

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE

Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique

Université Mouloud Mammeri de Tizi ousou



Faculté de Génie Électrique et de l'Informatique

Département d'Electrotechnique

Mémoire de fin d'étude

En vue de l'Obtention du Diplôme d'Ingénieur d'Etat

En Électrotechnique

Option : Machines Électriques

Thème

Synthèse d'optimisation d'une MRVDS 6 /4

Proposé et dirigé par :

M .Harmim Saïd

Etudier par : M.Chebballah Menad

M^{lle} .Hachoud Wassila

Promotion 2012

Remerciement

Au terme de notre travail, nous remercions en premier lieu le bon dieu de nous avoir donné la volonté, et le courage de mener dans de bonnes conditions ce présent travail.

Nous tenons à adresse nos vifs remerciements et gratitude à M^r S. Harmim qui a accepté de nous encadrer d'une manière efficace et pour ses conseils, ses critiques, ses encouragements, et pour sa continuelle disponibilité.

Nos vifs remerciements à tous nos enseignants depuis le primaire jusqu'à l'université.

Nos remerciement s'adressent également, aux membres de jury, qui nous feront l'honneur de juger notre modeste travail.

Et enfin nous avons l'agréable plaisir de remercier tout ceux qui ont contribué de près ou de loin à la réalisation de ce mémoire.

Dédicaces

Je dédis ce modeste travail à

Mes chers et honorables parents qui ont fait de moi ce que je suis aujourd'hui ainsi qu'à mes très chers frères et sœurs:

Hacene et sa petite famille.

Mourad et sa petite famille.

Yousef et sa petite famille

Dalila et son mari Rachid ainsi que leurs enfants.

Samira et son mari et leurs enfants.

Samir et sa femme.

Smail, Sabrina et Kamilia

Sans oublier ma camarade et amie Wassila et toute sa famille et tous mes autres amis (es)

Menad cheballah

Je dédie ce modeste travail à

Mes chers parents

Mes frères et sœurs et leurs enfants : Ahmad,

*Yanice, Ylimass, Leticia, nacime, Aalyssia,
youdass, walide, brahim, fouade et ma très chère yness*

Ma grand- mère

*La mémoire de mes chers cousins Hakim et
Sofiane*

Mes cousins, tantes et toute ma famille

Tous mes amis (es)

*Mon binôme Menad et toute sa famille Mon
très cher fiancé Kaci et toutes sa famille Et à*

tous ceux que j'aime

Hachoud wassila

Sommaire

Sommaire

Introduction générale	01
-----------------------------	----

Chapitre I : Généralités sur les systèmes réductants et classification des MRV

Introduction.....	03
I.1. Les machines à inducteur bobiné.....	03
I.1.1. Les machines à courant continu.....	03
I.1.2. Les machines à courant alternatif.....	04
• Machines synchrones.....	04
• Machines asynchrones.....	07
I.2. les machines à aimant permanent.....	07
I.3. Les systèmes réductant.....	08
I.3. 1. Electro-aimant	09
I.3.2. Les moteurs pas à pas	09
I.3.3. .les machines à réductance variable.....	10
I.4. Principe de fonctionnement des MRV.....	10
I.5. Classification des MRV.....	11
a) Machines synchrones à pôles saillants	12
b) Les machines à réductance variable à double saillance.....	13
c) MRV pures.....	13
d) MRV vernier.....	14
e) MRV hybrides.....	15
I.6. Avantages et inconvénients de la MRV.....	15
Conclusion.....	16

.

