrale des grandeurs induction B et champ H magnétiques :

$$W_c = \iiint_{\Omega D} \left(\int_0^B B(H) dH \right) dV \quad (11)$$

La co-énergie peut aussi s'exprimer à partir des grandeurs flux j et courant i :

$$W_c = \int_0^{I_j} j_j(i_j, q) di_j \quad (12)$$

2.2.3. Calcul du couple électromagnétique

La méthode de calcul repose sur le tenseur de Maxwell. En effet, le couple peut être obtenu à partir du tenseur de contraintes défini par :

$$dF = NdS \quad (13)$$

où : dF est l'élément de force

N est le tenseur de contraintes

dS un élément de surface orienté par sa normale

Dans le cas spécifique où l'élément considéré est un champ magnétique, le tenseur est appelé tenseur de Maxwell et la force s'exprime par :

$$dF = m_0 \left[\frac{H^2}{2} d\vec{S} - (H \cdot d\vec{S}) H \right] \quad (14)$$

$$F = \int_{s(v)} m_0 \left[\left(\frac{H_t^2 - H_n^2}{2} \right) N - H_n H_t T \right] \quad (15)$$

S est une surface dans le vide (ou l'air) qui entoure l'objet étudié (le rotor dans notre cas).

2.2.4. Calcul de couple moyen

L'expression du couple moyen est la suivante :

$$T_{moy} = \frac{q \cdot N_r}{2p} W_c \quad (16)$$

où : q = nombre de phases

N_r = nombre de dents rotoriques

W_c = co-énergie

La co-énergie se calcule à partir des caractéristiques extrêmes (Fig. 2-1) Flux (téta, NI) ; elle est égale à la surface située entre les courbes de *conjonction* Flux (téta=0°, NI) et d'*opposition* Flux (téta=45°, NI) :

$$\partial W_c = W_{conjonction} - W_{coppotion} = \Delta i \left(j_1 + j_2 + \dots + \frac{1}{2} j_n \right) - \frac{1}{2} j_u \times I_p \quad (17)$$

en intégrant sur n intervalles de courant Di :

$$\Delta i = \frac{I_p}{n} \quad (18)$$

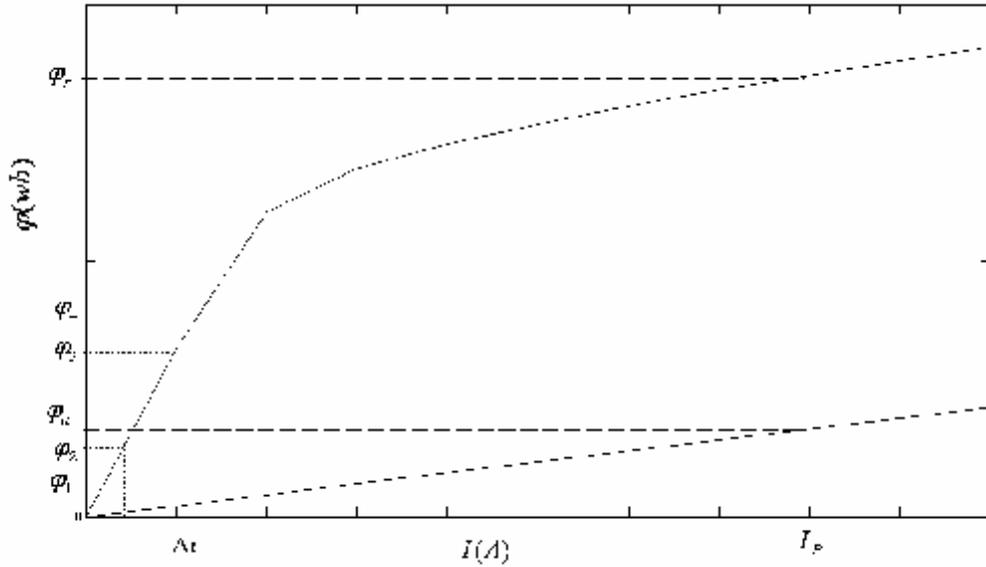


Figure 2 – 1 : Flux (NI) en position de conjonction et d'opposition.

D'où l'on déduit le couple moyen [1] :

$$T_{moy} = \frac{q \cdot N_r}{2p} \left(\Delta i \left(j_1 + j_2 + \dots + \frac{1}{2} j_n \right) - \frac{1}{2} j_u \times I_p \right) \quad (19)$$

2.3. PRESENTATION DU LOGICIEL FEMM

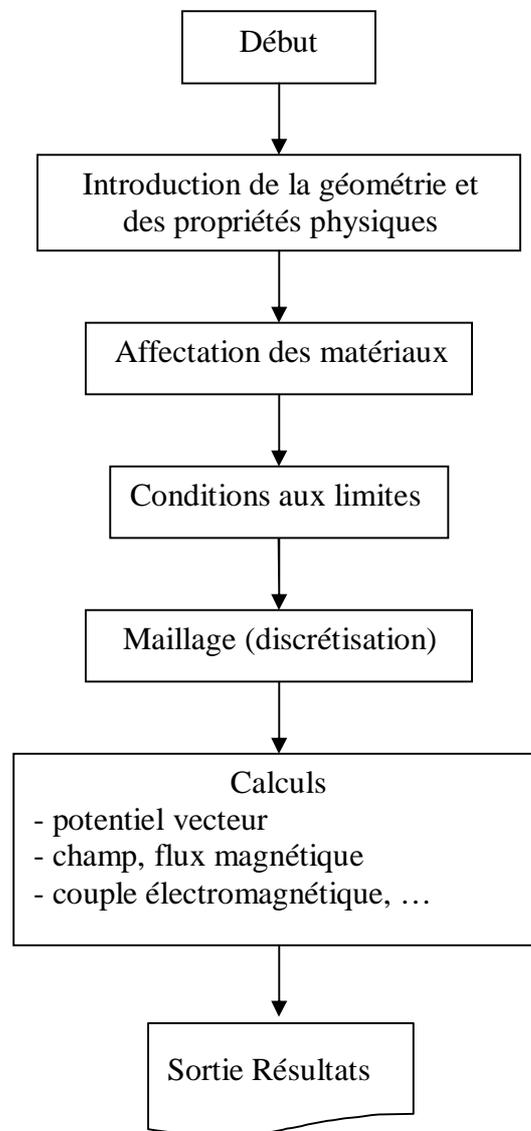
Le logiciel **FEMM** (*Finite Element Method Magnetics*) comporte une suite de programmes permettant de résoudre des problèmes d'électromagnétisme à basse fréquence dans des domaines 2D ou axisymétriques. Ce logiciel, développé par *David Meeker*, est disponible gratuitement sur *Internet* [2].

FEMM se compose de trois programmes :

- **femm.exe** : est un post et pré-processeur contenant une interface graphique qui permet de fixer la géométrie du problème, les propriétés matérielles ainsi que les conditions aux limites. Après l'analyse, la solution est affichée sous forme de contour, densité de flux... 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.
- **triangle.exe** : découpe les régions du problème en éléments *triangles*, ce qui constitue une étape importante de l'analyse par éléments finis.
- **fkern.exe** : est un solveur qui résout les équations aux dérivées partielles pour obtenir les valeurs du champ magnétique dans le domaine étudié.

Le langage *LUA* est également intégré dans les pré et post-processeurs. Il suffit d'écrire un programme ou donner des instructions dans la console *LUA* pour commander les étapes de calculs. Toute modification sur le domaine d'étude, analyses ou exploitations des résultats peut être effectuée de manière *automatique* par un programme en *Lua* sans l'intervention manuelle de l'utilisateur.

Ainsi, la résolution par la méthode des éléments finis de l'équation (9) régissant le fonctionnement de notre système *non linéaire* se fera en utilisant un programme de calcul sous environnement *FEMM* (programmation par langage *LUA*). Les différentes étapes de mise en œuvre de ce programme sont résumées dans l'organigramme suivant (*cf. Annexe*) :



2.4. MISE EN ŒUVRE DE FEMM

2.4.1. Structure de MRV étudiée

Par souci de continuité dans les travaux de l'équipe recherche qui nous encadre, nous avons choisi d'étudier un moteur à reluctance variable à double saillance triphasé type MRVDS 6/4 (Ns=6 dents au stator et Nr=4 dents au rotor) représenté ci-dessous (Fig. 2-2).

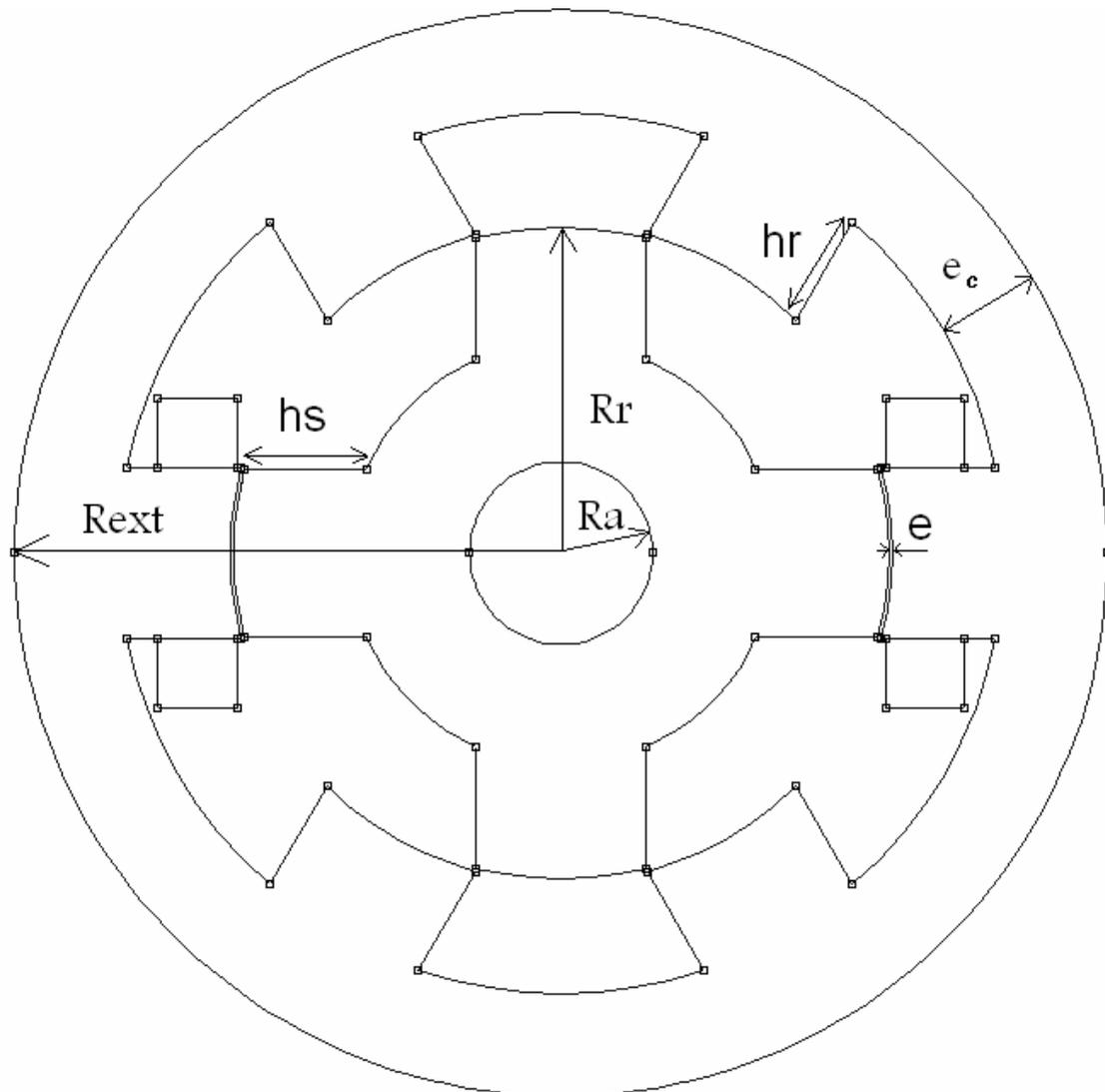


Figure 2 – 2. Structure de Machine à Reluctance Variable étudiée.

2.4.2. Dimensions géométriques

Les principaux paramètres géométriques sont donnés par le tableau suivant [3] [4] :

Tableau I

<i>Intitulé</i>	<i>Notation</i>	<i>Dimensions</i>
Nombre de dent statorique	Ns	6
Nombre de dent rotorique	Nr	4
Rayon extérieur du stator	R _{ext}	125m
Longueur	L	150 mm
Rayon du rotor	R _r	75 mm
Entrefer	e	0.8 mm
Arc polaire du stator	β _s	30°
Arc polaire du rotor	β _r	32°
Hauteur de dent statorique	h _s	26.2 mm
Hauteur de dent rotorique	h _r	28 mm
Rayon de l'arbre	R _a	21 mm
Nombre de spire par phase	n _s	23

2.4.3. Caractéristiques des matériaux magnétiques

Pour les circuits magnétiques stator et rotor, nous avons utilisé des tôles NO20 dont les propriétés :

$$m_i = 6764 \text{ (Perméabilité relative non saturée)}$$

$$m_s = 20 \text{ (Perméabilité relative saturée)}$$

$$B_{sat} = 1.35 \text{ T (Induction à saturation)}$$

Type	épaisseur mm	Pertes en watts à 400 Hz à 1 T	% Si	Masse volumique kg/mm ²	Résistivité électrique μ Ω .cm	Résistance traction N/mm ²	Limite élastique N/mm ²
NO 20	0.20	15 W/kg	3.20	7.60	52	500-540	400-440

ont permis le tracé de la caractéristique magnétique B-H (Fig. 2-3).

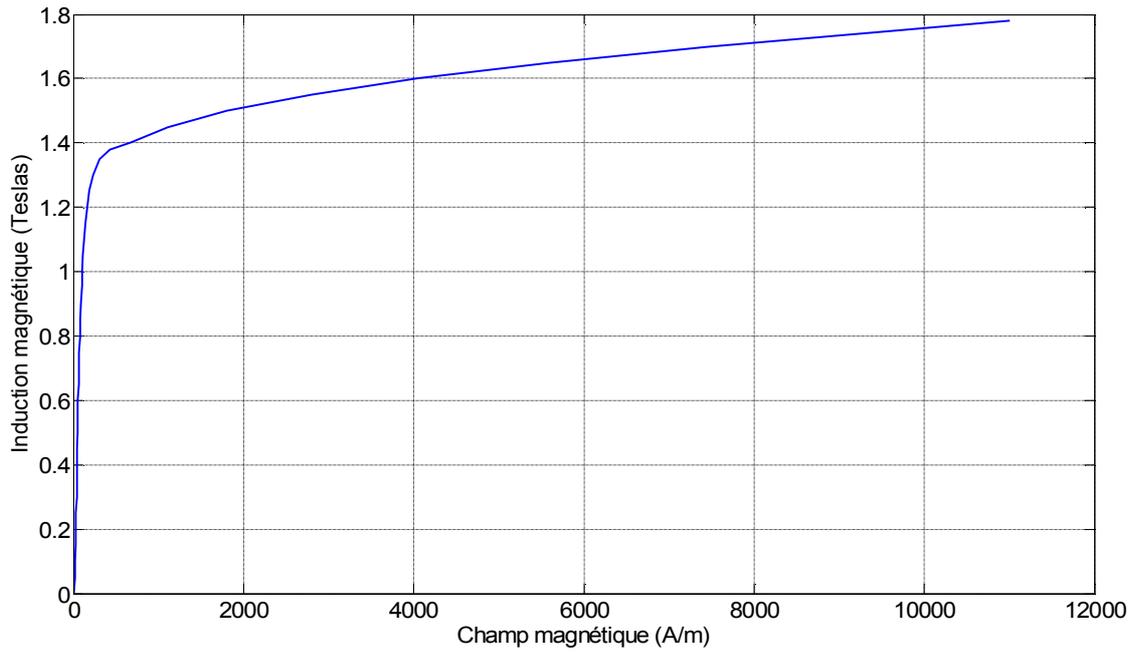


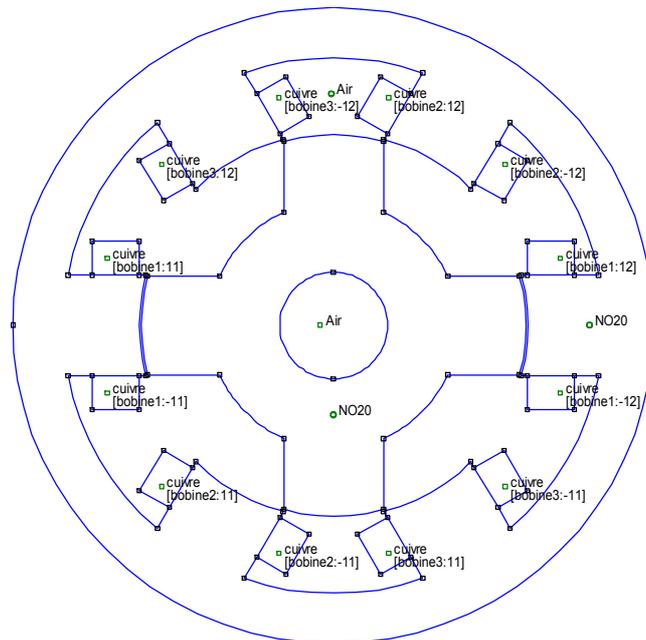
Figure 2 – 3 : Caractéristique magnétique des Tôles NO20.

2.4.4. Caractéristiques du bobinage statorique

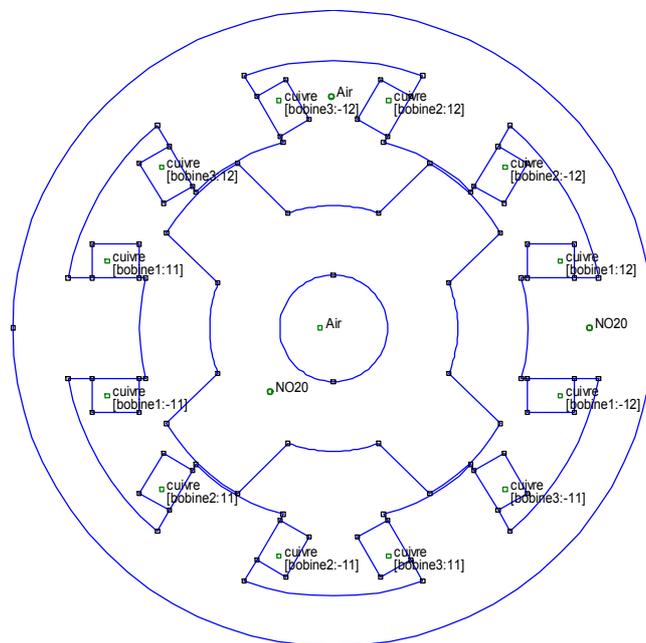
Le nombre de spires par phase est $n_s = 23$ (11,5 par pôle) ; chaque spire est constituée de 9 brins de cuivre de diamètre 1,9 mm. La résistance d'une phase à 20°C vaut 7,8 m Ω [4].

La tension continue d'alimentation vaut 120 V.

2.4.5. Introduction de la géométrie pour les deux positions extrêmes



(a) Conjonction

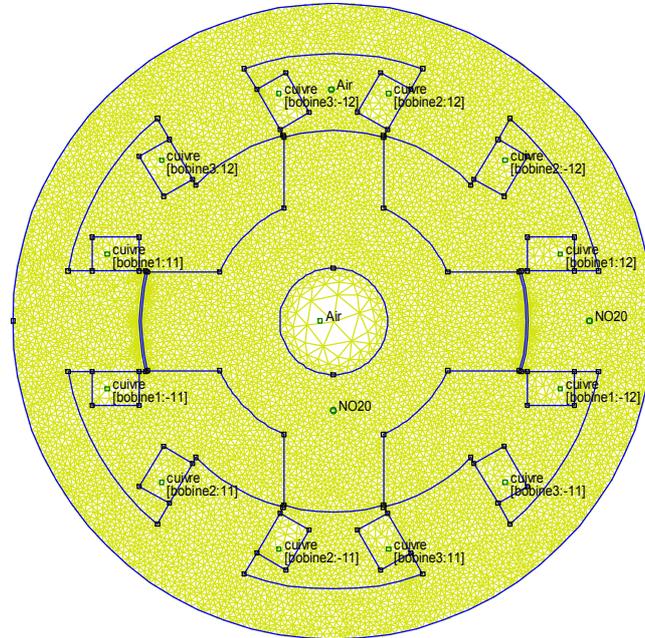


(b) Opposition

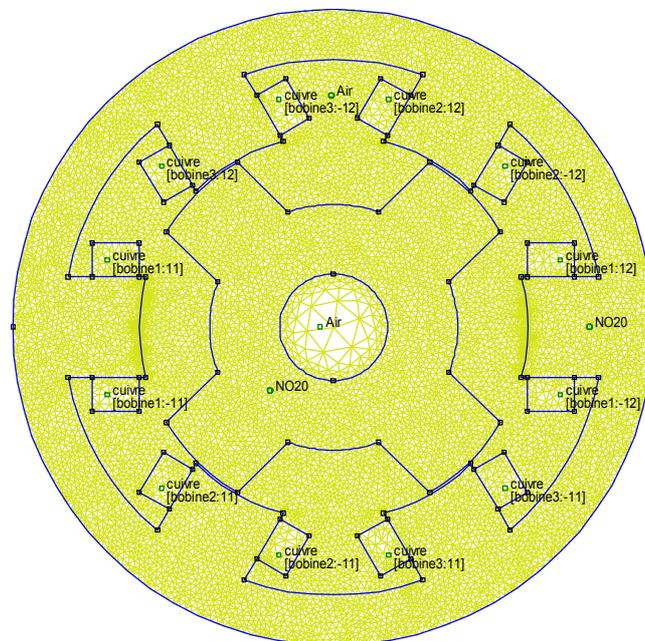
Figure 2 – 4. Géométrie de la MRV pour les deux positions extrêmes.

2.4.6. Maillage

Le découpage du domaine en élément finis est une étape essentielle car la précision des calculs dépend de sa finesse. Le maillage a été réalisé avec 16228 nœuds et 32094 éléments (Fig. 2-5).



(a) Conjonction

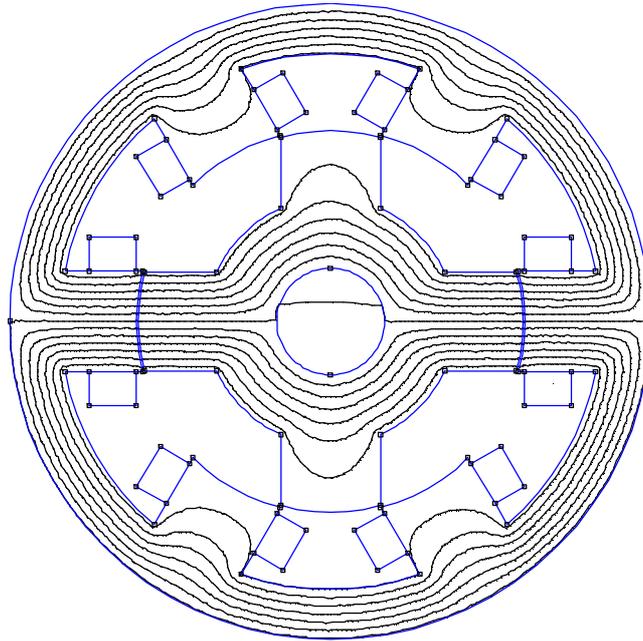


(b) Opposition

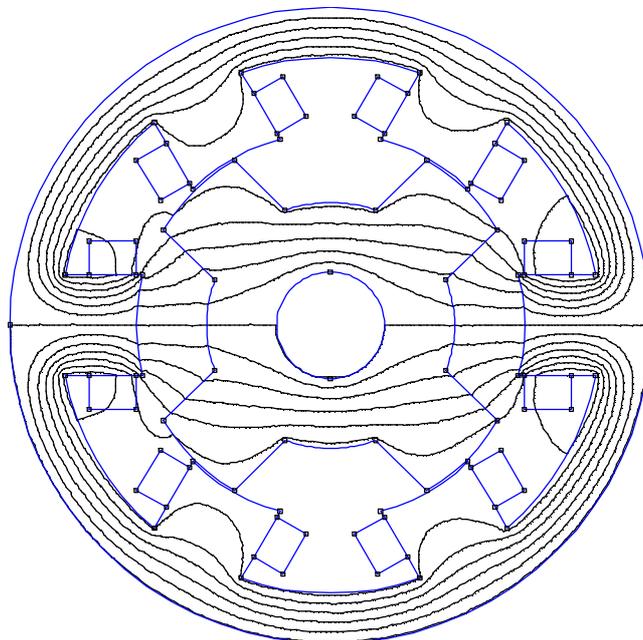
Figure 2 – 5. Maillage pour les deux positions extrêmes.

2.4.7. Tracé des iso-potentiels vecteurs

Il s'agit en fait d'un tracé de lignes de champ pour les deux positions extrêmes (Fig. 2-6).