Chapitre II : Principe de conversion d'énergie et étude analytique du couple électromagnétique en fonction des paramètres géométriques

Introduction	17
--------------------	----

II.1.Energie magnétique emmagasinée	17
II.1.1.Définitions.....	17
II.1.2.Divers expressions de l'énergie magnétique emmagasinée	19
II.1.2.1.Circuits électromagnétique indéformable	19
II.1.2.1.1 Circuits non saturé	19
a- Expression de l'énergie magnétique en fonction du flux et de la force magnétomotrice	20
b-Expression de l'énergie magnétique en fonction de l'inductance et du courant	21
II.1.2.1.2.Circuits saturés	22
II.1.2.2.Circuit électromagnétique déformable	25
II.2.2.1.Circuits magnétique saturés	25
a-Conservation des énergies	25
b-Diverses expressions du couple électromagnétique	27
II.1.2.2.2.expression simplifiée du couple électromagnétique pour un circuit linéaire	30
II.2.Conversion électromagnétique d'une MRVDS	31
II.2.1.Expression du couple électromagnétique d'une MRVDS	31
II.3.Variation du couple électromagnétique en fonction de la position du rotor	34
II.3.1.Expression analytique du couple moyen	37
II.3.2. Paramètres influant sur les performances	39
II.4.Limites de variation des paramètres géométriques retenus	42
Conclusion	45

Chapitre III : Optimisation de la MRVDS 6/4

Introduction	46
III.1. Présentation de la MRVDS 6/4	46
III.1.1.Les dimensions géométriques	46
III.1.2.Séquences d'alimentation	48
III.2.Présentation du logiciel Maxwell 2D	49
III.2.1. Matériaux assignés.....	50
III.2.3. Le maillage utilisé pour la machine.....	51

III.2.4. Les lignes du flux.....	52
III.2.5. Le couple électromagnétique produit par une phase alimenté en courant continu	54
III.2.2. Convertisseur associé à la MRVDS6/4.....	55
III.3. Optimisation de la MRVDS 6/4	57
III.3.1. Résumé des travaux effectués	58
III.3.2. Exposition de notre travail	60
III.3.3.Hypothèse de notre travail.....	61
III.3.4. Procédé du travail.....	62
III.4.1. Les critères d'optimisation.....	62
a. Le flux	62
b. L'inductance	63
c. Le couple	63
III.3.4.2. Discussion des résultats obtenus	64
III.3.4.3. Comparaison des résultats.....	65
III.3.4.4. Synthèse et comparaison des performances des structures A, B, C et D.....	67
III.3.4.5.Taux d'ondulation	69
Conclusion	70
Conclusion générale	72



Introduction

Générale



Introduction

L'histoire des machines électriques débute véritablement à la fin de 1819, seulement quelques unes ont été introduites dans les applications industrielles. De nombreuses recherches ont été faite dans le but de contribuer à leur amélioration.

Désormais, du fait de cette rapidité d'évolution et l'engouement de tous, beaucoup de machines sont réalisées. La machine à courant continu occupe une place très importante dans l'industrie, cette machine est caractérisée par sa robustesse ainsi que sa simplicité de commende. De nombreuses machines que nous dirons aujourd'hui « **à réluctance variable** » furent proposées. L'atout majeur qu'elles présentent est leur robustesse alliée à leur extrême simplicité de structure ce qui a pour conséquence de minimiser leur couts de fabrication. Malgré cette extrême simplicité et avantage qu'elle présente, la machine à réluctance variable est restée très marginale, elle fut surpassée par les machines synchrones, par les machines asynchrones et par les machines à courant continu. Mais, avec le développement des semi-conducteurs et l'étude progressive des systèmes de commandes, l'utilisation de fréquence plus élevés (électronique de puissance) a permit de dépasser cette inconvénient ce qui lui ouvre de nouvelles perspectives aussi bien à la vitesse élevé que lente, en l'orientant, plus spécifiquement vers les machines à réluctance variable à double saillance.

MRVDS constitue une classe particulière des machines électromagnétique. Son principe de fonctionnement est donné par la variation de la perméance d'un circuit magnétique entouré de bobinage, cette variation obtenue lors du déplacement relatif du stator et du rotor est source de la variation de l'énergie magnétique.