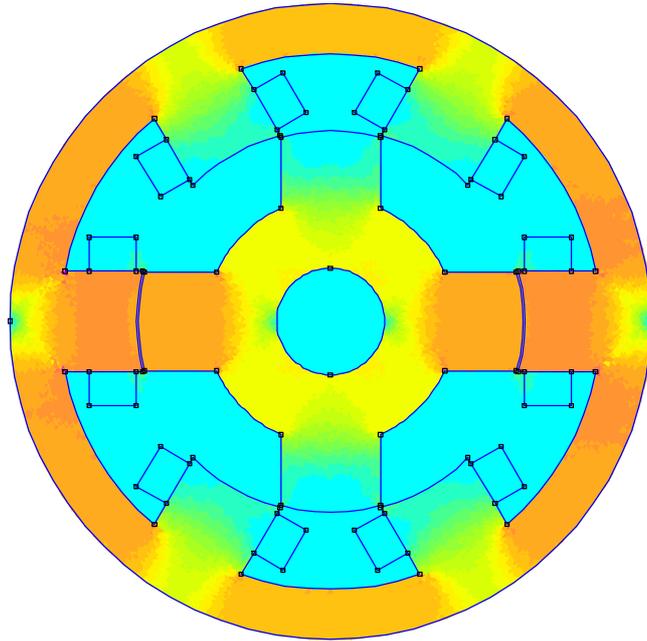
(a) Conjonction



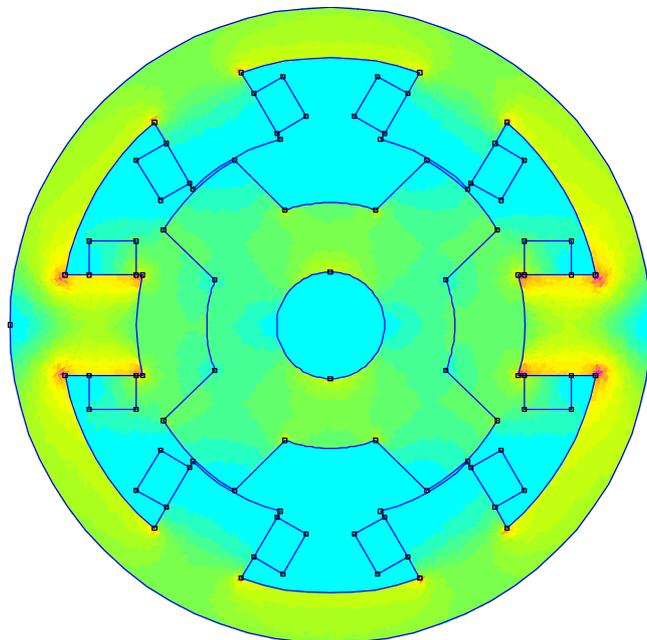
(b) Opposition

Figure 2 – 6. Lignes de champ magnétique pour les deux positions extrêmes.

2.4.8. *Tracé des densités de flux magnétiques (Fig. 2-7)*



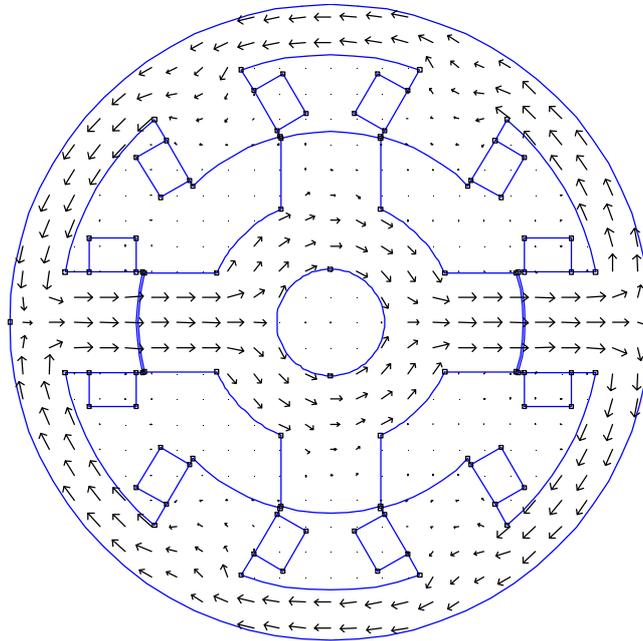
(a) Conjonction



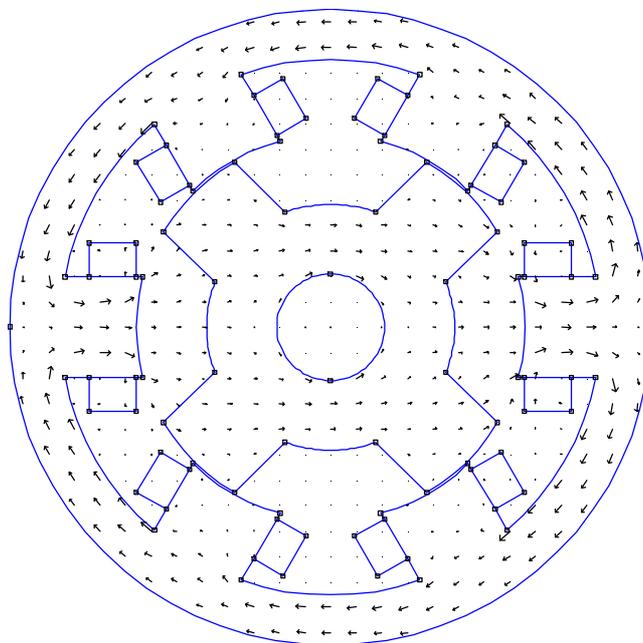
(b) Opposition

Figure 2 – 7. Densités de flux magnétique.

2.4.9. Tracé des vecteurs induction (Fig. 2-8)



(a) Conjonction



(b) Opposition

Figure 2 – 8. Iso-vecteurs inductions magnétiques.

2.5. CARACTERISTIQUES ELECTROMAGNETIQUES

2.5.1. Caractéristiques flux (NI, $t\acute{e}ta$)

La figure suivante (Fig. 2-9) représente le flux magnétique en fonction des ampères tours (NI) pour différentes positions ($t\acute{e}ta$) du rotor avec un pas de 5° . Nous obtenons alors un réseau de courbes révélant les effets de la saturation. La plus basse courbe correspond à la position d'opposition (dentures non alignées) et la courbe du sommet correspond à la position de conjonction (dentures alignées).

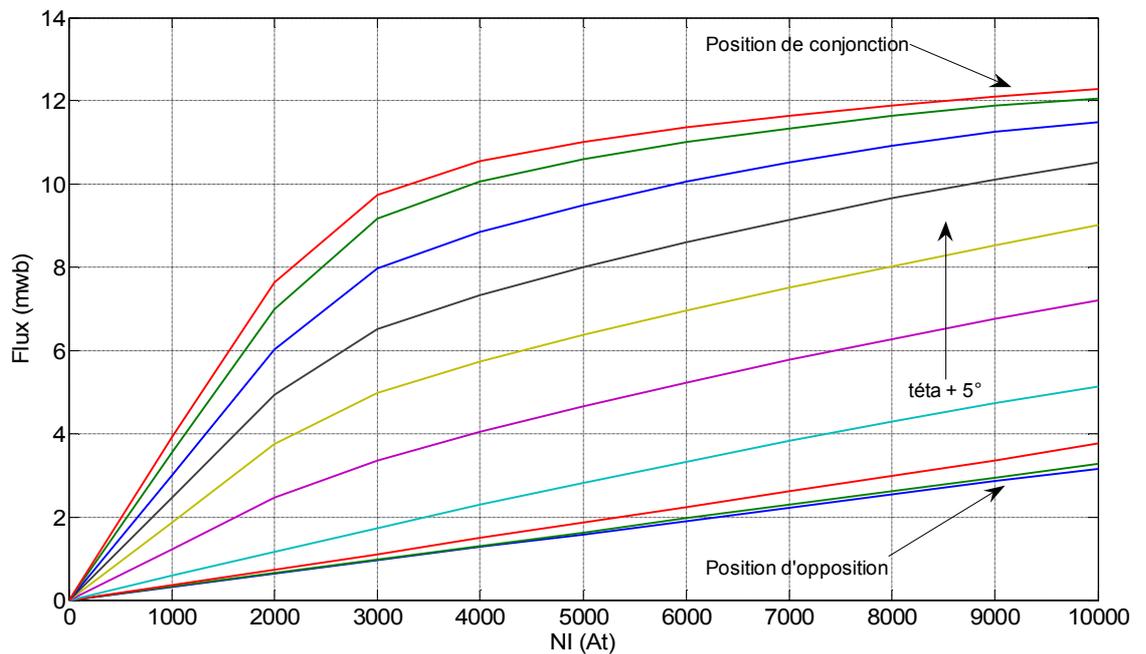


Figure 2 – 9. Caractéristiques magnétiques Flux (NI, $t\acute{e}ta$)

2.5.2. Caractéristique du flux magnétique en fonction de la position du rotor

La figure suivante (Fig. 2-10) représente le flux magnétique en fonction de la position ($t\acute{e}ta$) du rotor pour différentes valeurs des ampères tours (NI) de 1000 At à 10000 At avec un pas de 1000At.

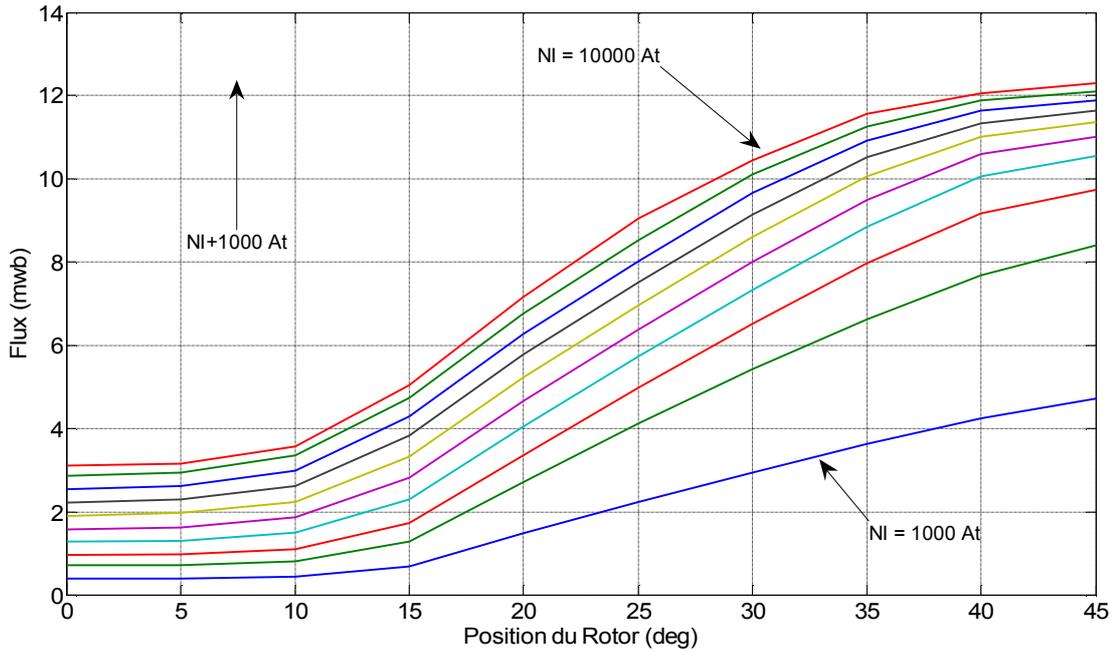


Figure 2 – 10. Caractéristiques de flux en fonction de la position.

2.5.3. Caractéristiques du couple électromagnétique

La figure suivante (Fig. 2-11) représente le couple électromagnétique en fonction de la position du rotor avec comme paramètres les ampères tours de phase pour une demi période ; on remarquera l'influence de la non-linéarité de la caractéristique magnétique sur le couple.

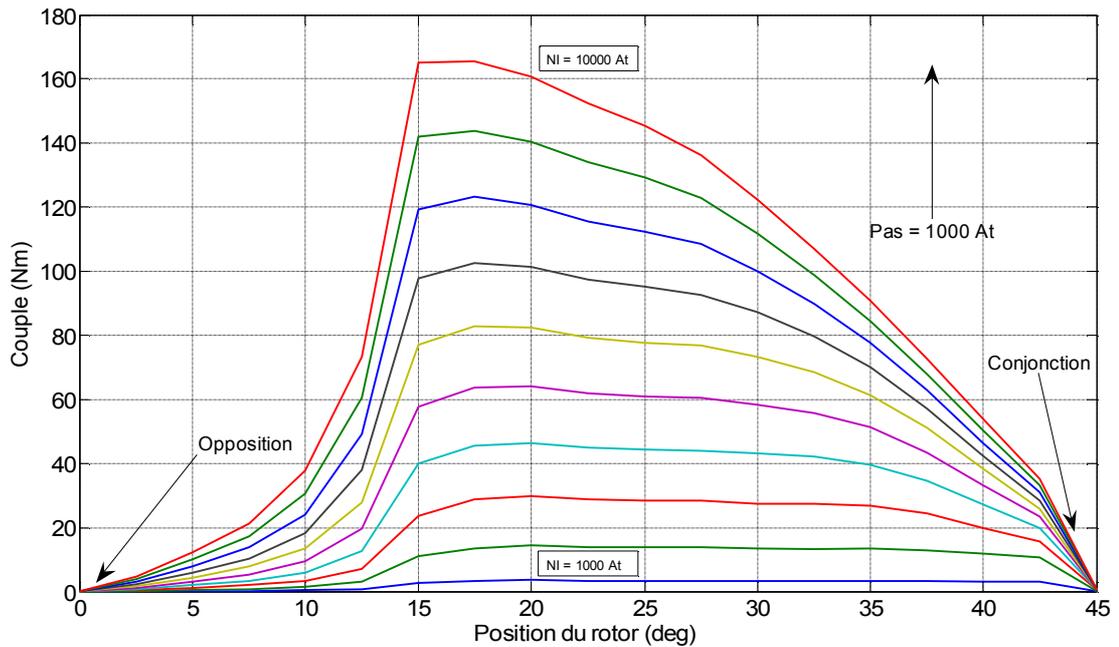


Figure 2 – 11. Caractéristique du couple en fonction du position du rotor

2.5.4. Caractéristique de l'inductance

La figure ci-dessous (Fig. 2-12) représente l'inductance d'une phase pour différentes valeurs des ampères tours en fonction de la position du rotor. L'inductance est minimale quand le rotor et le stator sont dans la position non alignée alors qu'elle atteint des valeurs maximales en position alignée qui diffèrent selon l'état de *saturation* : lorsque les At augmentent, l'inductance max. diminue. De ce tracé, on déduit les valeurs d'inductances :

$$L_{\max} = 2.4 \text{ mH} \quad \text{et} \quad L_{\min} = 0.19 \text{ mH}$$

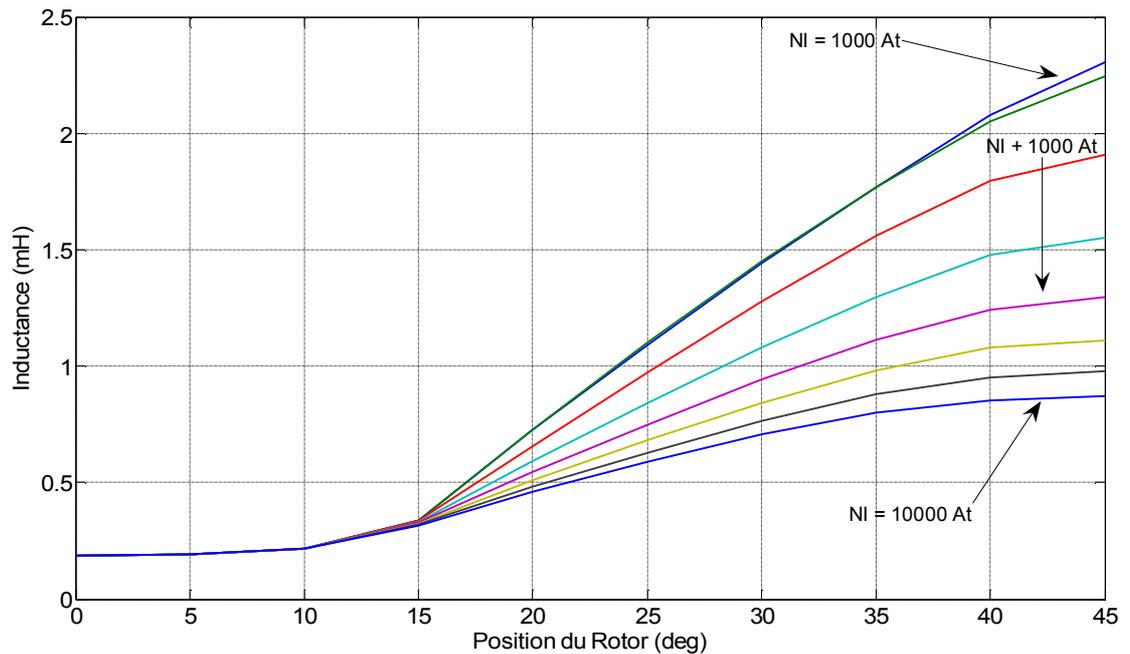


Figure 2 – 12. Evolution de l'inductance d'une phase L (téta, NI).

2.6. INFLUENCE DES PARAMETRES GEOMETRIQUES–OPTIMISATION PAR FEM

Nous allons à présent examiner l'influence de divers paramètres géométriques sur les caractéristiques électromagnétiques telles que flux en fonction des ampères tours pour les deux positions extrêmes (conjonction et opposition) et couple statique en fonction de la position du rotor afin d'en déduire d'éventuelles valeurs optimales.

2.6.1. Influence de l'épaisseur d'entrefer e

L'épaisseur d'entrefer e est un paramètre essentiel. On sait déjà qu'il est inversement proportionnel au couple ; nous allons examiner son influence sur d'autres caractéristiques électromagnétiques.

Pour cela, nous allons faire varier l'épaisseur de l'entrefer de 0.5 mm à 1 mm avec un pas de 0.2 mm, tout en maintenant constants les autres paramètres géométriques de la machine.

(a) Influence de e sur la caractéristique flux-At ?

La figure suivante (Fig. 2-13) représente le flux magnétique en fonction des ampères tours pour les deux positions extrêmes d'opposition et de conjonction pour différentes valeurs de l'épaisseur d'entrefer e : elle indique que le flux en position de conjonction diminue lorsque l'épaisseur d'entrefer augmente et que l'influence de ce dernier sur la position d'opposition est négligeable, ce qui va dans le sens d'une diminution de la coénergie donc du couple !

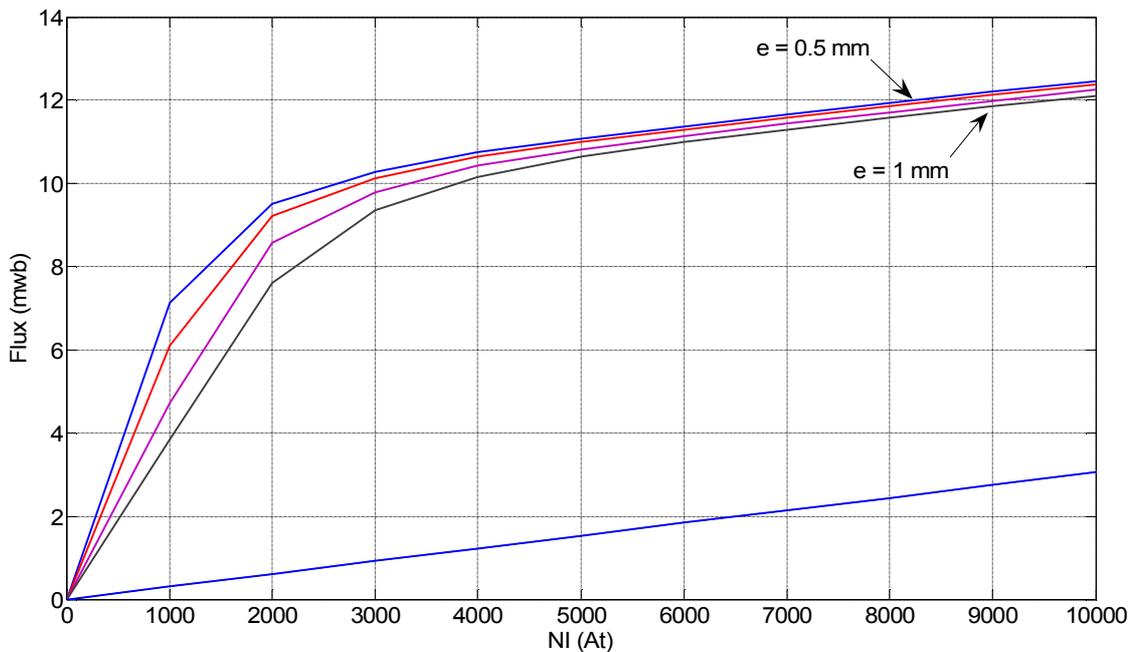


Figure 2 – 13. Influence de l'entrefer sur les caractéristiques Flux (téta, NI).

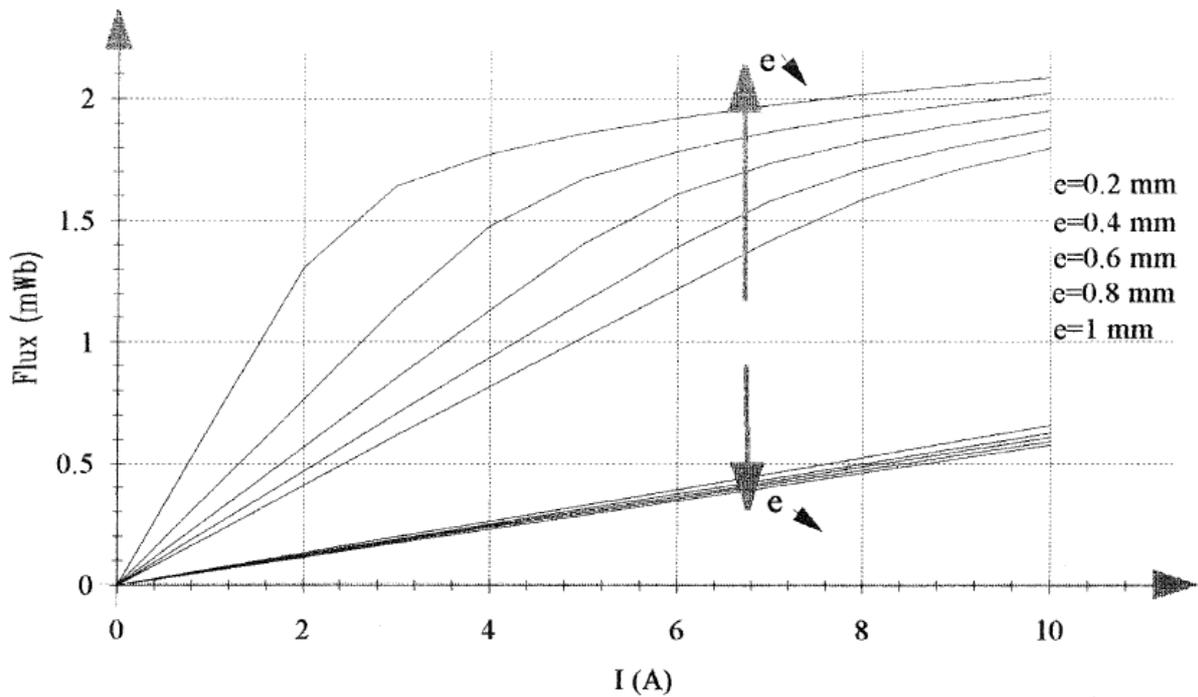


Figure 2 – 14. Influence de l'entrefer sur les caractéristiques Flux (téta, NI) d'après [7].

(b) Influence de e sur la caractéristique couple électromagnétique ?

Sur la figure suivante (Fig. 2-15), on remarque que plus l'épaisseur d'entrefer diminue plus les maxima du couple électromagnétique situés entre les positions 15° et 35° du rotor augmentent.

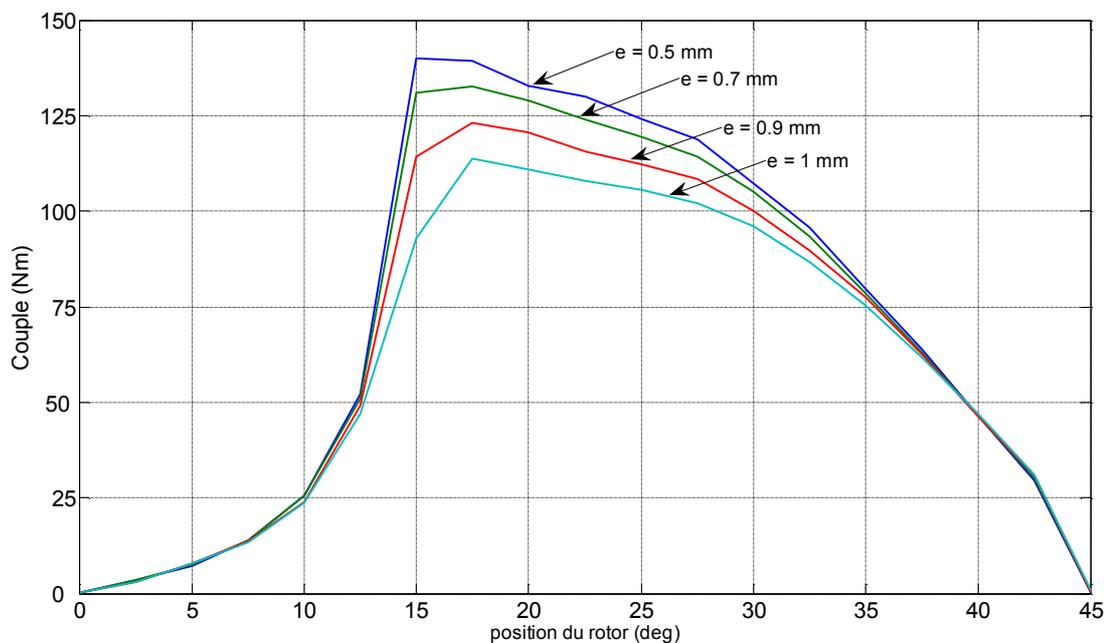


Figure 2 – 15. Influence de l'épaisseur d'entrefer sur les caractéristiques Couple (téta, NI).

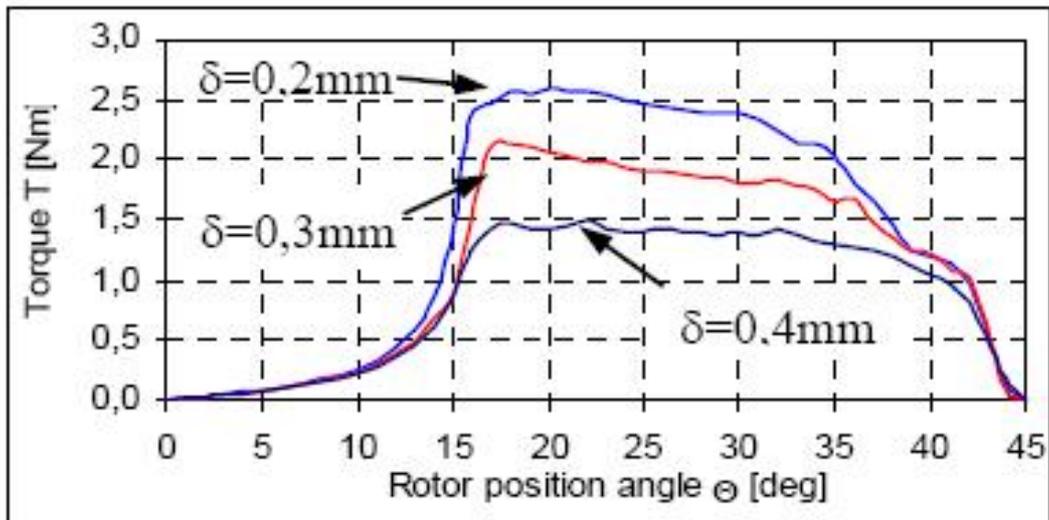


Figure 2 – 16. Influence de l'épaisseur d'entrefer sur le Couple (téta, NI) d'après [8].

(c) Influence de e sur le couple moyen ?

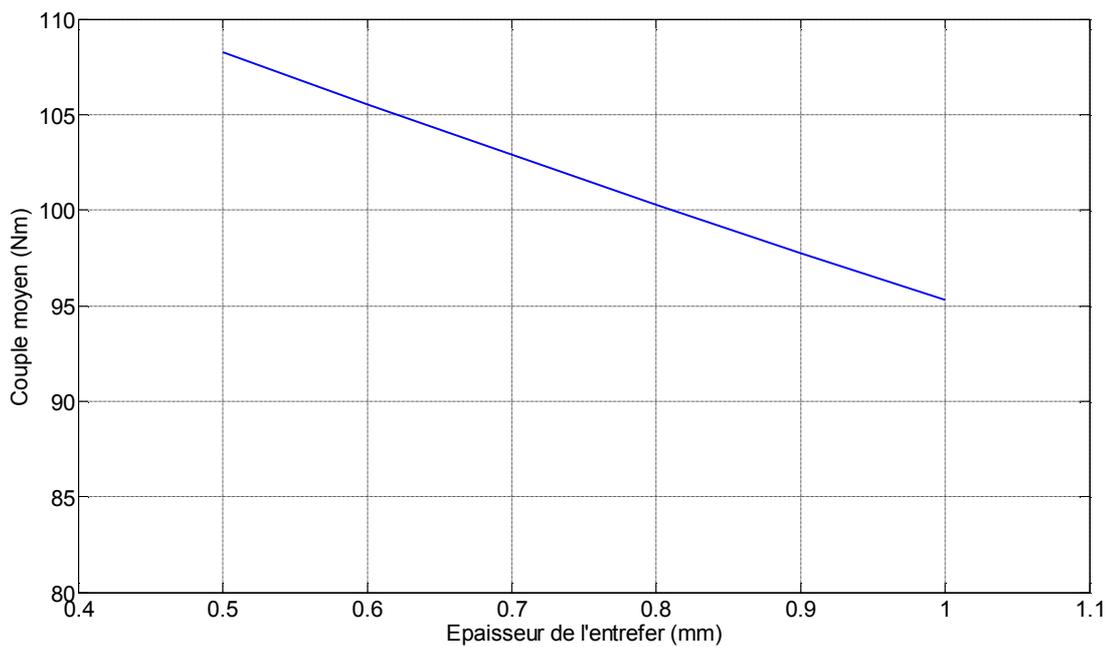


Figure 2 – 17 : Couple moyen en fonction de l'épaisseur de l'entrefer

Ici aussi, nous vérifions que le couple moyen est inversement proportionnel à l'épaisseur d'entrefer (Fig. 2-17) ; d'où l'intérêt d'avoir un entrefer aussi faible que possible et compatible avec les contraintes mécaniques.

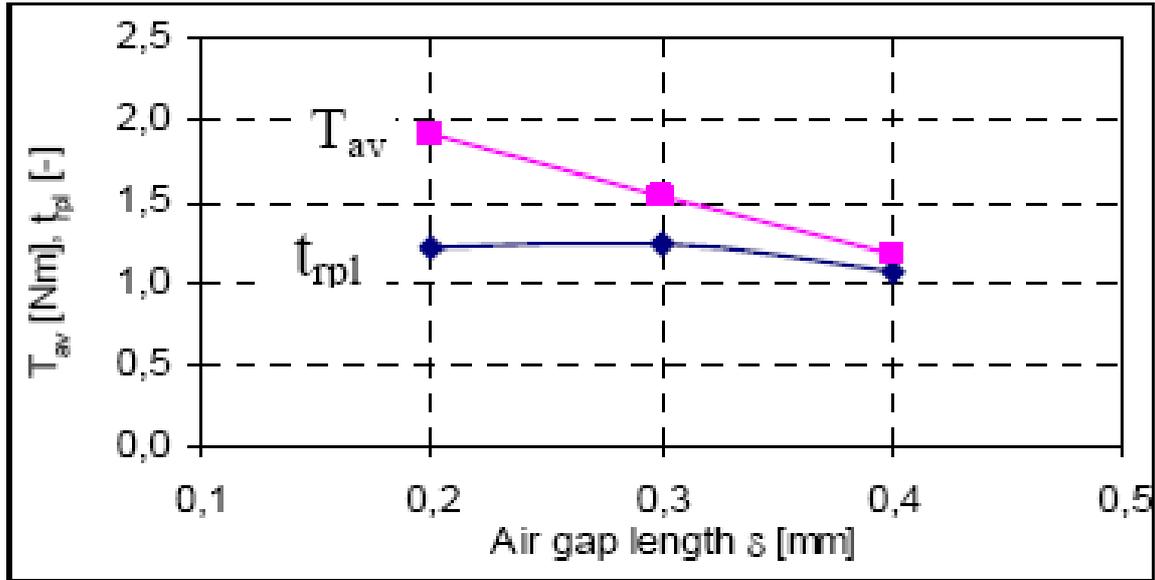


Figure 2 – 18 : Couple moyen en fonction de l'épaisseur de l'entrefer d'après [8].

Les résultats de nos différentes simulations sur l'influence de l'épaisseur d'entrefer sur les performances de la machine sont en conformité avec ceux d'autres chercheurs [5] [6] [7] [8].

2.6.2. Influence de l'arc dentaire rotorique br ?

En fixant l'arc dentaire statorique à sa valeur minimale $bs = 30^\circ$, nous faisons varier l'angle dentaire rotorique br de 30° à 45° par pas de 5° tout en maintenant les **pertes joules constantes** (*critère d'optimisation*).

(a) Influence de br sur la caractéristique flux magnétique ?

La figure (Fig. 2-16) indique une augmentation du flux magnétique pour les deux positions de conjonction et d'opposition avec br . Mais on remarque aussi que pour br supérieur à 40° l'angle dentaire rotorique n'influe plus sur le flux en conjonction, ce qui aurait pour effet de diminuer l'aire comprise entre les 2 caractéristiques conjonction-opposition donc de diminuer le couple moyen d'où l'existence d'un optimum que nous allons mettre en évidence (Fig. 2-18).

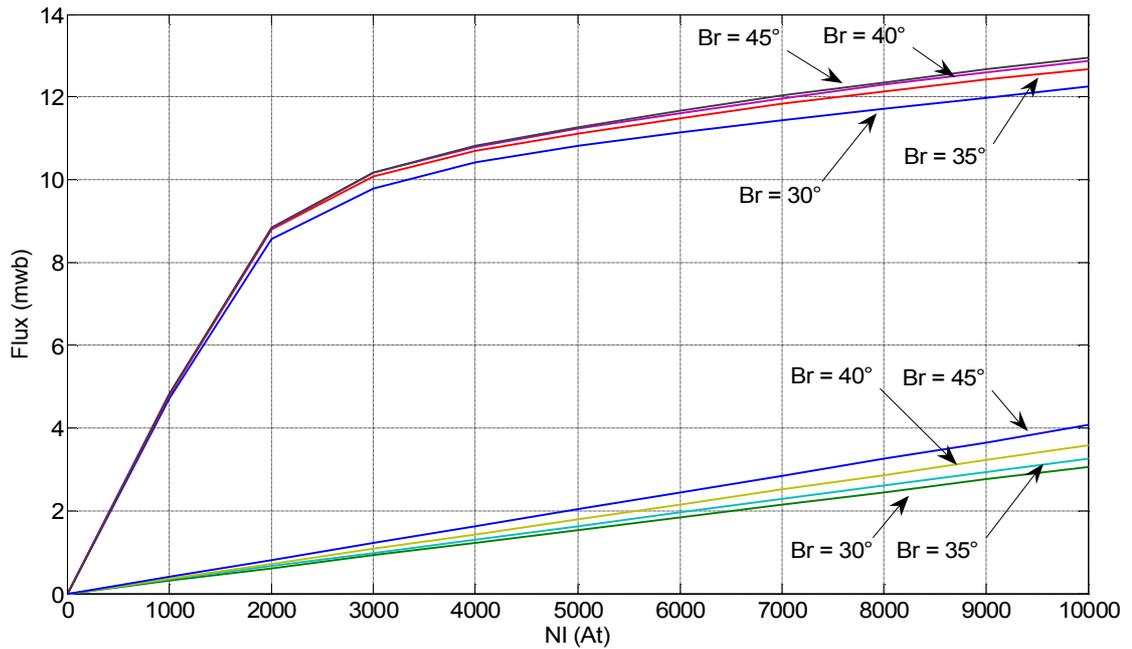


Figure 2 – 19. Influence de l'angle dentaire rotorique br sur le flux magnétique.

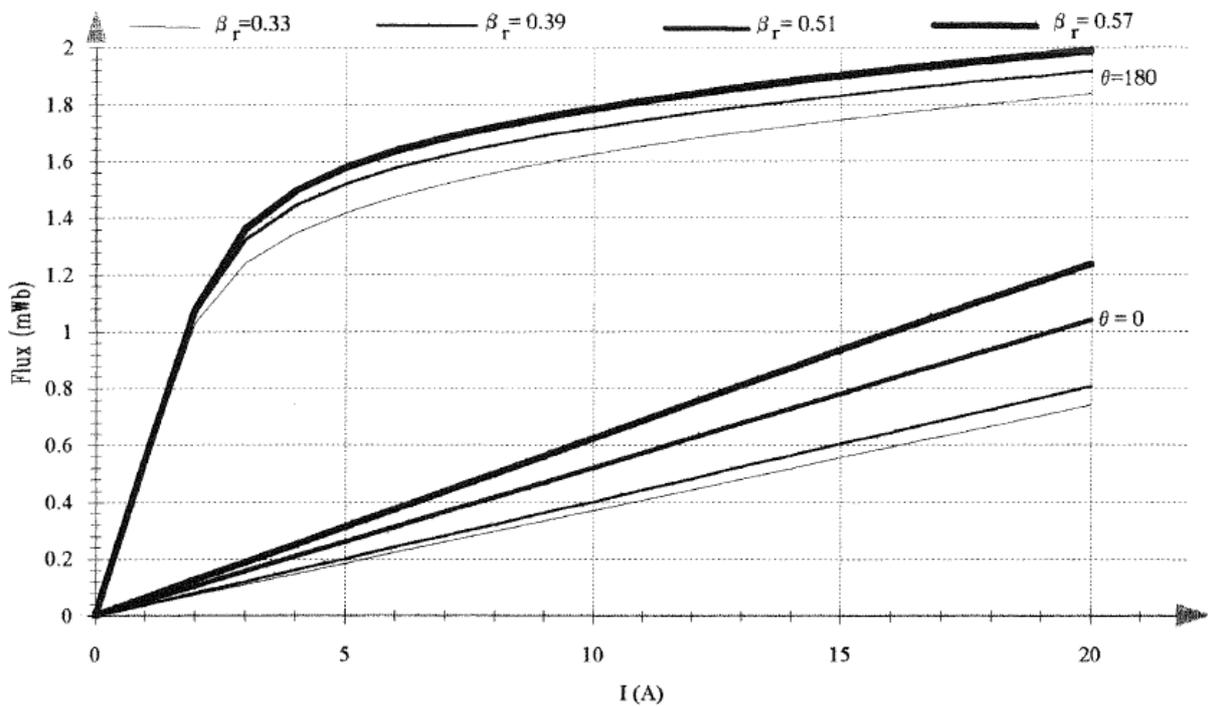


Figure 2 – 20. Influence de l'angle dentaire rotorique br sur le flux magnétique d'après [7].

(b) Influence de br sur la caractéristique couple électromagnétique ?

La figure suivante (Fig. 2-21) représentant le couple électromagnétique en fonction de la position du rotor à $NI = 8000 \text{ At} = \text{constante}$ indique une translation horizontale des courbes avec les différentes valeurs de l'arc dentaire rotorique.

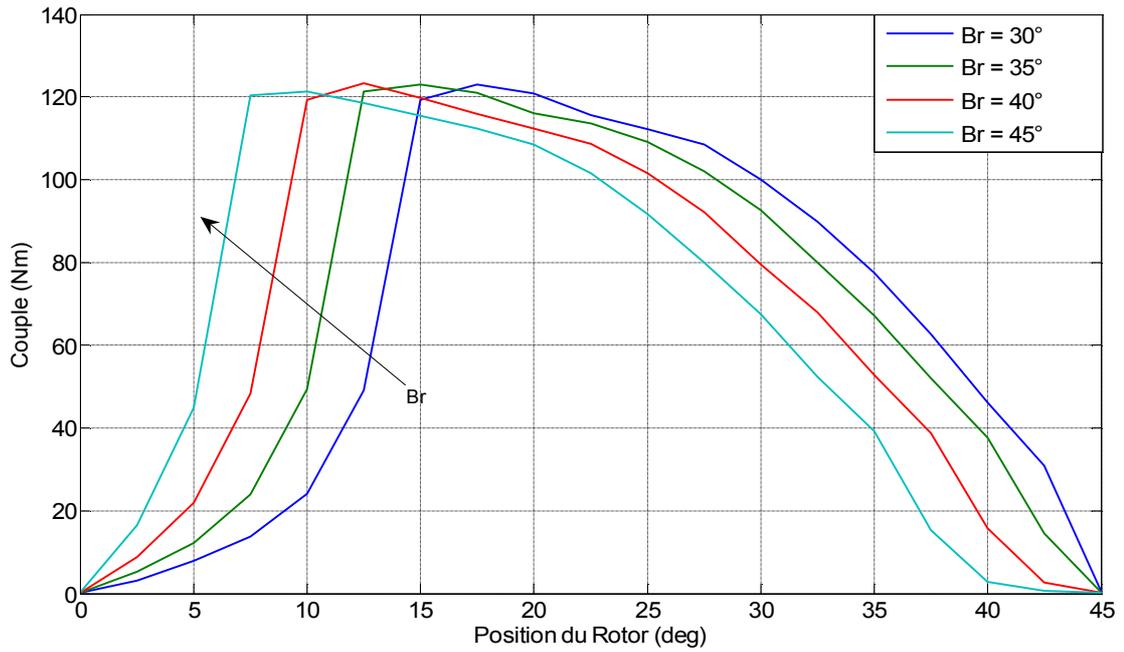


Figure 2 – 21. Caractéristique Couple (téta, NI = 8000 At) pour différentes valeur de br .

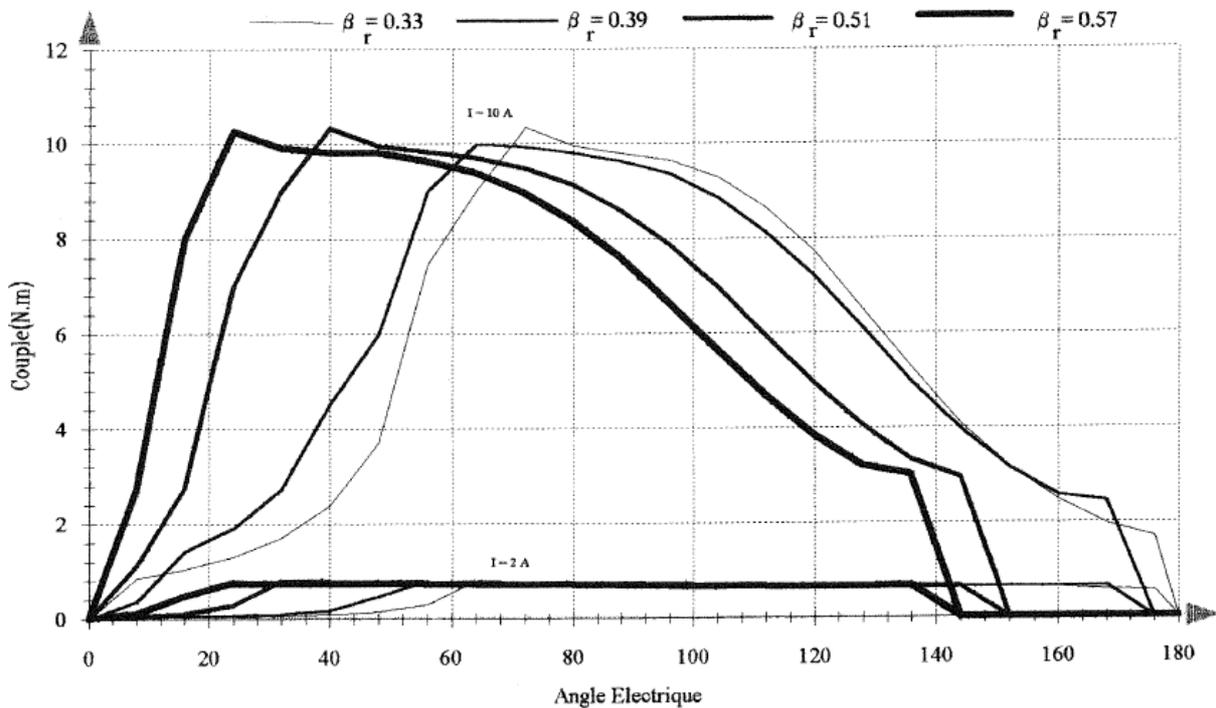


Figure 2 – 22. Couple (téta, NI = 8000 At) pour différentes valeur de br d'après [7].

Les caractéristiques couple (téta, NI) et flux (téta, NI) simulées sous *FEMM* donnent des résultats similaires à ceux obtenus par d'autres chercheurs travaillant sur la MRV [7].

(c) Influence de br sur le couple moyen ?

La figure suivante (Fig. 2-23) représentant le couple moyen en fonction de l'arc dentaire rotorique montre l'existence d'un maximum pour $br \approx 35^\circ$.

L'optimisation de ce paramètre a fait l'objet de nombreuses publications [8] [9] [10]. dont les conclusions sont semblables aux nôtres.

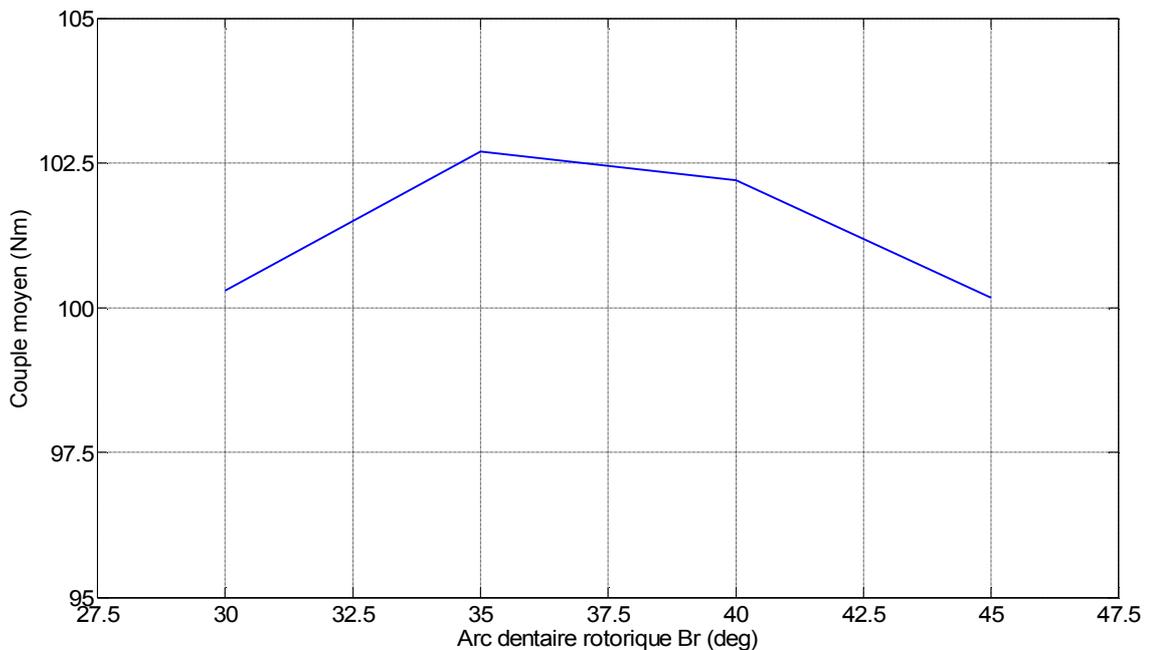


Figure 2 – 23. Couple moyen en fonction de l'arc dentaire rotorique br .

2.6.3. Influence de l'arc dentaire statorique bs ?

Nous avons mené une étude identique pour l'arc dentaire statorique avec les valeurs $bs = \{30^\circ ; 35^\circ ; 42^\circ\}$, l'angle dentaire rotorique étant fixé à $br = 40.5^\circ$ (?), tout en maintenant constantes les pertes joules (*critère d'optimisation*).

(a) Influence de bs sur la caractéristique flux magnétique ?

La figure suivante (Fig. 2-24) montre l'influence de l'arc dentaire statorique bs à br fixé sur le flux magnétique pour les deux positions extrêmes : nous constatons une influence quasi similaire à celle de l'arc dentaire rotorique br à bs fixé d'où possibilité d'existence d'un *optimum* que nous allons essayer de mettre en évidence au niveau de la caractéristique de couple moyen (Fig. 2-28).

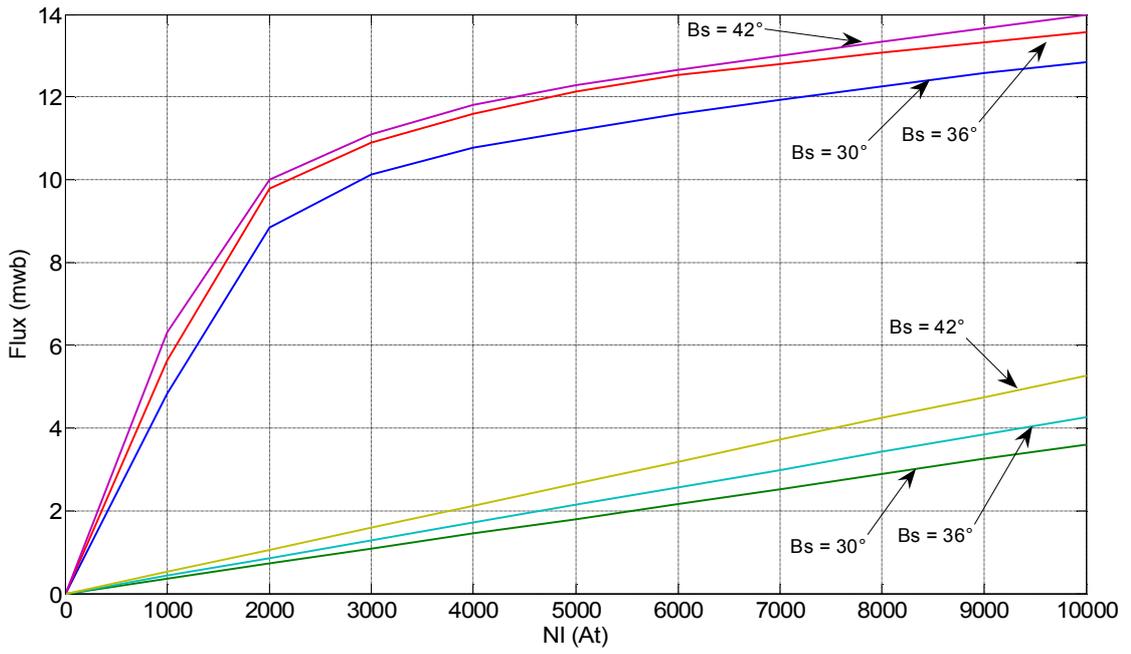


Figure 2 – 24. Influence de l'angle dentaire statorique b_s sur le flux magnétique.

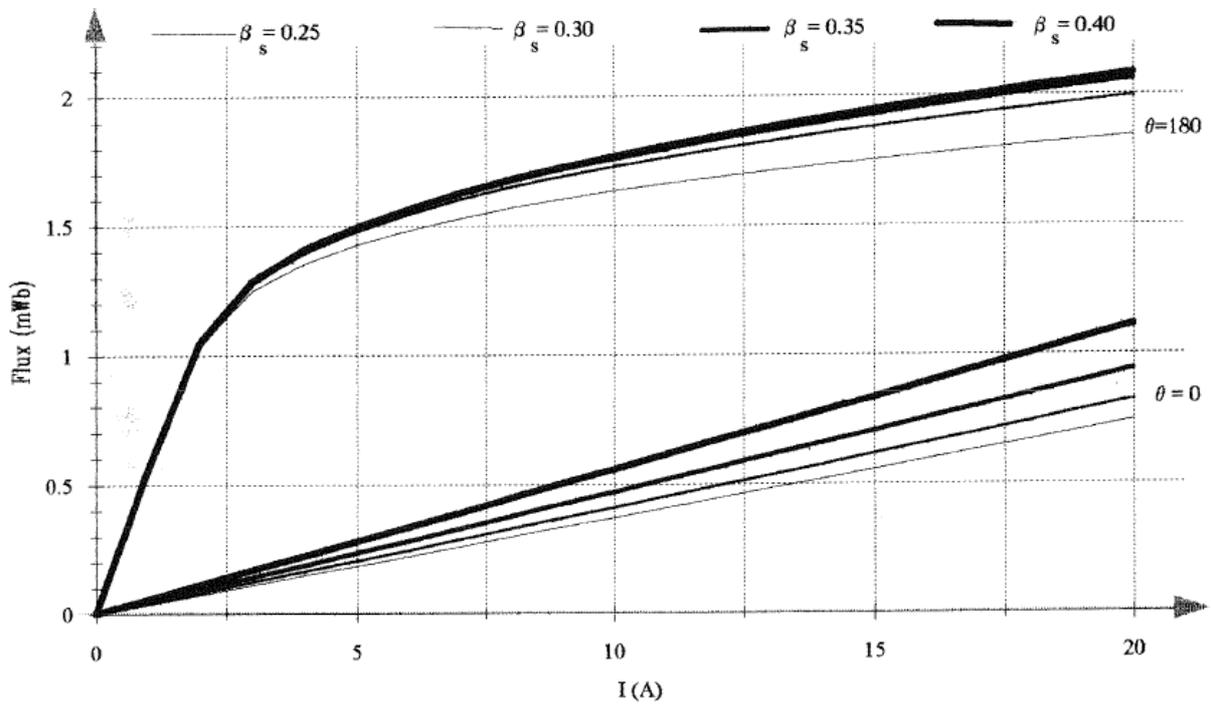


Figure 2 – 25. Influence de l'angle dentaire statorique b_s sur le flux magnétique d'après [7].

(b) Influence de bs sur la caractéristique couple électromagnétique ?

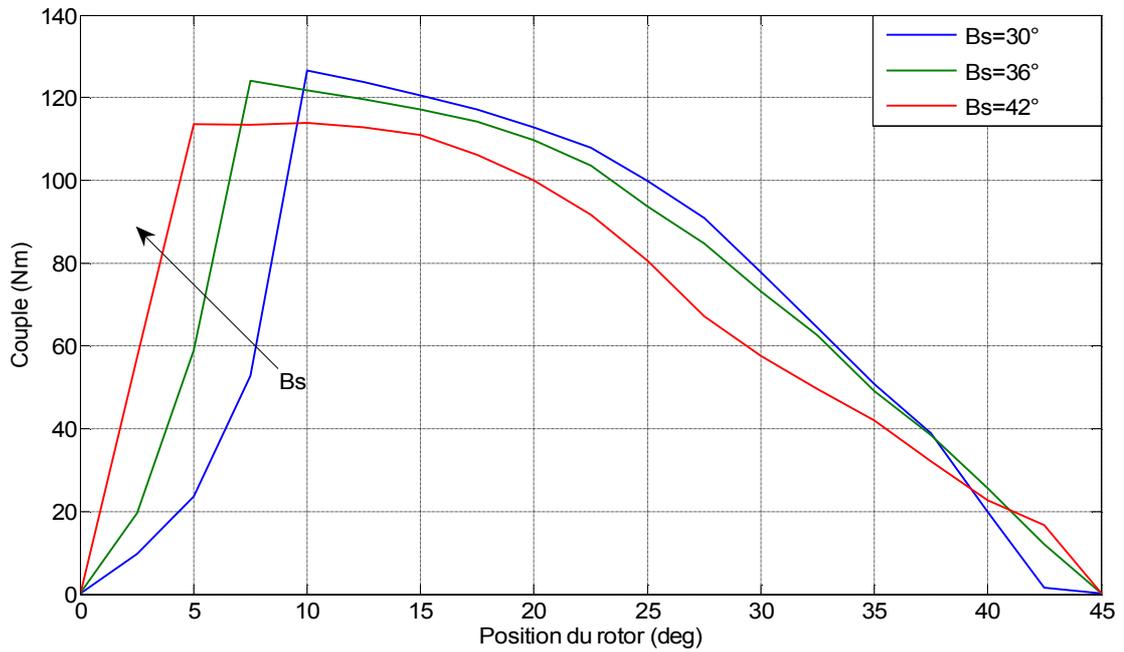


Figure 2 – 26. Caractéristique Couple (téta, NI = 8000 At) pour différentes valeur de bs .

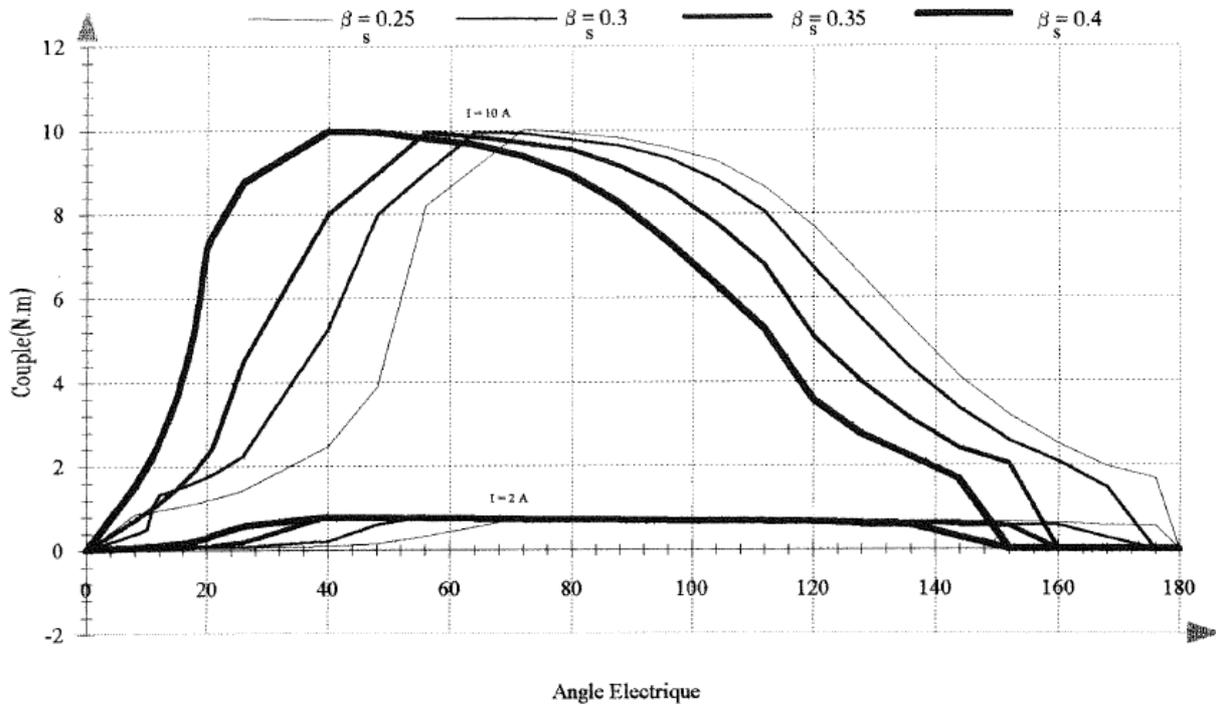


Figure 2 – 27. Couple (téta, NI = 8000 At) pour différentes valeur de bs d'après [7].

Nous constatons que l'influence de bs à br fixé sur la caractéristique du couple électromagnétique (Fig. 2-26) est analogue à celle de br à bs fixé ; nous remarquons aussi que le couple diminue pour $bs = 42^\circ$, certainement à cause du fait que l'arc dentaire statorique devient supérieur à l'arc dentaire rotorique.

(c) Influence de bs sur le couple moyen ?

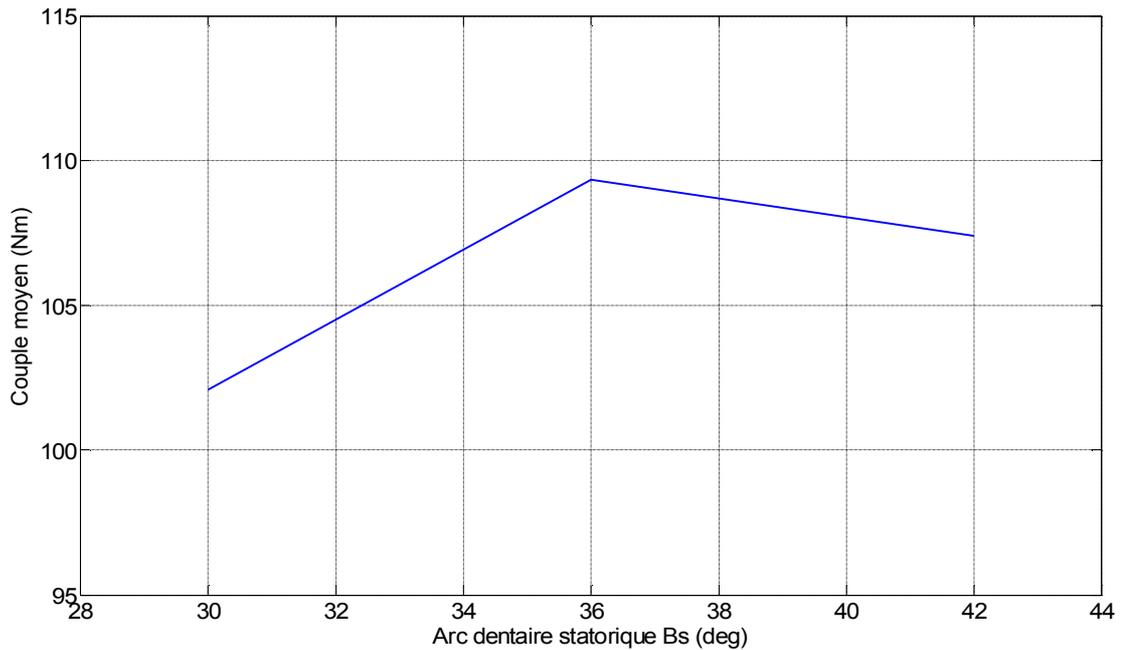
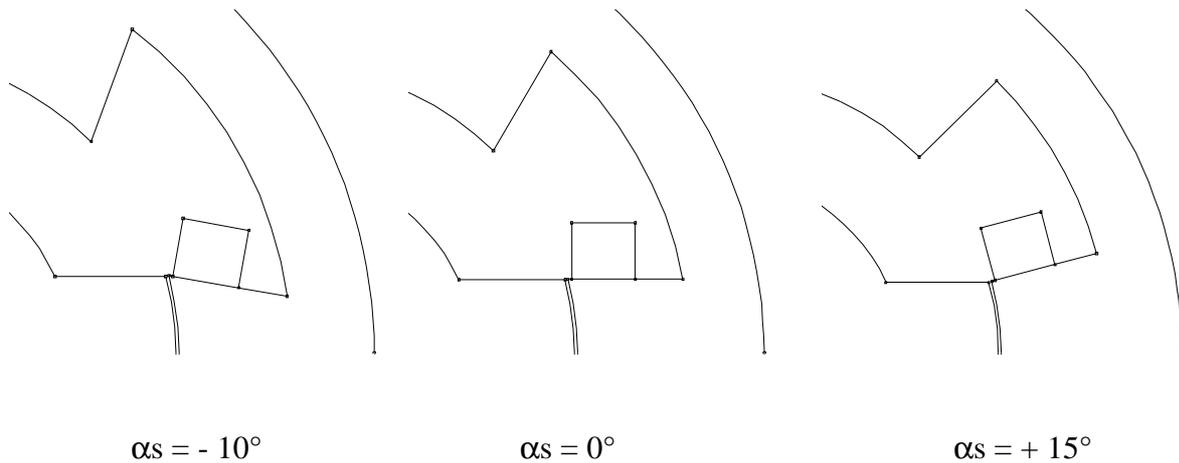


Figure 2 – 28. Couple moyen en fonction de l'arc dentaire statorique bs .

La figure ci-dessus (Fig. 2-28), représentant le couple moyen en fonction de l'arc dentaire statorique avec un arc dentaire rotorique fixé à $br = 40.5^\circ$, indique l'existence d'un couple moyen maximum pour une valeur optimale $bs \approx 36^\circ$. L'optimisation de ce paramètre a aussi fait l'objet de nombreuses études [8] [9] [10]. dont les conclusions sont semblables aux nôtres.

2.6.4. Influence de l'inclinaison des flancs dentaires statoriques α_s

Nous allons étudier ici l'influence de l'inclinaison des flancs dentaires statorique sur les caractéristiques de la MRV : nous inclinerons les flancs dentaires statoriques dans 2 sens opposés ($\alpha_s = \pm$) par rapport à une ligne droite ($\alpha_s = 0^\circ$) puis nous examinerons leurs influences respectives sur les caractéristiques Flux(tétra, NI) et couple, les autres paramètres étant maintenus constants.



Inclinaisons des flancs dentaires statoriques de α_s .

(a) Influence de α_s sur la caractéristique flux magnétique ?

La figure suivante (Fig. 2-29), représentant l'influence de l'inclinaison des flancs dentaires statoriques sur le flux magnétique, indique une augmentation en position de conjonction lorsqu'on incline ces flancs d'un angle vers l'extérieur de la dent ($\alpha_s = +15^\circ$) ; par contre, si on l'incline vers l'intérieur, le flux diminue.

Pour la position d'opposition l'influence est presque négligeable.

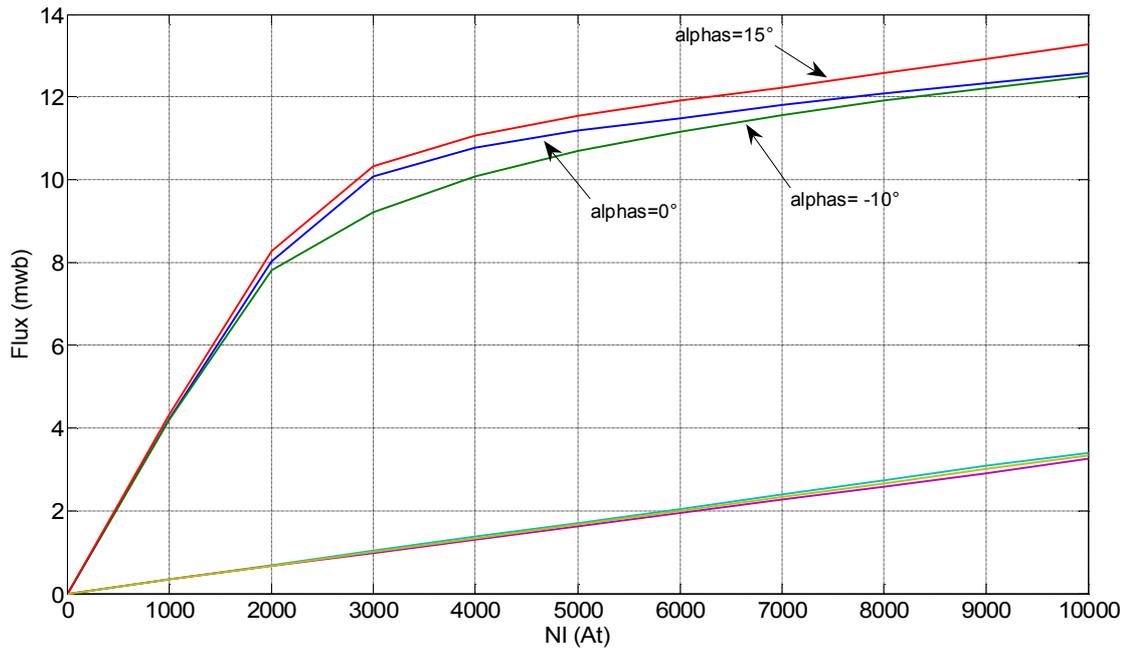


Figure 2 – 29. Flux (téta, NI) pour différentes valeurs d'inclinaisons α .

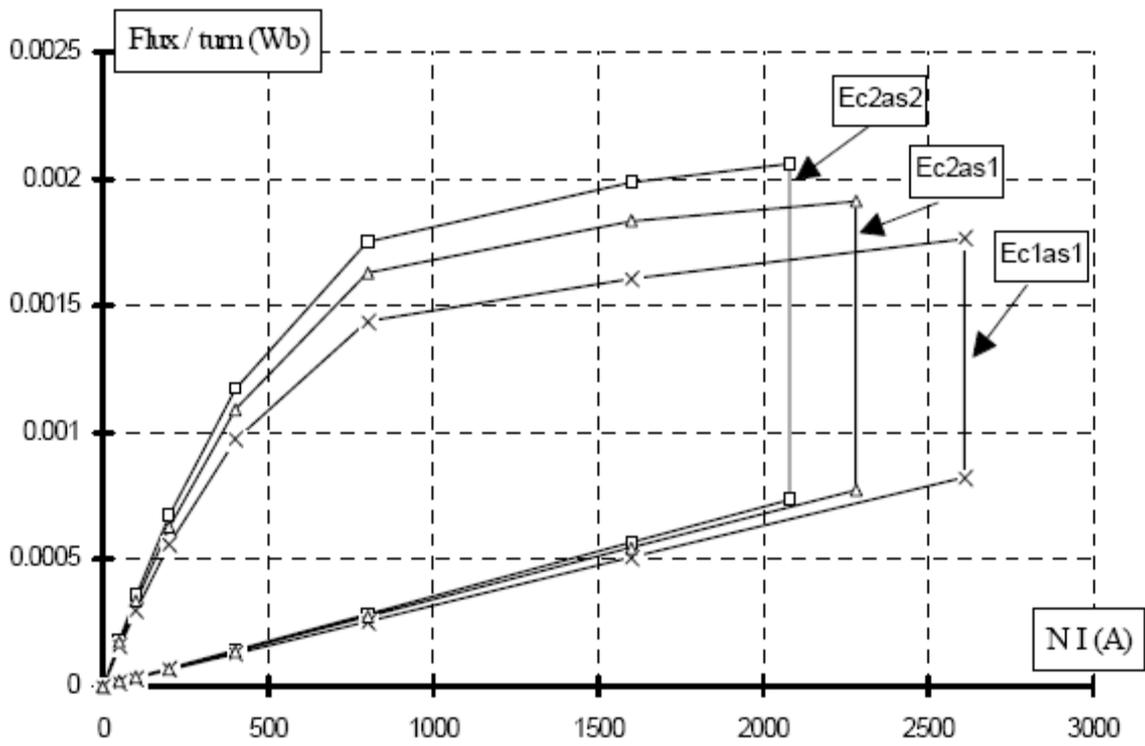


Figure 2 – 30. Flux (téta, NI) pour différentes valeurs d'inclinaisons α d'après [12].

(b) Influence de α_s sur la caractéristique couple électromagnétique ?

La figure (Fig. 2-31) représente le couple en fonction de la position pour $NI = 8000 \text{ At}$: nous constatons que lorsque α_s augmente de -10° à $+15^\circ$ les maxima de couple situés entre les positions 15° et 20° augmentaient aussi.

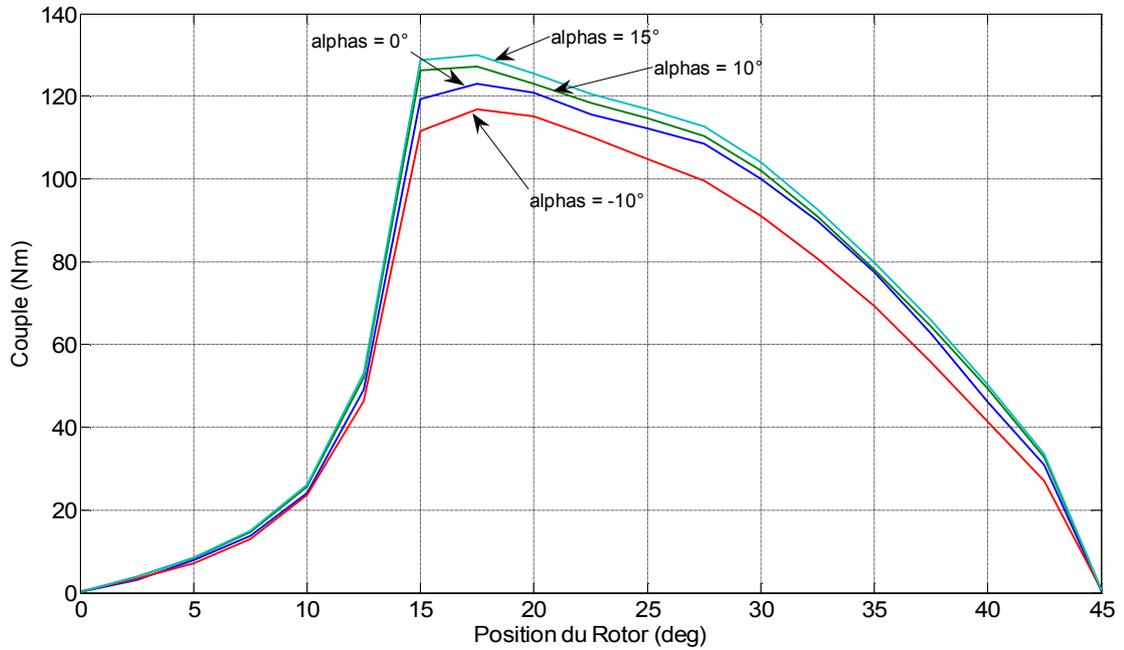


Figure 2 – 31. Couple (téta, $NI = 8000 \text{ At}$) pour différentes valeurs d'inclinaisons α_s .

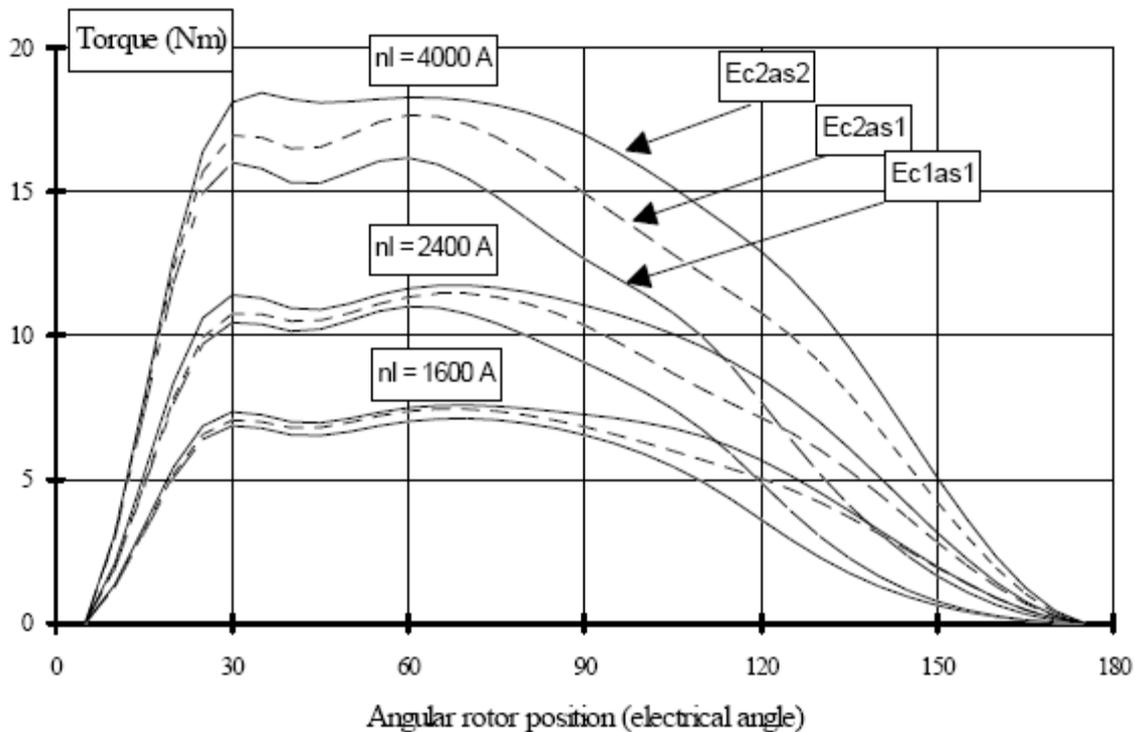


Figure 2 – 32. Couple (téta, $NI = 8000 \text{ At}$) pour différentes valeurs de α_s d'après [12].

(c) Influence de a_s sur le couple moyen ?

Nous constatons ici une augmentation du couple moyen (Fig. 2-33) avec les inclinaisons de plus en plus positives des flancs vers l'extérieur de la dent statorique.

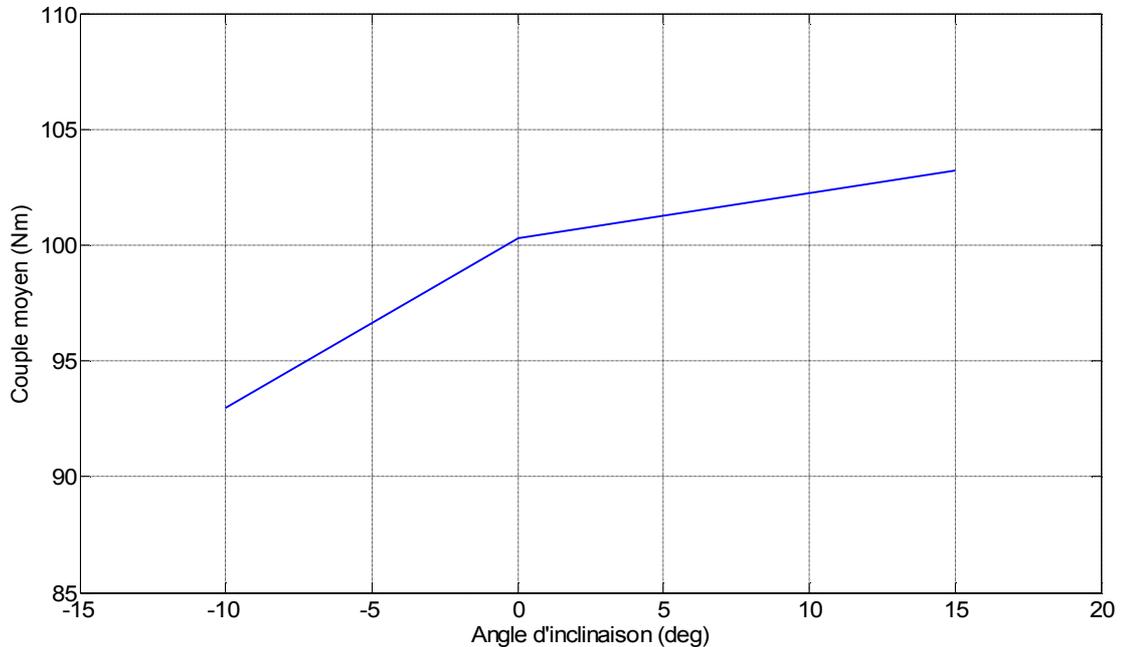
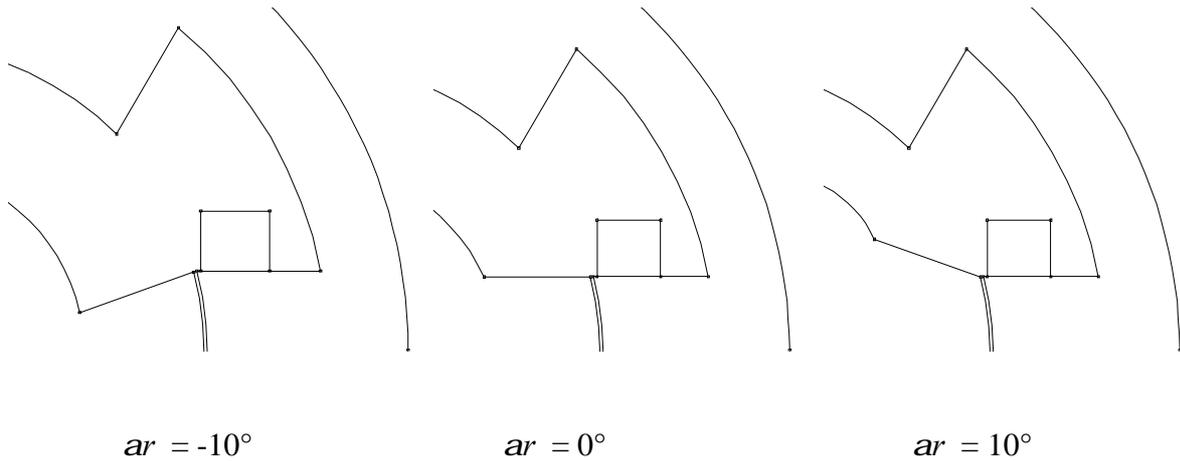


Figure 2 – 33. Couple moyen en fonction de l'inclinaison des flancs dentaires statoriques.

Nos résultats sont similaires à ceux d'autres chercheurs ayant étudié l'influence de l'inclinaison des flancs dentaires statoriques [11] [12]. Mais puisque l'influence de l'inclinaison des flancs dentaires rotoriques n'a fait l'objet d'aucune publication, nous avons alors abordé l'influence de ce paramètre sur les caractéristiques électromagnétiques.

2.6.5. Influence de l'inclinaison des flancs dentaires rotoriques a_r

Dans cette étude les flancs dentaires statoriques sont de forme droite et ce sont les flancs dentaires rotoriques qui sont inclinés d'un angle a_r vers l'intérieur ($a_r = -10^\circ$) ou l'extérieur ($a_r = +10^\circ$) par % à la ligne droite ($a_r = 0^\circ$) de la dent rotorique.



Inclinaisons des flancs dentaires rotoriques de as .

(a) Influence de ar sur la caractéristique flux magnétique ?

La figure suivante (Fig. 2-34) représente l'influence de l'inclinaison des flancs dentaires rotoriques sur la caractéristique $flux-At$ pour les deux positions extrêmes : nous constatons que le flux augmente quand on incline les flancs dentaires vers l'extérieur de la dent ($ar > 0^\circ$) pour la position de conjonction alors qu'il diminue pour la position d'opposition.

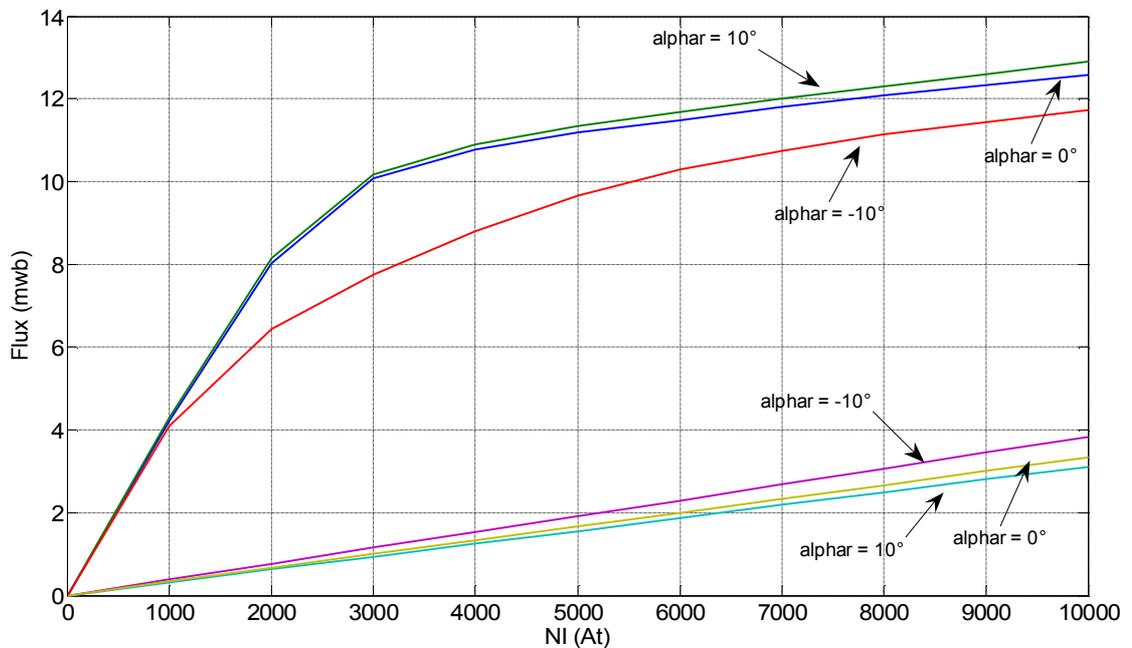


Figure 2 – 34. Flux (téta, NI) pour différentes valeurs d'inclinaisons ar .

(b) Influence de α_r sur la caractéristique couple électromagnétique ?

Alors que les caractéristiques de couple (Fig. 2-35) sont confondues pour $\alpha_r = 10^\circ$ et 0° , nous constatons une influence défavorable pour $\alpha_r = -10^\circ$ (diminution du couple).

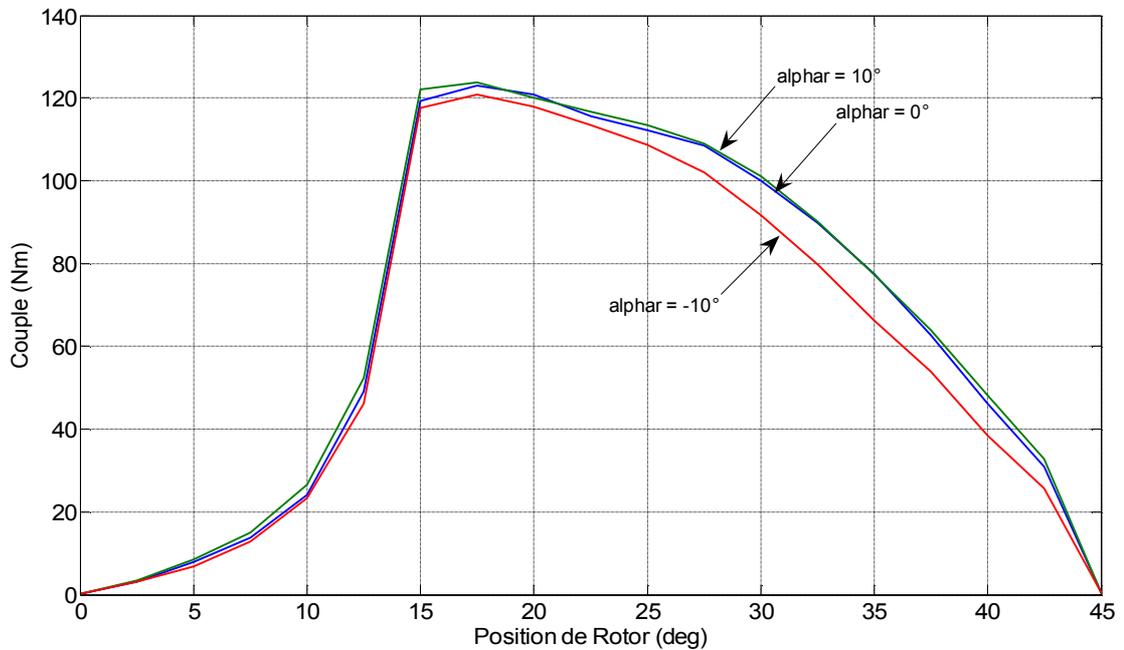


Figure 2 – 35. Couple (téta, NI = 8000 At) pour différentes valeurs de α_r .

(c) Influence de α_r sur le couple moyen ?

Ici aussi, comme pour l'inclinaison des dents statoriques, nous constatons une augmentation du couple moyen (Fig. 2-36) avec les inclinaisons de plus en plus positives des flancs vers l'extérieur de la dent rotorique.

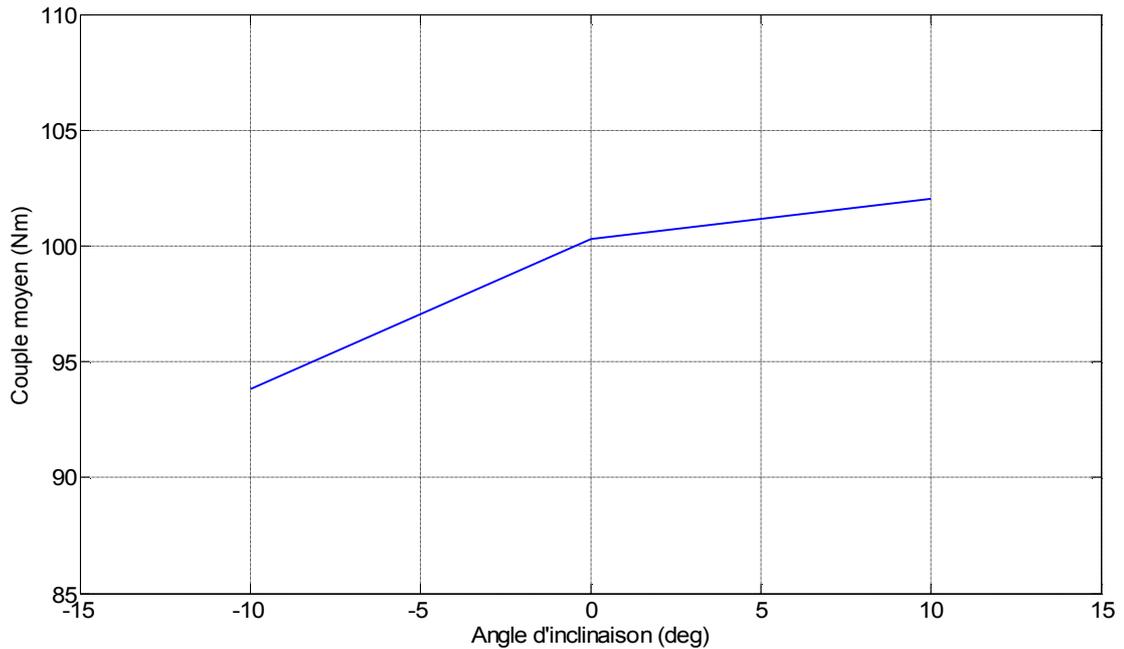


Figure 2 – 36. Couple moyen en fonction de l’inclinaison des flancs dentaires rotoriques.

2.6.6. Influence du ratio K_r rayon rotor sur rayon extérieur

Nous allons maintenant examiner l’influence du rapport des rayons :

$$K_r = \frac{R_r}{R_{ext}}$$

sur les caractéristique électromagnétique flux (téta, NI) et couple (téta, NI) pour différentes valeurs de $K_r = [0.58 \text{ à } 0.63]$ pour lesquelles on calculera le rayon du rotor R_r sachant que le rayon extérieur R_{ext} est fixé à 125 mm (encombrement imposé par le cahier de charges) et que les autres paramètres restent constants avec notamment $bs = br = 30^\circ$ et $NI = 8000 \text{ At}$.

La contrainte d’optimisation étant toujours « pertes joules constantes ».

(a) Influence de K_r sur la caractéristique flux magnétique ?

La figure suivante (Fig. 2-37) montre l’influence du rapport K_r sur le flux pour les positions d’opposition et de conjonction : nous constatons que le flux en position de conjonction est plus important pour $K_r = 0.60$ que pour $K_r = 0.58$ et 0.63 alors que pour la position d’opposition le flux est plus faible pour $K_r = 0.63$ que pour $K_r = 0.58$ et 0.60 .

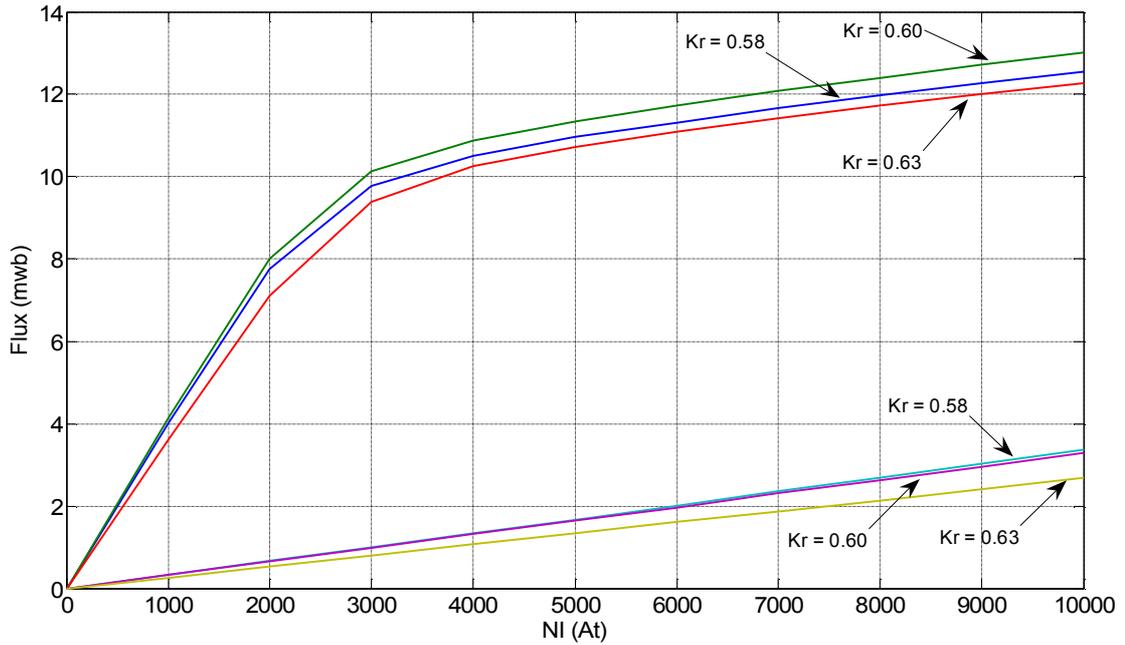


Figure 2 – 37. Flux (téta, NI) pour différentes valeurs de K_r .

(b) Influence de K_r sur la caractéristique couple électromagnétique ?

La figure suivante (Fig. 2-38), représentative du couple pour différentes valeurs de K_r , nous indique que les maxima de couple situés entre les positions 15° et 20° sont plus élevés pour $K_r = 0.60$ que pour $K_r = 0.58$ et 0.63 .

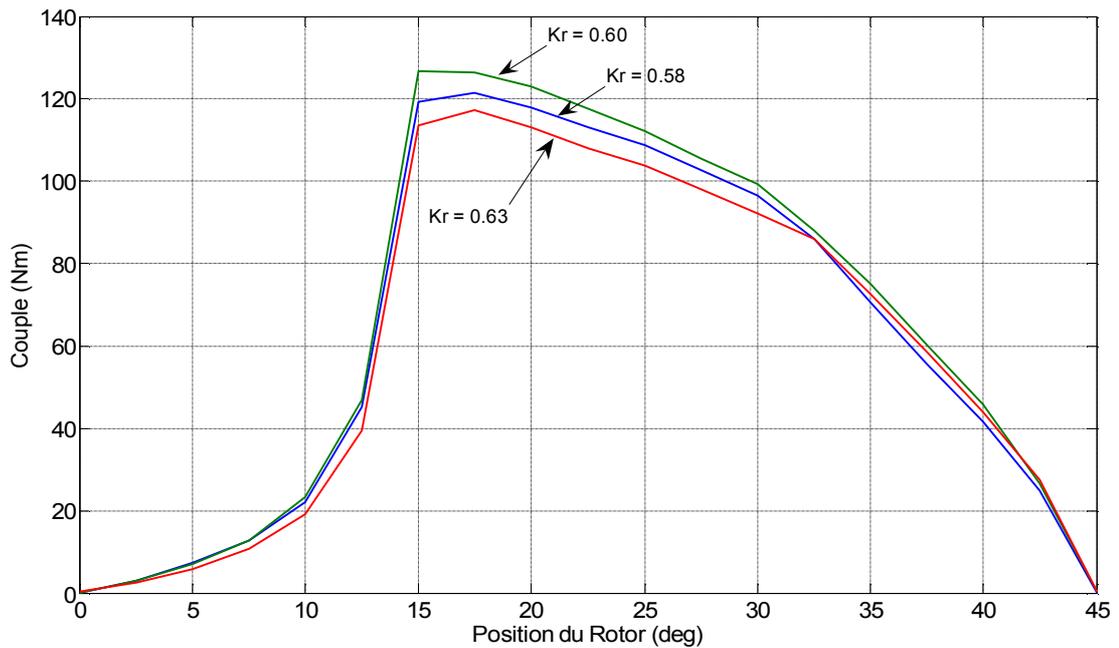


Figure 2 – 38. Couple (téta, NI = 8000 At) pour différentes valeurs de K_r

(c) Influence de Kr sur le couple moyen ?

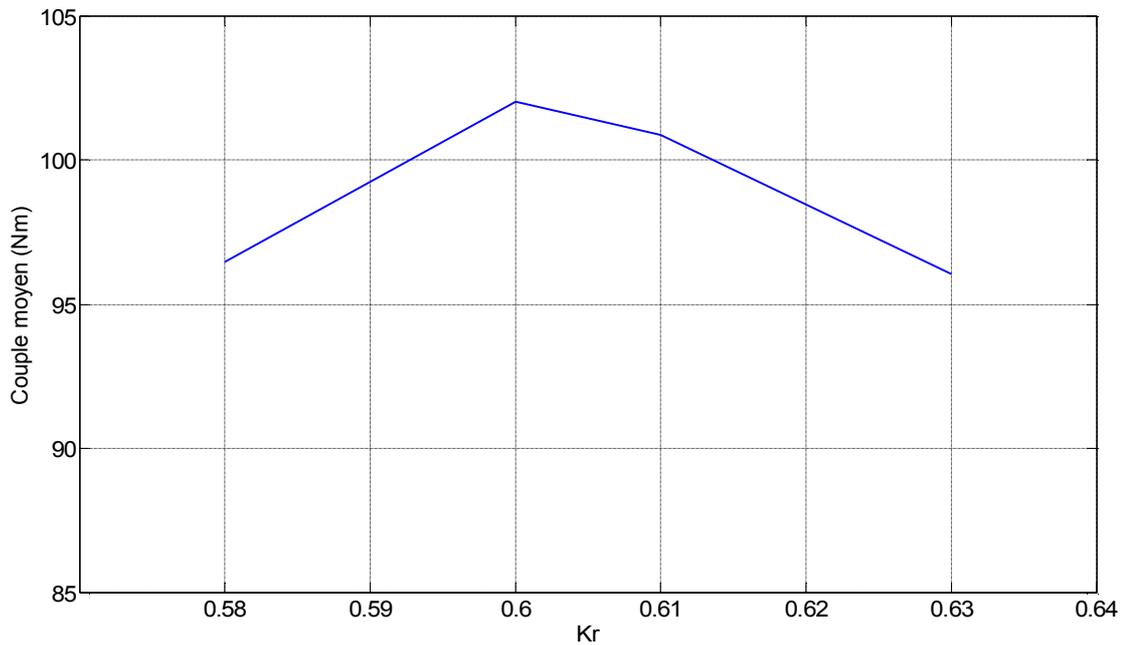


Figure 2 – 39. Couple moyen en fonction de Kr

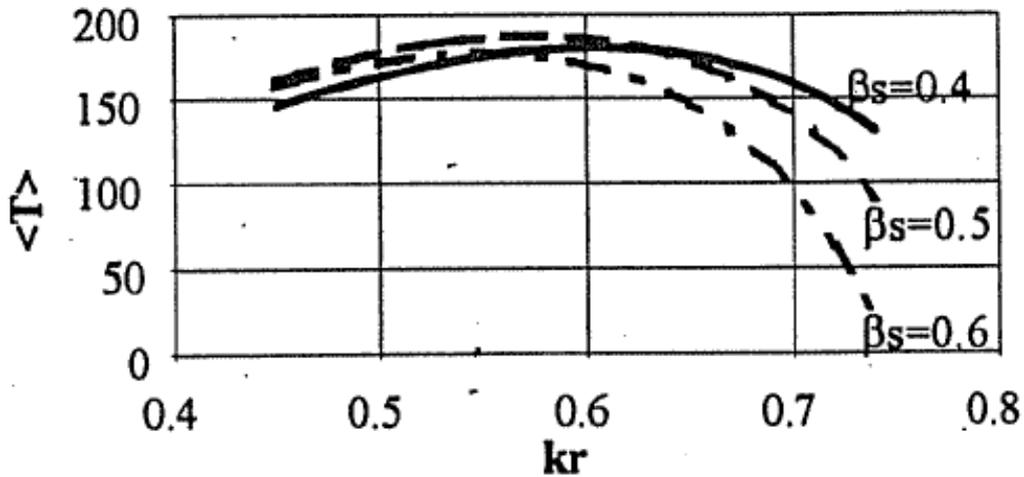


Figure 2 – 40. Couple moyen en fonction de Kr d'après [14].

La figure ci-dessus (Fig. 2-39) montre l'évolution du couple moyen en fonction du rapport des rayons rotor et extérieur Kr pour $NI = 8000$ At et à pertes joules constantes : nous constatons l'existence d'une valeur *optimale* $Kr = 0.60$ qui maximise le couple moyen.

Les résultats ainsi obtenus sont similaires à ceux d'autres chercheurs [13] [14].

2.6.7. Influence du rapport K_c de la demi-largeur de dent stator sur l'épaisseur de culasse

Pour étudier l'influence de ce rapport K_c , nous allons déterminer les caractéristiques électromagnétiques flux (téta, NI) et couple (téta, NI) pour différentes valeurs :

$$K_c = \frac{Y_s}{e_c}$$

variant de 0.8 à 1.2 et pour lesquelles nous calculerons l'épaisseur de culasse e_c sachant que la demi-largeur de dent statorique Y_s est invariable et que $bs = br = 30^\circ$ et $NI = 8000 \text{ At}$.

Les caractéristiques électromagnétiques sont calculées à **pertes joules constantes**.

(a) Influence de K_c sur la caractéristique flux magnétique ?

La figure (Fig. 2-41) montre que le flux de conjonction pour $K_c = 1$ est plus élevé par rapport à $K_c = 0.8$ et 1.2 et qu'il est plus faible pour $K_c = 0.8$ que pour $K_c = 1$ et 1.2 en position d'opposition.

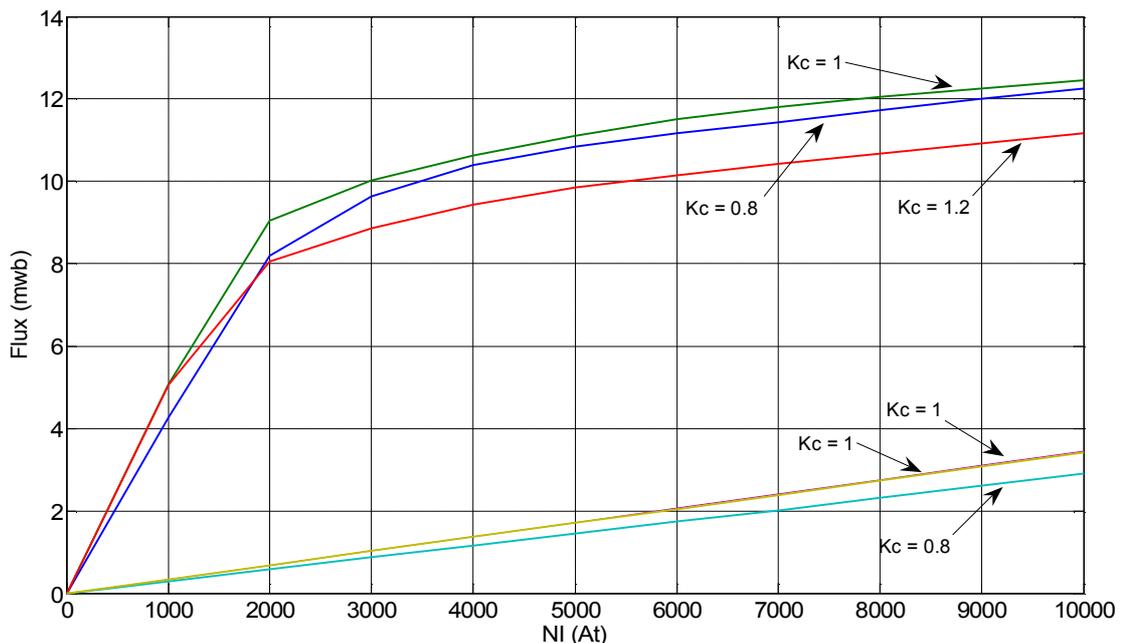


Figure 2 – 41 : Flux (téta, NI) pour différentes valeur de K_c .

(b) Influence de K_c sur la caractéristique couple électromagnétique ?

La figure ci-dessous (Fig. 2-42) nous indique que pour $K_c=0.8$ le couple max est inférieur que pour $K_c=1$ et $K_c=1.2$ avec présence de déformations pour ces dernières valeurs.

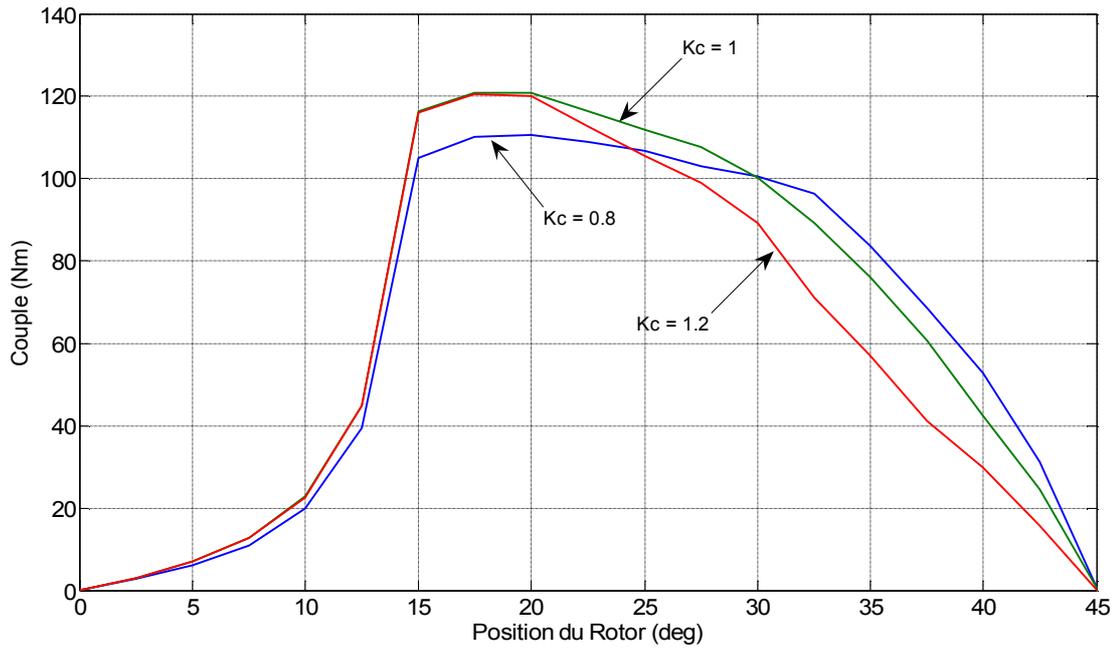


Figure 2 – 42. Couple (téta, NI = 8000 At) pour différentes valeurs de K_c .

(d) Influence de K_c sur le couple moyen ?

La figure ci-dessous (Fig. 2-42) indique qu'il existe une valeur optimale $K_c = 1$ pour laquelle le couple moyen est maximum.

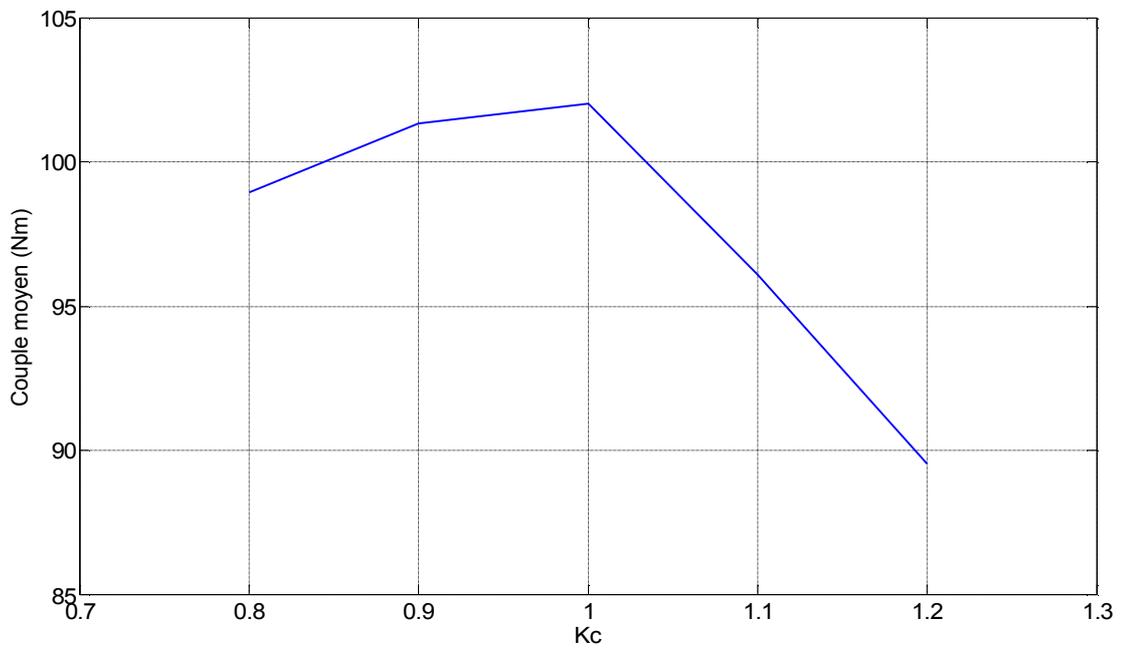


Figure 2 – 43 : Couple moyen en fonction de K_c

Les résultats obtenus jusqu'à présent sont conformes aux conclusions d'autres études [13] [15].

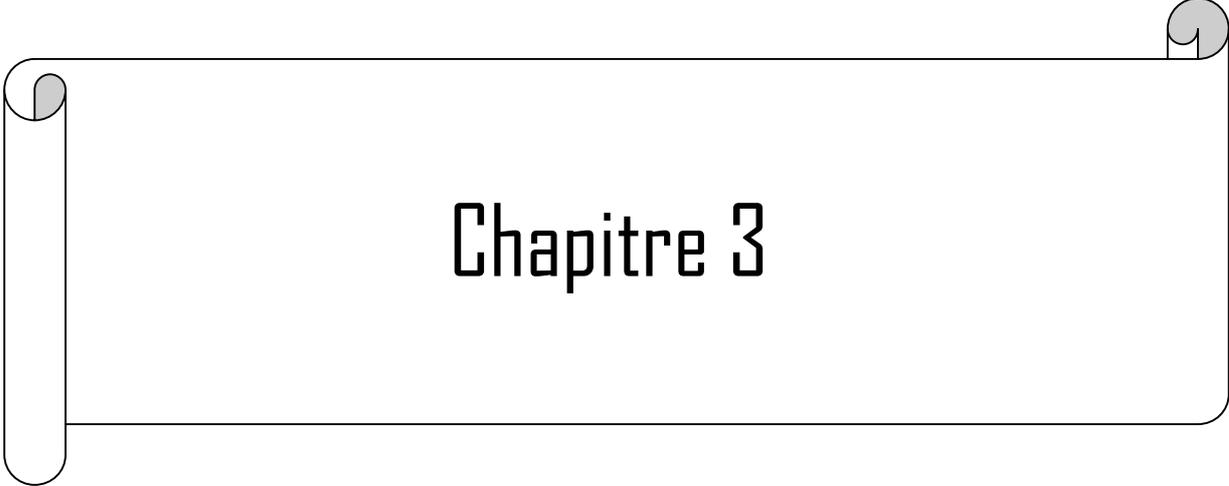
Conclusion 2 :

Le travail abordé dans ce 2^{ème} chapitre, concernant l'influence de divers paramètres géométriques sur les caractéristiques électromagnétiques d'un prototype de MRVDS 6/4 telles que flux et couple en fonction de la position et de l'état d'excitation, a permis d'optimiser la plupart de ces paramètres sous environnement *FEMM*, un logiciel éléments finis.

Malgré la finesse de cette approche, les temps de calcul demeurent pénalisants. C'est pourquoi, nous avons envisagé une approche analytique par circuit magnétique équivalent, beaucoup plus souple et rapide, que nous allons présenter dans le 3^{ème} et dernier chapitre qui va suivre.

Références 2

- [1] R Krishnan, « *SRM Divers : Modeling, Simulation, Analys, Design & Application* », Industriel Electronics Series.
 - [2] D. Meeker « *Finite Element Method Magnetics 4.0 – User’s Manual* ».
 - [3] A. Bentounsi « *C.A.O D’une Machine à Reluctance Variable à Double Saillance* »
 - [4] J.C. Mouchoux, « *Etude et réalisation de l’alimentation électronique d’un MRV pour véhicule Électrique- Expérimentation du moteur* », Mémoire Ing. CNAM soutenu le 18 Oct. 1992.
 - [5] B. Multon, « *Conception et alimentation électronique des MRVDS* », H.D.R. soutenue le 17 Mai 1994 au LESIR, ENS Cachan.
 - [6] B. Multon, M. Gabsi, « *Influence de l’entrefer sur les performances et le dimensionnement d’un MRVDS et de son onduleur* », 7^{ème} Colloque International sur les moteur pas à pas Nancy, 1 – 3 Juillet 1992.
 - [7] These Marc Geoffroy 27 Janvier 1993 « *Etude de L’influence des Paramètres Géométriques Du circuit magnétique sur les formes d’onde de permiance et de couple des machines cylindriques à Reluctance Variable à Double Saillance* ».
 - [8] T. Wichert “*Influence of modified rotor geometry on torque ripple average torque of 6/4 Switched Reluctance Motor*” Proceedings of XLII International Symposium on Electrical Machines SME 2006, 3 – 6 July, Cracow, Poland.
 - [9] S. S. Murthy Bhim Singh, V. K. Sharrna,” *Finite Element Analysis To Achieve Optimum Geometry of Switched Reluctance Motor*”
 - [10] Ali Deihimi, Shahaokh Farhangi, “*A Conceptual Optimal Design of Switched Reluctance Motors under Similar Asynchronous Motors Constraints*”.
 - [11] B. MULTON, F. Camus, E. Hoang, J. Le chenadec, J.L. Mouchoux LÉSiR URA CNRS D1375 « *Possibilités du moteur à réluctance variable à double saillance pour la motorisation de véhicules électriques. Bilan des essais d’un prototype de 27 kW* ».
 - [12] E. Hoang, B. Multon, R. Vives Fos, M. Geoffroy L.E.SiR- U.R.A. C.N.R.S D1375- E.N.S Cachan “*Influence of Stator Yoke Thickness and Stator Teeth Shape upon Ripple and Average Torque of Switched Reluctance Motors*”.
 - [13] These B. Multon, 17 mai 1994 « *Conception et Alimentation Électronique des Machines à Réluctance Variable à Double Saillance* » Troisième Parties Optimisation de la structure DEA 3.
 - [14] J.Y.Le Chenadec, M. Geoffroy, B. Multon, J-C. Mouchoux, Lesir URA CNRS D1375, « *Minimisation des Ondulation de couple dans les MRVDS par Optimisation des formes de Courant et des Angles Polaires avec contraintes des pertes joule de puissance silicium* »
-



Chapitre 3

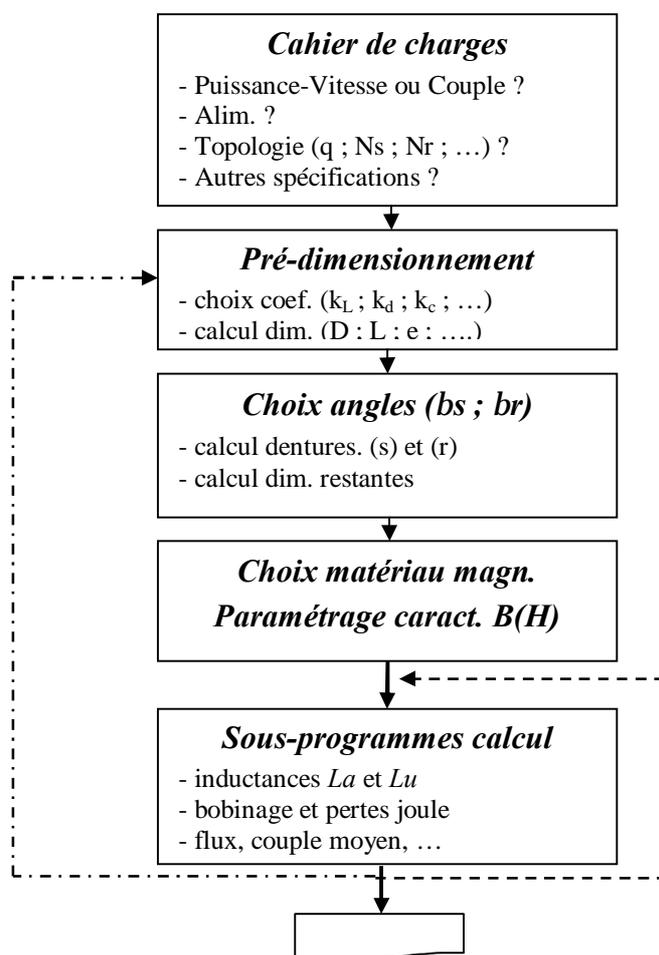
*APPROCHE ANALYTIQUE
PAR CIRCUIT MAGNÉTIQUE
EQUIVALENT*

CHAPITRE 3 : APPROCHE ANALYTIQUE PAR CME

INTRODUCTION 3 [1]

La détermination des caractéristiques magnétiques de la MRV par la méthode des éléments finis que nous venons de présenter au chapitre 2 a certes l'avantage de la précision mais aussi l'inconvénient d'un temps de calcul très pénalisant. C'est pourquoi nous avons envisagé une approche analytique plus souple et plus rapide pour entamer un processus d'optimisation. Toutefois, cette méthode nécessiterait au préalable un tracé précis de lignes de champ par éléments finis. En effet, cette deuxième approche utilise un modèle basé sur un **Circuit Magnétique Equivalent (CME)** à la MRV étudiée qui consiste en un découpage de la machine en tronçons de réluctances R_k série-parallèle calculés selon un processus itératif dans le cas d'un modèle saturé. Nous avons utilisé pour cela un modèle analytique de la caractéristique lissée $B(H)$ des tôles utilisées.

Pour la mise en œuvre de cette approche analytique, nous avons confectionné, sous environnement *Matlab*, le programme de calcul à structure modulaire ci-dessous (*cf. Annexe*),



3.1. CALCUL ANALYTIQUE DES LIGNES EQUIFLUX

Pour ce calcul, nous nous sommes inspirés de l'algorithme proposé par Krishnan [1] basé sur la décomposition en 7 tubes de flux représentatifs du circuit magnétique de la machine. Ce tracé a été préalablement réalisé par éléments finis sous *FEMM* puis la topologie de chaque tube a été paramétré afin d'évaluer analytiquement la perméance de chaque tronçon.

Nous obtenons ainsi un réseau de perméances dont les chutes de tension magnétiques partielles permettent de déterminer une chute totale à comparer avec la fmm d'excitation ; un processus itératif (circuits non-linéaires) permet d'atteindre la convergence avec la précision désirée (fig. 3 – 1).

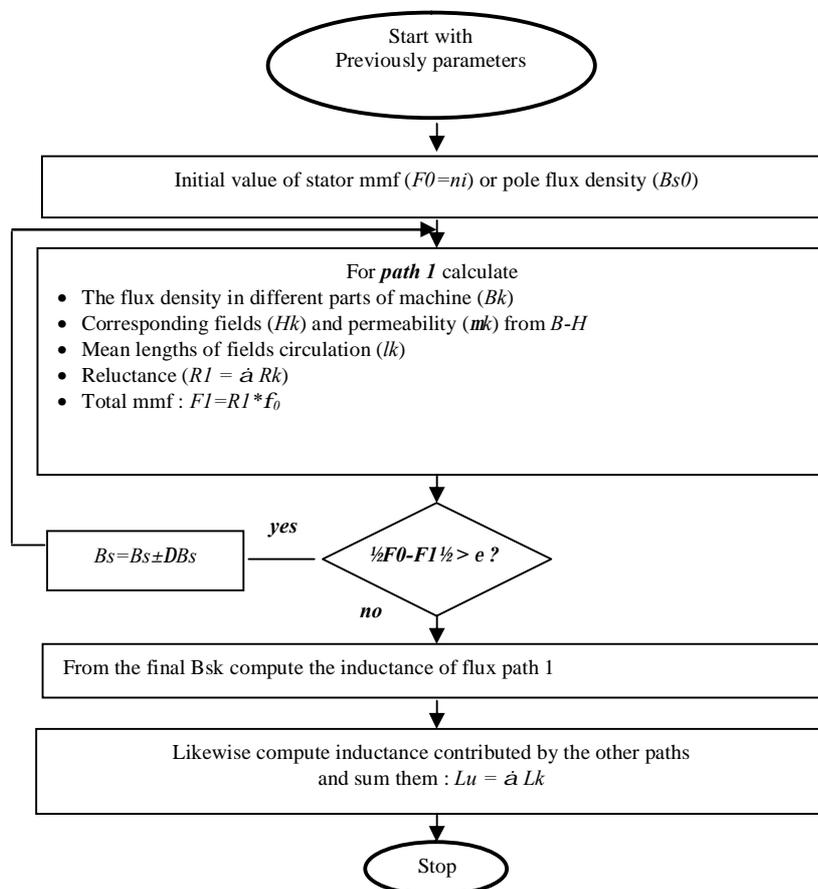


Fig. 3 – 1 S/programme calcul inductance en saturé.

3.2. CALCUL DE L'INDUCTANCE DE CONJONCTION (L_{ALIGNED})

La quasi-totalité des lignes équiflux traversant l'entrefer aboutissent à la dent rotorique (fuites quasi-nulles), ce qu'indique la figure (fig. 3 -2) réalisée par éléments finis sous *FEMM*. Le circuit magnétique équivalent est représenté (fig. 3 - 3).

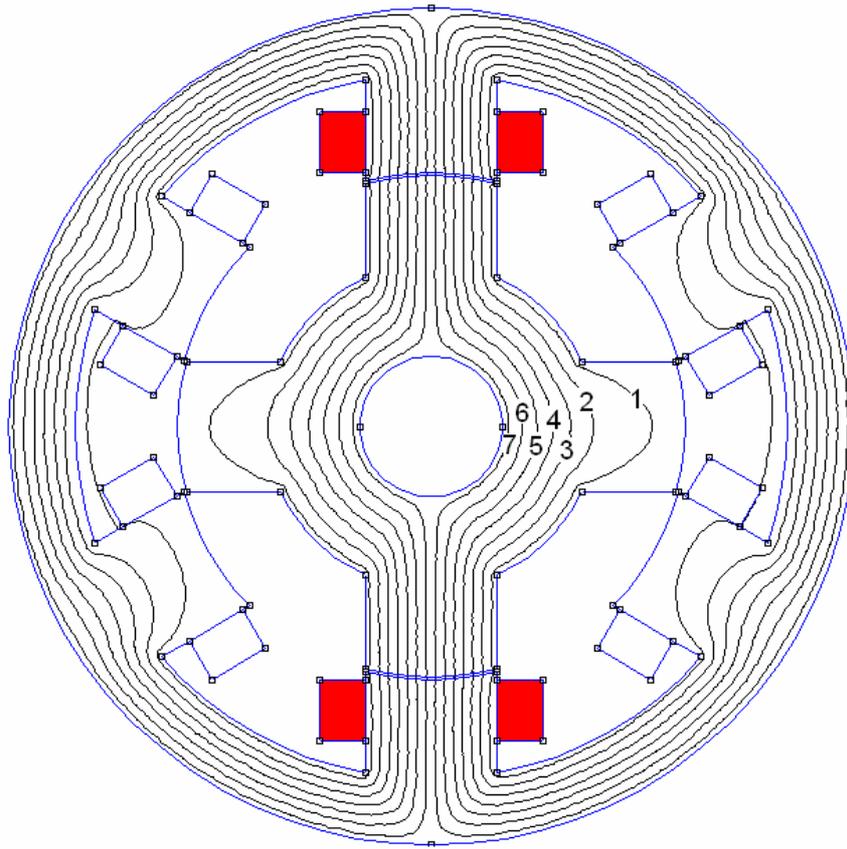


Fig. 3 - 2 Iso-potentiels vecteurs en position de conjunction

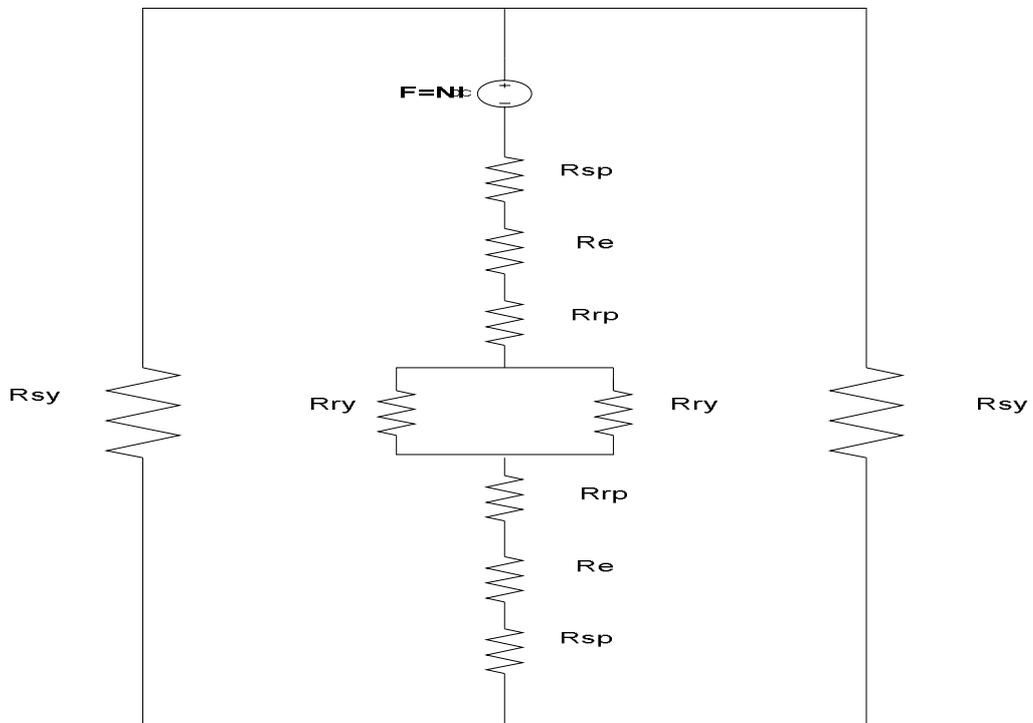


Fig. 3 - 3 Circuit magnétique équivalent en position de conjunction.

Calcul des surfaces :

- pôle stator : $Asp = RL\beta_s$
- pôle rotor : $Arp = RL\beta_r$
- moyenne d'entrefer : $Ae = (Asp+Arp)/2$
- culasse stator : $Asy = kcs*Asp/2$
- culasse rotor : $Ary = kcr*Asp/2$

En assignant une induction initiale B_s à la dent statorique correspondant à une fmm F_a donnée, on déduit le flux correspondant :

$$\text{fluxs} = B_s * Asp = \text{fluxr}$$

Connaissant les surfaces, nous pouvons ainsi calculer les inductions au niveau de l'entrefer B_e , de la dent rotor B_r , des culasses B_{sy} et B_{ry} . Les champs correspondants seront déduits de la caractéristique $B(H)$ en utilisant la fonction *SPLINE* de *Matlab*. Nous pouvons ainsi calculer les perméabilités correspondantes $m=(B/H)$ puis les réluctances R en utilisant des longueurs de trajets moyennes calculées analytiquement à partir des lignes équiflux [1].

Le produit de la réluctance équivalente R_{ae} par le *fluxs* permettra de calculer la fmm correspondante ($F_0=R_{ae}*\text{fluxs}$) qui sera comparée à la fmm de départ (F_a) dont l'écart sera comparé à ϵ_{ps} pour le critère de convergence du processus itératif.

Finalement, l'inductance de conjonction vaudra : $L_{aa} = N^2/R_{ae}$

3.3. CALCUL DE L'INDUCTANCE D'OPPOSITION ($L_{UNALIGNED}$)

Le processus de calcul est similaire au précédent (fig. 11) sauf que le schéma de perméances équivalent à chacun des 7 tubes de flux diffère d'un tube à l'autre (fig. 14), selon le tracé des lignes équiflux représenté (fig. 3 - 5).

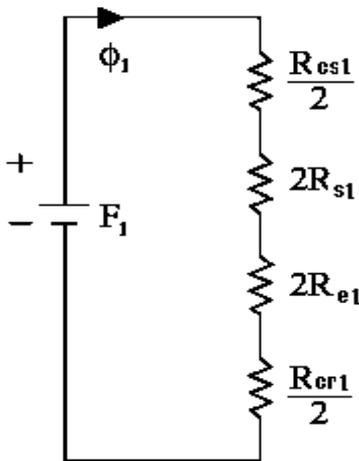


Fig. 3 - 4 a Tube 1.

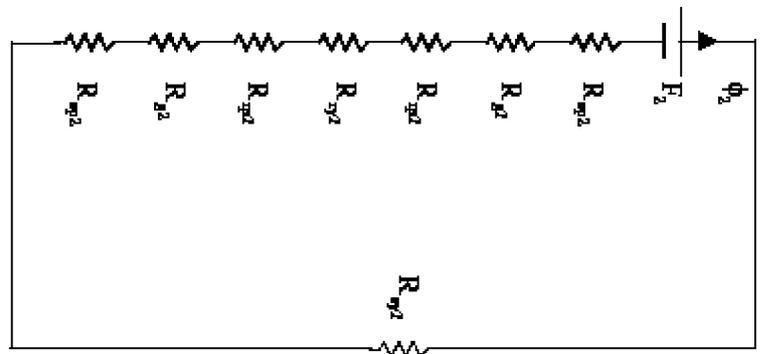


Fig. 3 - 4 b Tube 2

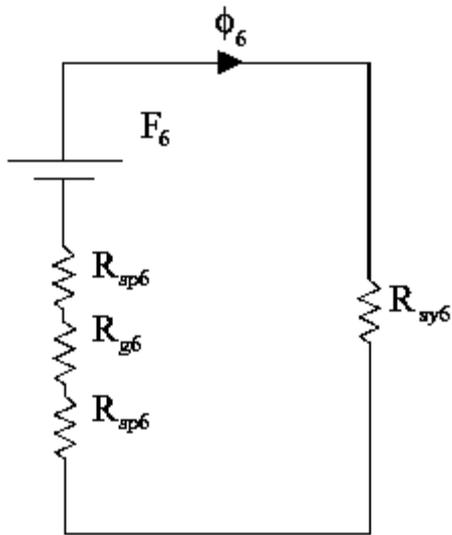


Fig. 3 - 4 c Tube 6.

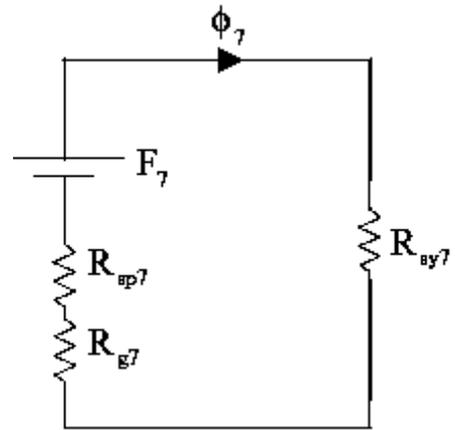


Fig. 3 - 4 d Tube 7.

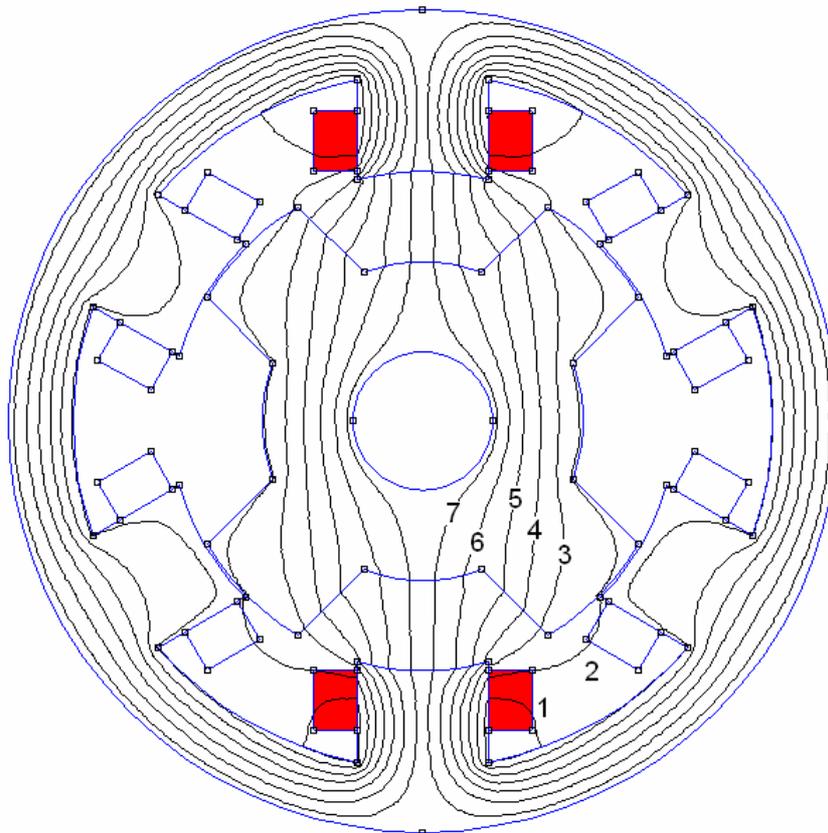


Fig. 3 - 5 Iso-potentiels vecteurs en position d'opposition

3.4. DIMENSIONNEMENT DU BOBINAGE STATORIQUE

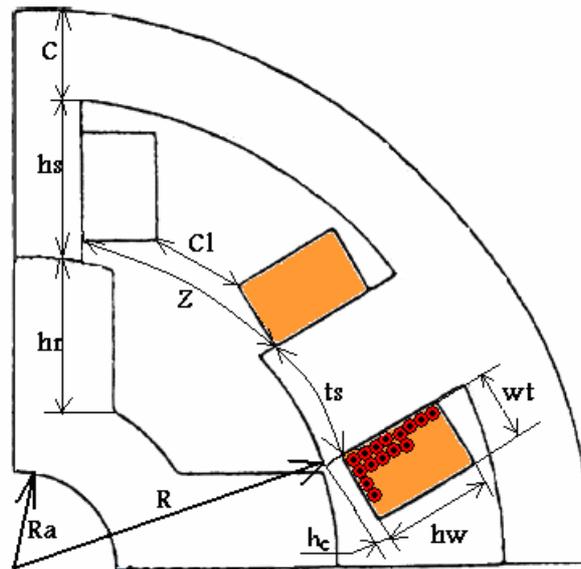


Fig. 3 - 6 Paramètres bobinage stator.

(a) Choix du nombre de spires (Nt)?

Pour une densité linéique spécifique As et un diamètre D donnés, la fmm $F=Nt*I$ est constante; ainsi :

- un faible courant I implique un nombre élevé de spires Nt
- de faibles valeurs de résistance et inductance impliquent un faible nombre Nt .

Aussi, est-il difficile de satisfaire ces 2 critères contradictoires !

Par ailleurs le couple ($Nt ; I$) dépend de la nature du convertisseur.

Ayant fixé le nombre de spires Nt , l'amplitude du courant de phase sera égale à : $Ip=Fa/Nt$.

A partir de l'épaisseur de la cale d'encoche hw et de l'intervalle inter-bobines adjacentes Cl (*Clearance*), nous pouvons calculer l'aire max bobinable pour une demi-bobine rectangulaire:

$$A_{coil}=(hs-hw)*(2*\pi*R/Ns-R*bs-Cl)/2 \quad (31)$$

A partir du coefficient de remplissage ($kb < \pi/4$), nous aurons la section nette de cuivre :

$$A_{cu}=A_{coil}*kb \quad (32)$$

$$\text{Ainsi que la section d'un conducteur : } ac=A_{cu}/(Nt/2) \quad (33)$$

$$\text{D'où la densité de courant minimale : } J_{min}=(Fa/2)/A_{coil} \quad (34)$$

$$\text{A comparer avec la densité théorique : } J=Ip/ac \quad \text{Vérifie-t-on : } J \geq J_{min} ? \quad (35)$$

$$\text{Calcul du diamètre de conducteur cylindrique : } dc=2*\sqrt{ac/\pi} \quad (36)$$

$$\text{Et de la longueur moyenne de spire: } Lm=2*(L+\pi*R/Ns+R*bs/2) \quad (37)$$

$$\text{D'où la résistance/phase : } Rs=ro*Nt*Lm/ac \quad \text{avec } ro \text{ la résistivité du cuivre.} \quad (38)$$

Nous pouvons ainsi évaluer les pertes cuivre:

$$P_{cu} = q R_s I^2 = (r_o * N_t * L_m / a c) * I_p^2 = (r_o * L_m) * (N_t * I_p) * J \quad (39)$$

Expression qui indique que pour une force magnétomotrice donnée, $F_a = N_t I$, les pertes cuivre sont proportionnelles à la densité de courant J dont la valeur est fixée selon le mode de refroidissement choisi et la température maximale admissible. Ce que confirme la caractéristique (fig. 3 - 7) obtenue par simulation sous *Matlab*.

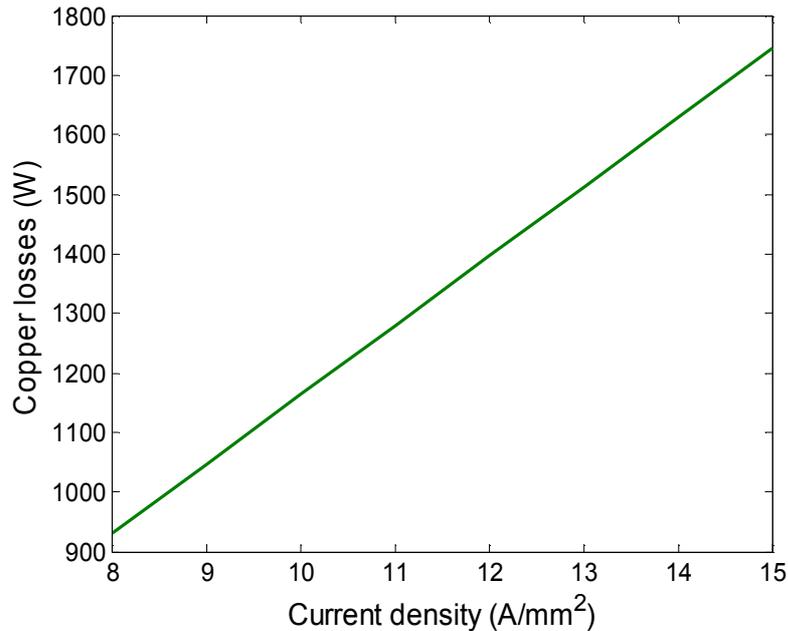


Fig. 3 - 7 Effect of current density on copper losses at $F_a=8337$ & $br=bs=30$

Les résultats de la simulation sous *Matlab* sont résumés dans le Tableau I.

TABLEAU I: CALCUL DU BOBINAGE.

<i>Paramètres</i>	<i>Valeurs</i>
Nombre de spires/phase (N_t)	24
Nombre de brins/conducteur	9
Diamètre de brin	2 mm
Nombre de cond. verticaux/pôle	4
Nombre de cond. horizontaux/pôle	3
Espace inter-bobines (Clearance)	4.9 mm
Résistivité cuivre (r_o)	$1.8 \cdot 10^{-8} \Omega m$
Résistance/phase (R_s)	6.7 m Ω
Coef. de remplissage (kb)	0.6
Inductance de conjonction (L_a)	2.4 mH
Inductance d'opposition (L_u)	0.19 mH

3.5. CALCUL DU COUPLE MOYEN

L'expression du couple moyen est donnée par :

$$\langle T \rangle = \left(\frac{qNr}{2p} \right) * (W_a - W_u) \quad (40)$$

avec:

$$W_a = (I_1 + I_2 + \dots + \frac{1}{2} I_n) * \Delta I \quad \text{et} \quad W_u = \frac{1}{2} I_u * I \quad (41)$$

Déduites des aires comprises entre les caractéristiques flux-At relatives aux positions conjonction W_a et opposition W_u représentées (fig. 3 - 8).

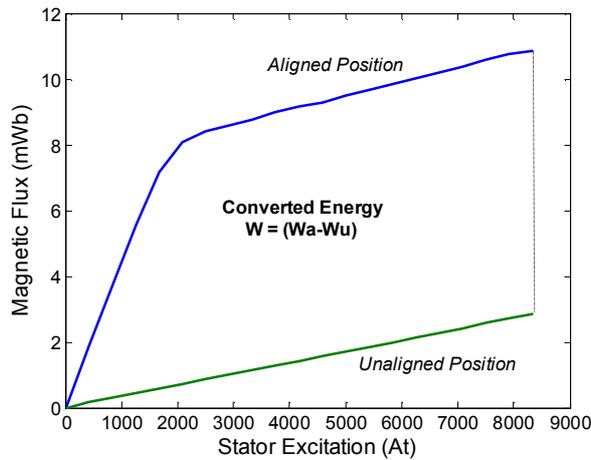


Fig. 3 - 8 Caractéristiques extrêmes flux-At.

3.6. Validation des résultats de simulations sous Matlab

Avant d'optimiser de quelconques paramètres géométriques du prototype de MRVDS 6/4 que nous venons de dimensionner, nous avons commencé par tester la validité de nos résultats simulés (Tableau II) en les comparant avec ceux d'une machine similaire [2]

TABLEAU II : VALIDITE DES RESULTATS

<i>Paramètres MRVDS 6/4</i>	<i>Simulés</i>	<i>Testés [2]</i>
Longueur axiale tôles (L)	151.8 mm	150 mm
Diamètre extérieur (Do)	252 mm	250 mm
Diamètre rotor (R)	152 mm	150 mm
Diamètre axe rotation (Dsh)	42 mm	42 mm
Epaisseur d'entrefer (e)	0.8 mm	0.8 mm
Hauteur dent stator (hs)	25.8 mm	25.6 mm
Hauteur dent rotor (hr)	29.5 mm	28 mm
Epaisseur culasse stator (sy)	24.8 mm	23.6 mm
Inductance de conjonction (La)	2.4 mH	2.2 mH
Inductance d'opposition (Lu)	0.19 mH	0.2 mH

3.7. INFLUENCE DE PARAMETRES GEOMETRIQUES SUR LES PERFORMANCES

3.7.1. Influence de l'entrefer ?

Les résultats des 2 études suivantes (fig.3 - 9) indiquent clairement la nécessité de réduire l'épaisseur d'entrefer, les limites pratiques étant d'ordre mécanique et économique.

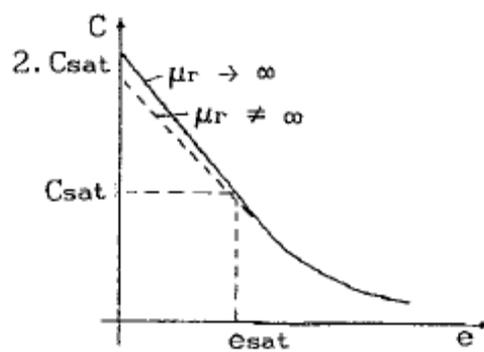


Fig. 3 - 9 a Influence entrefer sur couple moyen d'après [3]

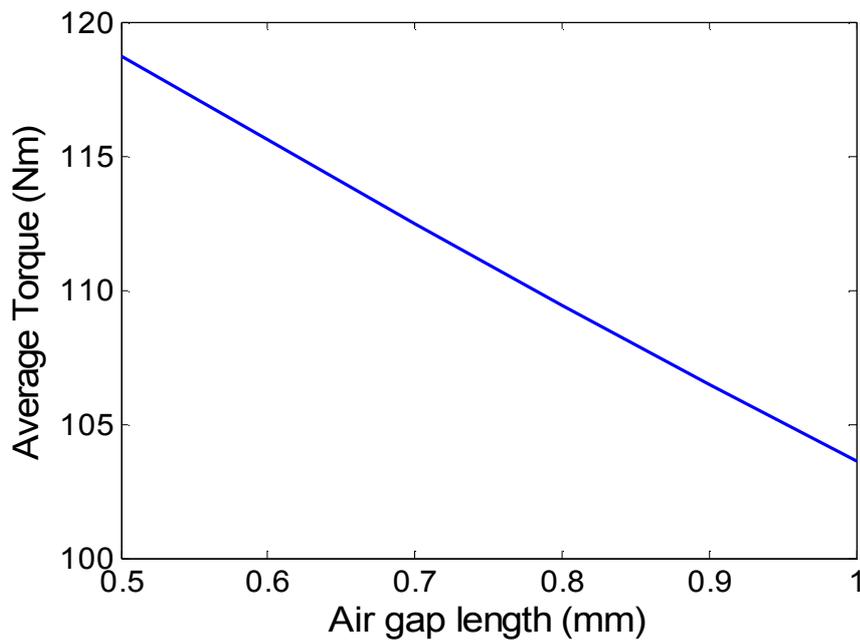


Fig. 3 - 9 b Effect of air gap on average torque at $F_a=8337$ & $b_r=b_s=30$

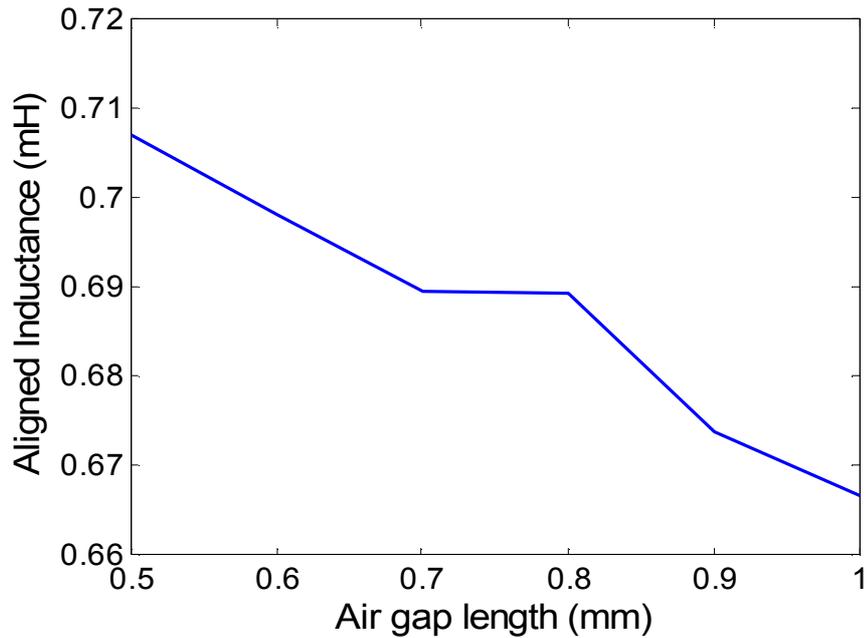


Fig. 3 - 9 c Effect of air gap on aligned inductance at $Fa=8337$ & $br=bs=30$

3.7.2. Influence de la saturation ?

Nous avons commencé par confirmer un résultat assez connu, à savoir la forte diminution de l'inductance de conjonction L_a avec la saturation du circuit magnétique (fig. 3 - 10).

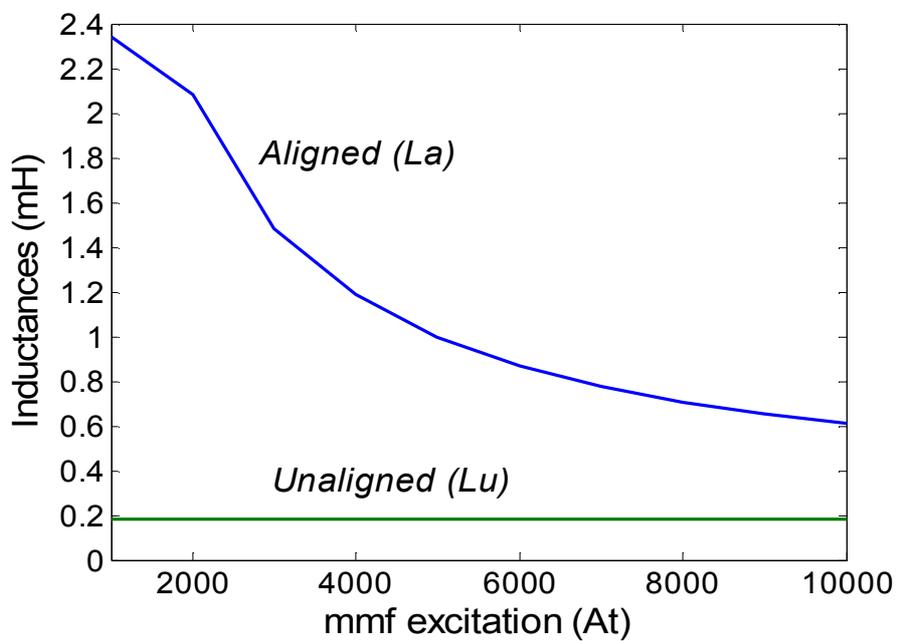


Fig. 3 - 10 Effect of excitation on inductances at $br=bs=30$

Puis, nous avons vérifié la corrélation du couple avec le courant d'excitation (fig. 3 - 11).

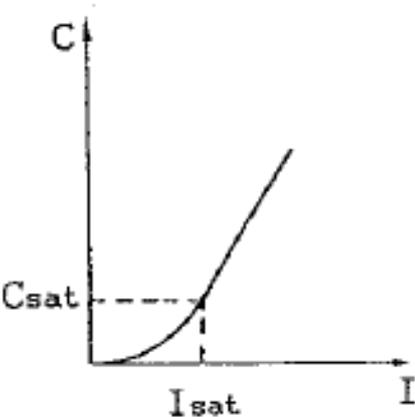


Fig. 3 - 11 a Caractéristique couple-courant d'après [3]

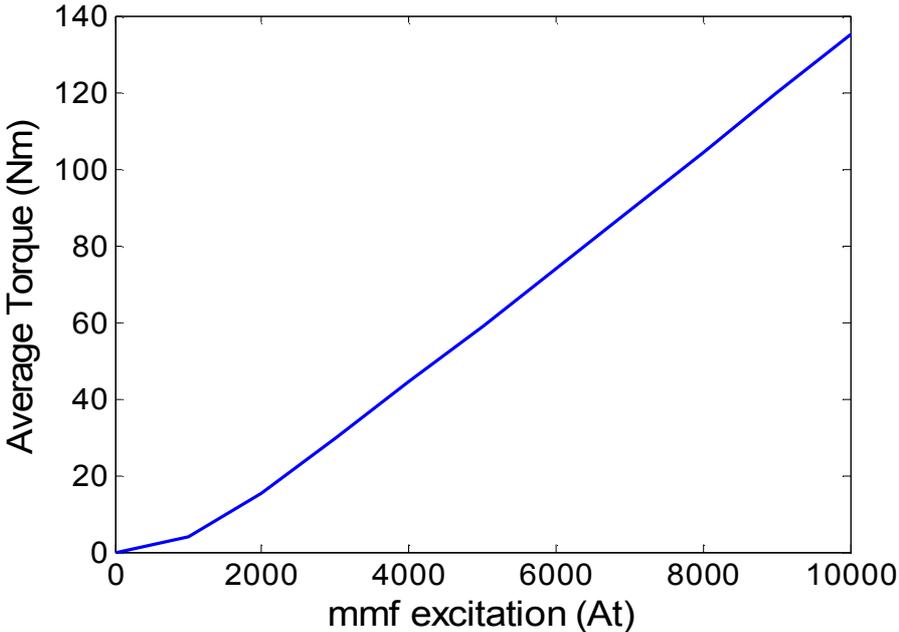


Fig. 3 - 11 b Effect of excitation on average torque at $br=bs=30$

3.8. OPTIMISATION DE LA GEOMETRIE SOUS MATLAB

Le critère d'optimisation choisi est représenté par les pertes cuivre maximales ($P_{cu} \approx 1.5$ kW) qui sont imposées par les conditions de refroidissement de la MRV. Les résultats des différentes simulations sous *Matlab* sont synthétisés ci-après.

3.8.1. Influence de l'angle polaire rotorique β_r ?

En maintenant constante b_s , l'étude [3] indique qu'une augmentation de b_r induirait une augmentation de l'inductance d'opposition via les caractéristiques magnétiques (fig.3-12a). Notre simulation confirme ce résultat et indique en plus une augmentation de l'inductance de conjonction avec b_r mais qui atteint un seuil pour $b_r \gg 0.55ar \gg 49.5^\circ$. Nous montrons enfin que ces 2 phénomènes cumulés se traduiraient par l'existence d'un couple max. au voisinage de $b_r \gg 0.45ar \gg 40.5^\circ$.

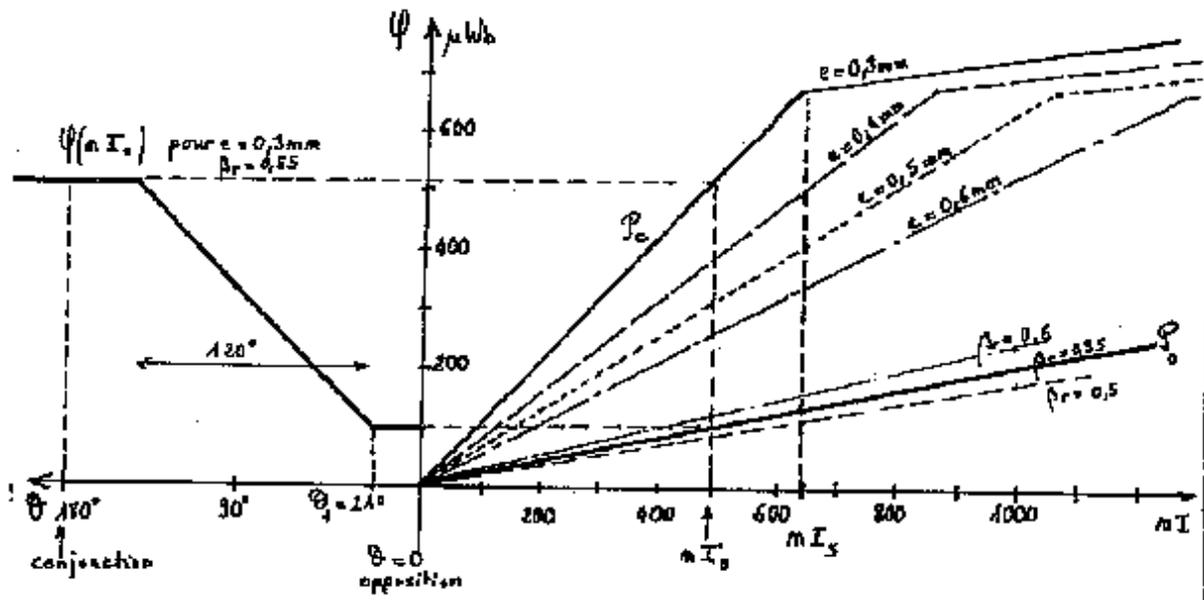


Fig.3 – 12 a Influence de l'entrefer et de l'angle polaire rotor β_r sur les caract. magn. d'après [4].

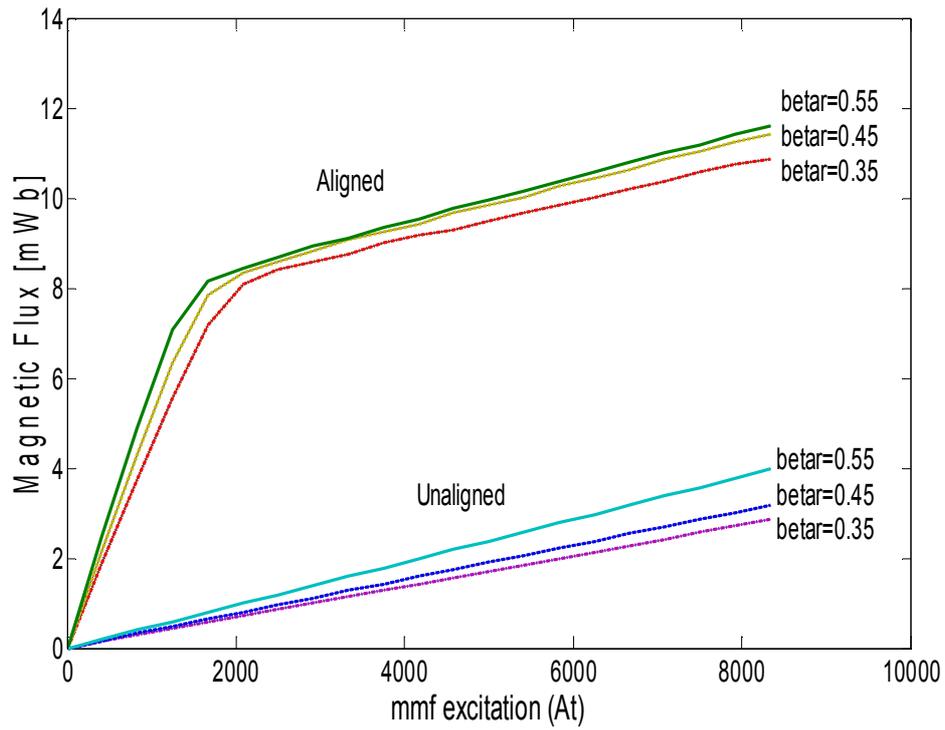


Fig. 3 – 12 b Effect of rotor pole arc on magnetic flux at a constant P_{cu} & $b_s=30$

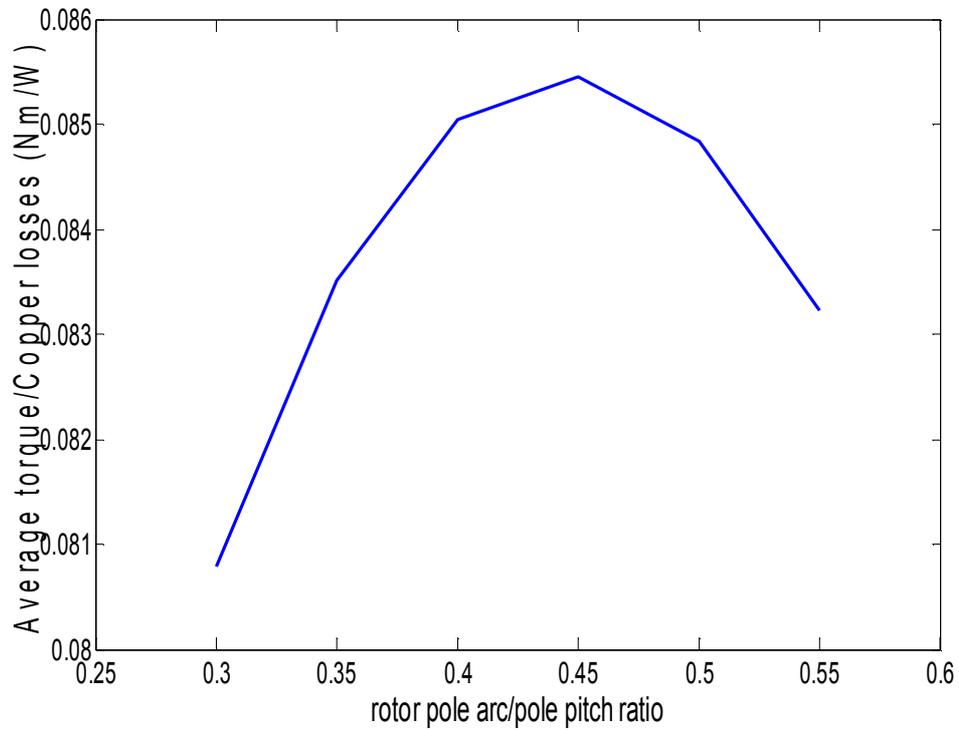


Fig. 3 – 13 Effect of rotor pole arc on average torque/copper losses ratio at $b_s=30$

3.8.2. Influence de l'angle polaire statorique β_s ?

Le Chenadec [5] a étudié l'influence des paramètres β_s , k_c =(E_c /demi-arc dent stator) et k_r =ratio rayons(rotor/stator) à $P_{cu}=1500$ W=cte d'une MRVDS de 30 kW (couple=100 Nm): en fixant $br = 0.5$ ar, il montre l'existence de maxima de couple moyen en fonction du ratio kr des diamètres rotor et stator et pour divers paramètres β_s (fig.3 - 14).

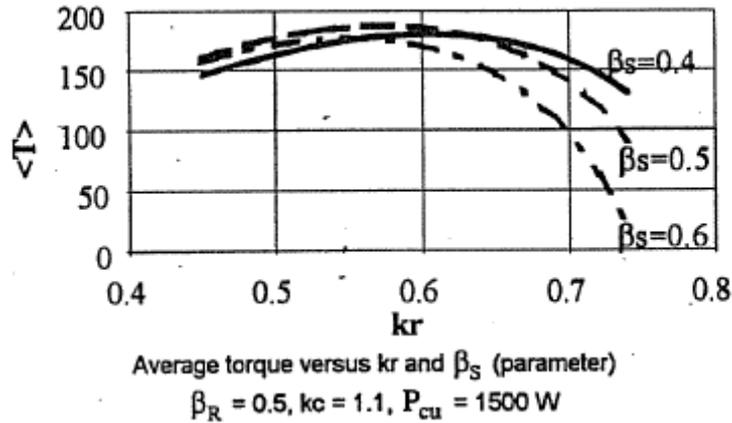


Fig. 3 – 14 Evolution du couple en fonction de kr et β_s selon [5].

Nos simulations indiquent, d'une part, la forte influence de β_s sur les caractéristiques magnétiques d'opposition (fig.3 – 15 a) et, d'autre part, une diminution du couple moyen lorsque β_s augmente (fig.3 – 15 b).

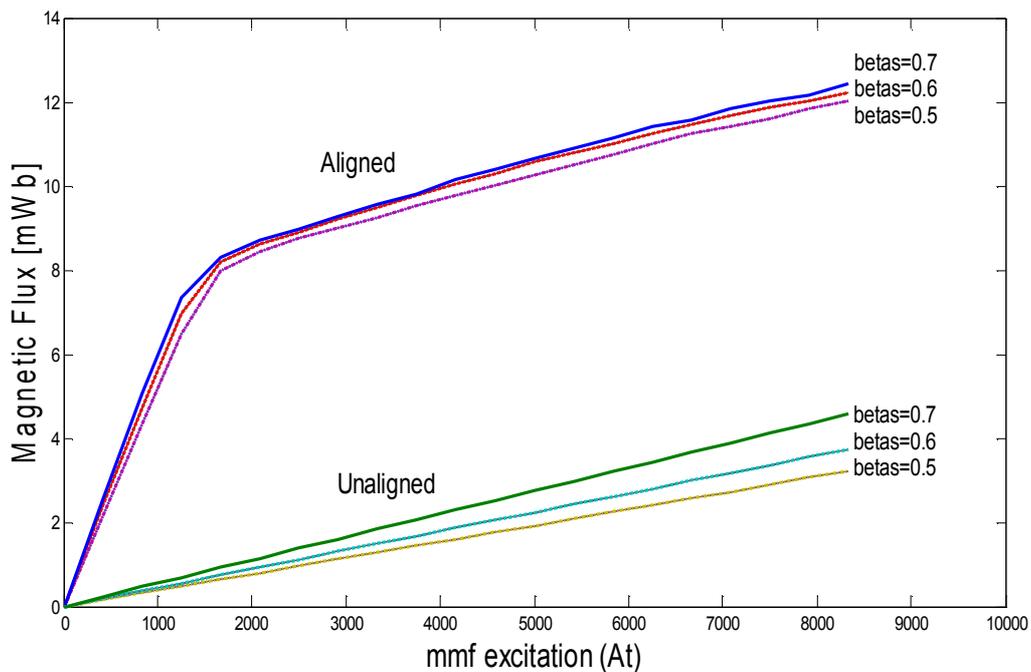


Fig. 3 – 15 a Effect of stator pole arc on magnetic flux at a constant P_{cu} ($br=40.5$)

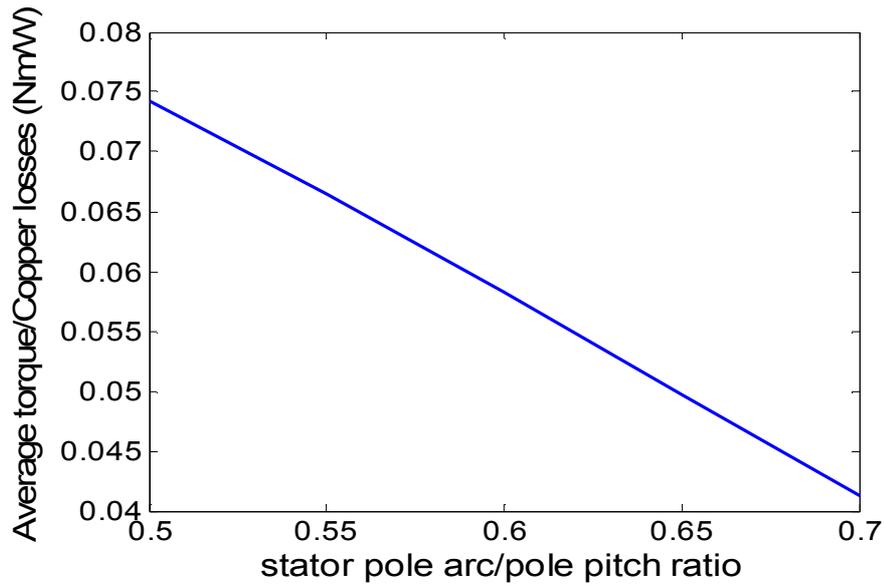


Fig. 3 – 15 b Effect of stator pole arc on average torque/copper losses ratio at $br=40.5$

3.8.3. Influence de l'épaisseur de culasse

Lorsque l'épaisseur de culasse statorique augmente avec le coefficient kcs , nous obtenons une augmentation de flux donc d'inductance en position de conjonction (fig.3 – 16 a) ; par ailleurs, nous obtenons un couple max. au voisinage de $kcs \gg 1.7$ (fig.3 – 16 b) ce que n'indique pas la (fig.3 – 17) de l'étude [5] où la simulation s'est arrêtée à $kc=1.1$. On notera enfin la croissance du couple avec le ratio kd des diamètres rotor et stator (fig.3 - 18) alors que l'étude [5] fait apparaître un maximum au voisinage de $kr \gg 0.6$ (fig.3 - 17).

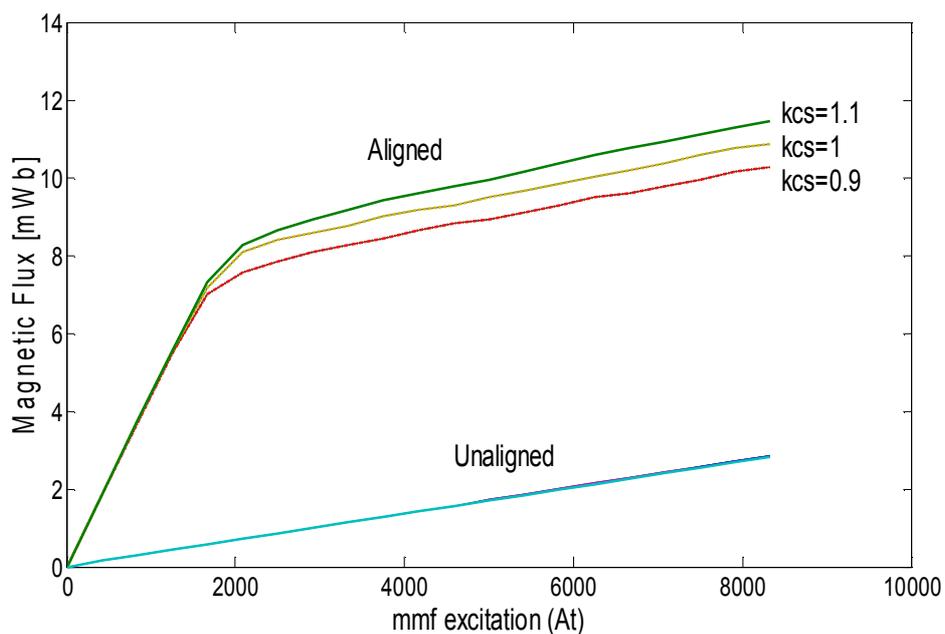


Fig. 3 – 16 a Effect of stator yoke thickness on magnetic flux at a constant Pcu

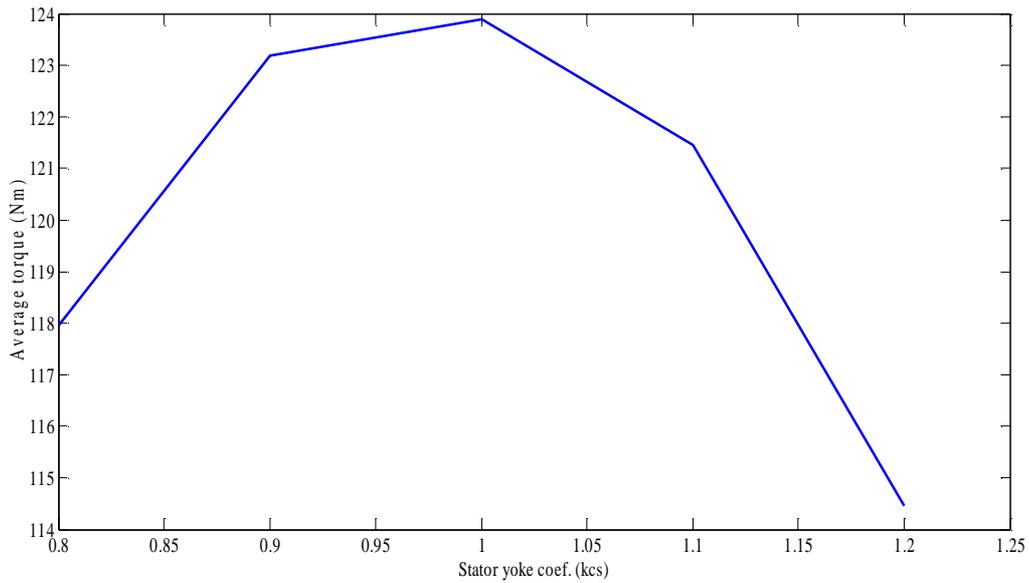


Fig. 3 - 16 b Average torque vs. kcs ratio at constant $P_{cu}=1513$ W ($b_s=b_r=30$)

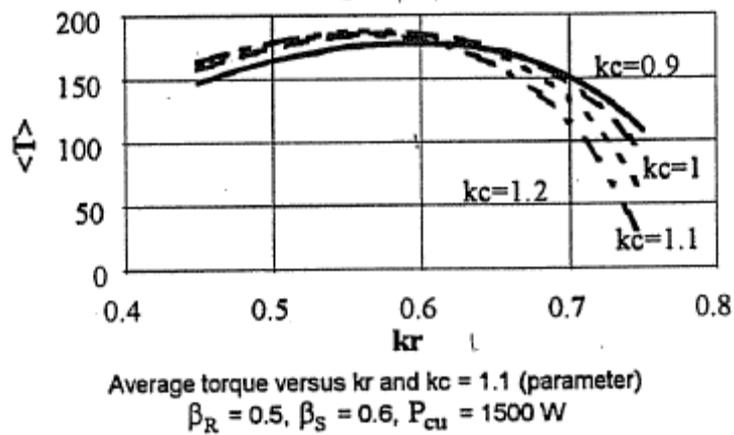


Fig. 3 - 17 Evolution du couple moyen en fonction de kr et kc selon [5].

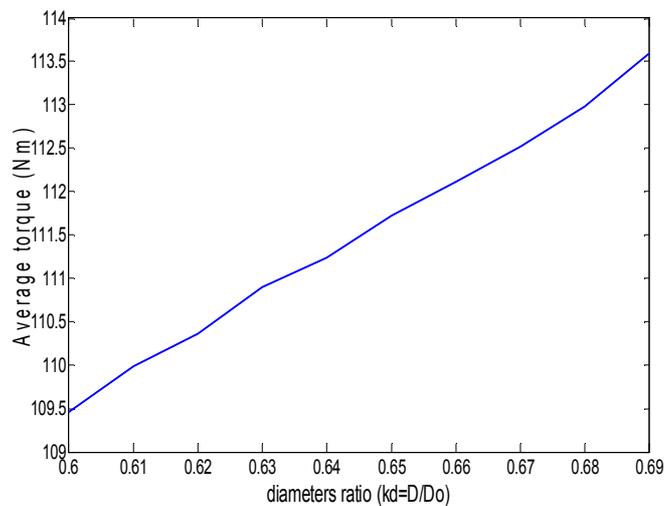


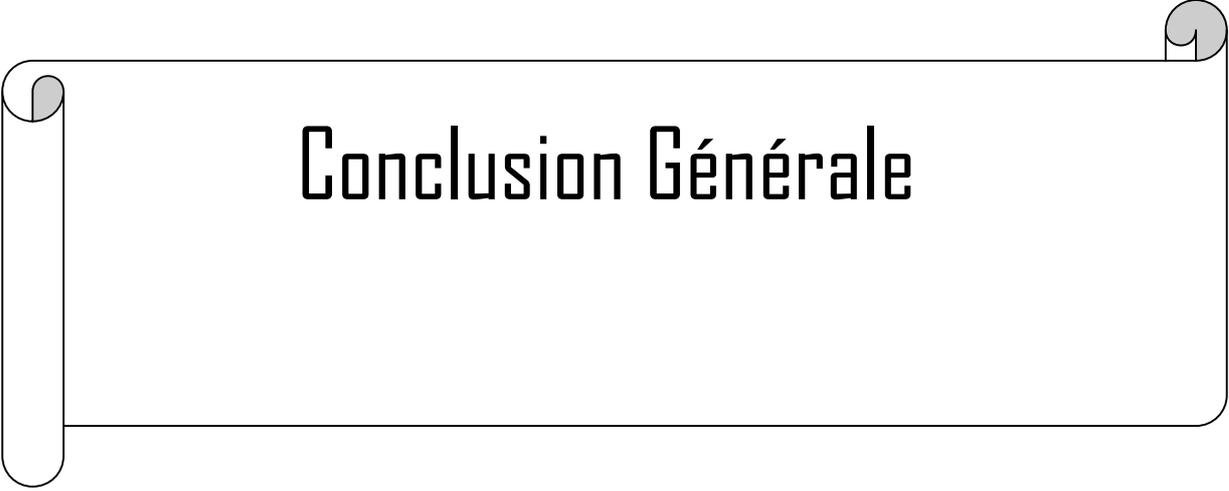
Fig. 3 - 18 Average torque vs. k_d ratio at constant $P_{cu}=1513$ W ($b_s=b_r=30$)

Conclusion 3 :

Dans ce 3^{ème} chapitre nous avons utilisé une approche analytique par circuit magnétique équivalent sous environnement *Matlab* pour étudier l'influence de divers paramètres géométriques sur les caractéristiques électromagnétiques d'un prototype de MRVDS 6/4 telles que flux et couple en fonction de la position du rotor, cette méthode a le gros avantage de la rapidité et la souplesse de calcul, mais elle à aussi une limitation, comme le cas de l'inclinaison des dentures qu'on ne peut pas le réalisée analytiquement. Les résultats obtenus par cette méthode sont confortés une grande partie des résultats présenter au chapitre 2

Références 3

- [1] R. Krishnan, "*SRM Drives : Modeling, Simulation, Analysis, Design & Applications*", Industrial Electronics Series.
- [2] B. Multon et al., "*Possibilités du MRVDS pour la motorisation de véhicules électriques*", C-VELEC'95, Grenoble, 1-2 Février 1995.
- [3] B. Multon, D. Bonot, J.M. Hube, "*Conception d'un moteur autocommuté alimenté en courant*", 6^{ème} Colloque MOPP, E.P.F.Lausanne, 4-5 Juillet 1990.
- [4] B. Multon, M. Gabsi, "*Influence de l'entrefer sur les performances et le dimensionnement d'un MRVDS et de son onduleur*", 7^{ème} Colloque International sur les moteurs pas à pas, Nancy, 1-3 Juillet 1992.
- [5] Jean-Yves Le Chenadec et al., "*Torque Ripple Minimisation in SRM by Optimisation of Current Wave-forms and of Tooth Shape with Copper Losses and VA-Silicon Constraints*", ICEM'94, Paris, 5-7 Sept. 1994, Vol. 2, pp. 559-564.
- [6] Marc Geoffroy, « *Etude de l'influence des paramètres géométriques du circuit magnétique sur les formes d'onde de perméances et de couple des MRVDS cylindriques* », Thèse de Doctorat en Sciences, Univ. Paris-Sud, 27 Janvier 1993.

A decorative graphic of a scroll with a black outline and rounded corners. The scroll is partially unrolled, with the top and bottom edges curving upwards. The text "Conclusion Générale" is centered within the scroll.

Conclusion Générale

Après une période de relative stagnation par rapport aux machines « conventionnelles », les Machines à Réductance Variable ont connu un regain d'intérêt, bénéficiant des développements théoriques, des outils de modélisation/simulation et autres progrès réalisés dans les matériaux et l'électronique. Ce type de machine surtout apprécié pour sa simplicité et sa robustesse ainsi que son faible coût pour des performances très intéressantes, aussi bien en fonctionnement moteur (machines lentes à couple élevé ou dispositifs d'entraînement à vitesse élevée) que générateur (éoliennes,...) connaît aujourd'hui de multiples applications.

C'est pour toutes ces raisons qu'on nous a certainement proposé ce sujet d'actualité ; c'est aussi pour poursuivre les travaux soutenus par la magistérante *S. Mouellef* que le *Dr. Amar Bentounsi* nous a proposé d'optimiser les paramètres géométriques de ce prototype de MRV 6/4 à double saillance, selon une approche *analytico-numérique* :

I. L'approche numérique par la méthode des éléments finis fut traitée sous environnement FEMM : il s'agit de résoudre un problème type **magnétostatique 2D**.

Après une période d'apprentissage des fonctionnalités de ce logiciel et du langage de programmation *LUA*, nous avons commencé par exploiter différentes caractéristiques électromagnétiques de la machine telles que flux et couple en fonction de la position relative rotor-stator (q) et de l'état de saturation du circuit magnétique (Ni d'excitation) qui ont été validées par rapport à un prototype similaire réalisé et testé par l'équipe de *B. Multon*.

Puis nous avons simulé l'influence de divers paramètres géométriques sur les caractéristiques électromagnétiques de la machine et nous avons abouti à leur *optimisation* sous contrainte de *pertes joule constantes*. Les principales conclusions de cette approche numérique par MEF sont les suivantes :

1) Influence de l'entrefer e : comme prévu par la théorie, le couple électromagnétique augmente lorsque l'entrefer diminue ; reste à déterminer une valeur minimale compatible avec les contraintes mécaniques de réalisation ;

2) Influence de l'arc dentaire rotorique br à bs fixé : nous avons obtenu une valeur optimale br » 35° qui maximise le couple moyen ;

3) Influence de l'arc dentaire rotorique bs à br fixé : ici aussi, nous avons obtenu une valeur optimale bs » 36° qui maximise le couple moyen ;

4) Influence de l'inclinaison des flancs dentaires statoriques as : nous constatons une augmentation du couple moyen avec une inclinaison des flancs vers l'extérieur ;

5) Influence de l'inclinaison des flancs dentaires rotoriques α : mêmes conclusions que précédemment, à savoir une augmentation du couple moyen avec une inclinaison des flancs vers l'extérieur ;

6) Influence du ratio K_r (rayon rotor/rayon extérieur) : nous avons détecté un maximum du couple moyen pour la valeur optimale $K_r \approx 0.60$;

7) Influence du ratio K_c (demi-largeur dent stator/épaisseur culasse) : ici aussi existence d'une valeur optimale $K_c \approx 1$ qui maximise le couple moyen.

Ces premiers résultats ont été validés par rapport à ceux d'autres chercheurs, sauf pour l'influence de l'inclinaison des flancs de dentures rotoriques qui n'a jamais été étudiée.

II. L'approche analytique utilise un circuit magnétique équivalent à la machine étudiée en régime saturé : le programme de calcul réalisé à cet effet sous environnement *Matlab*, se basant sur un tracé de lignes de champ obtenu par l'approche éléments finis et une méthode de calcul éprouvée proposée par *Krishnan*, a permis de conforter une grande partie des résultats numériques précédents (l'inclinaison des dentures n'a pu être réalisée en analytique) ; il s'agit d'un programme à structure modulaire qui permet :

- un pré-dimensionnement de la machine selon un cahier de charge donné ;
- la détermination des inductances extrêmes (conjonction et opposition) qui délimitent l'aire énergétique d'où sera déduit le couple ; puisque la machine travaille en régime **non linéaire**, nous avons dû élaborer un processus **itératif** basé sur 7 tubes équiflux paramétrés selon la méthode de *Krishnan* ;
- le dimensionnement du bobinage ainsi que le calcul des pertes cuivre ; ... ;

Cette approche analytique a le gros avantage de la rapidité de calcul, ce qui est intéressant pour un processus d'optimisation !

Les perspectives que nous pouvons envisager pour poursuivre ce travail et l'enrichir davantage pourraient être :

- l'influence de l'alimentation (couplage du convertisseur statique avec la MRV) ?
- l'influence des matériaux ?
- envisager le couplage d'une technique d'optimisation (algorithmes génétiques ? ...) avec la MEF, ...etc ...

ملخص

الغرض الرئيسي من هذه الأطروحة هو دراسة تأثير أهم المعالم الهندسية بالنسبة لماكينة ذات الممانعة المتغيرة نوع 4/6 (الفجوة، الأقواس القطبية للعضو الثابت والدوار، والميل لحافتي الأسنان، نسبة سمك المغلاق / نصف عرض سنة العضو الثابت و نصف قطر العضو الدوار / نصف قطر الماكينة الخارجي) على الخصائص الكهرومغناطيسية وذلك باستعمال طريقة تحليلية-رقمية. بالنسبة للطريقة الرقمية نستعمل طريقة العناصر المنتهية التي عولجت باستعمال برنامج FEMM. أما بالنسبة للطريقة التحليلية نستعمل الدوائر المغناطيسية المكافئة و البرنامج المستعمل للحساب في هذه الحالة Matlab

Résumé

L'objet de ce mémoire de magister est l'étude de l'influence des principaux paramètres géométriques d'une machine à réluctance variable MRV 6/4 (entrefer, arcs polaires stator et rotor, inclinaison des deux dentures, ratios épaisseur culasse/demi-dent stator et rayon rotor/rayon extérieur) sur les caractéristiques électromagnétiques selon une approche analytico-numérique (i) Une approche numérique par la méthode des éléments finis sous environnement FEMM; (ii) Une approche analytique utilisant un circuit magnétique équivalent à la machine étudiée en régime saturé, à partir d'un programme de calcul réalisé à cet effet sous environnement Matlab. Les résultats obtenus ont été validés et ont permis d'optimiser la structure de la MRV.

Abstract

The main purpose of this thesis is study the influence of the main geometric parameters the Switched reluctance machine 6/4 SRM (Air gap, polar arcs stator and rotor, tilt of the two teeth, thickness yoke / half s tooth stator ratio and rotor radius / outer radius) on the electromagnetic characteristics in an analytic-numerical approach. (i) a numerical approach by finite element method under FEMM environment;(ii) an analytical approach using a magnetic circuit equivalent to the machine studied in saturated regime, under Matlab environment