La conception d'une machine électrique repose en générale sur deux considérations. La première est relative au dimensionnement géométrique, autrement dit, les circuits magnétiques du stator et du rotor ainsi que les encoches des deux armatures. La seconde est le dimensionnement du circuit électrique, donc la distribution des bobinages sur les armatures et leurs alimentations. Ces deux parties sont imbriquées. D'une manière générale, les dimensions du circuit électrique dépendent des ampères-tours nécessaires à la production du champ magnétique, directement lié à la puissance désirée.

Notre travail concerne une machine, qui a fait avant nous, par des camarades, l'objet d'études ou ils ont effectués à partir d'une machine de départ à dents rectangulaires, une

optimisation, pour finalement aboutir à une machine à dents trapézoïdales. Cette dernière, sera désormais la machine de départ de notre travail, dans le quel nous effectuons, pour des structures de cette machine ayant différentes valeurs de la hauteur des dents statorique, un calcul du flux totalisé Φ , de l'inductance \mathbf{L} et du couple électromagnétique \mathbf{c}_{em} . L'analyse de ces caractéristiques nous permettra de dégager une structure dont la hauteur permettra de donner un couple moyen le plus élevé et le moins ondulé possible. Cette structure finale sera ensuite confrontée aux structures des machines intermédiaires afin de choisir la meilleure.

Afin de bien mener notre travail, nous avons partagé notre mémoire en 3 chapitres :

Chapitre I: après une recherche bibliographique assez poussée nous verrons des généralités sur les machines électromagnétiques et sur les systèmes réductant et les différentes structures de MRV existantes. Nous passerons en revue les avantages et les inconvénients de chaque machines.

Chapitre II : on a proposé d'étudier le principe de conversion d'énergie pour les deux circuits : déformable et indéformable, puis en passe à l'étude analytique du couple électromagnétique développé par une MRVDS élémentaire, afin de dégager les paramètres influant. Enfin une étude de triangle de faisabilité permettant de dégager la plage de variation de ces paramètres.

Chapitre III : nous entamons ce chapitre par une étude théorique sur la MRVDS6/4 et le logiciel de calcul MAXWELL 2D utilisé pour calculé le couple électromagnétique, le flux totalisé ainsi que l'inductance d'une phase pour les différentes structures ou on a agit sur la hauteur de la dent statorique.

Nous arborons ensuite sur les résultats de calculs obtenus afin de les discuter puis les comparer avec ceux obtenus pour la structure de départ [LUC MOREAU] et aussi les comparer à la structure ou on a agit sur la hauteur de la dent statorique et les angles d'ouvertures des dents statoriques et rotoriques ainsi que celle ou on a agit sur la réduction ou l'élargissement des flancs statoriques et rotorique. Cette étude nous permettra de dégager des conclusions sur la meilleure hauteur de la dent statoriques.

Nous clôturons notre travail par une conclusion générale.

Chapitre

I

*Généralités sur les systèmes
réductant et classification des
MRV*

Introduction

Plusieurs types de machines ont été développés, fabriqués et utilisés durant toutes les années précédentes, mais sachant bien que la machine à courant continu est restée longtemps l'actionneur le plus utilisé pour réaliser des systèmes d'entraînement à vitesse variable.

Dans ce chapitre, nous nous intéresserons d'abord aux différents types de machines, reposant sur différents principes de fonctionnement. Par la suite, sachant que notre travail est porté sur la MRVDS, on passera à la classification des machines à réluctance variable à doubles saillance MRVDS ; cela en citant leurs avantages et leurs inconvénients par rapport aux autres machines.

I.1. La machine à inducteur bobiné

I.1.1 La machine à courant continu

La machine à courant continu est une machine réversible, elle peut servir comme moteur ou comme génératrice [1] alors on pourrait dire d'elle que c'est un convertisseur électromécanique bidirectionnel d'énergie.

Comme toute machine tournante, le moteur à courant continu comporte un stator et un rotor séparé par un entrefer mais un dispositif particulier est nécessaire à son fonctionnement, le collecteur et les balais.

✓ **Stator**

Le stator est muni de pôles saillants qui portent un enroulement d'excitation (ou inducteur), destinée à être alimenté en continu. Il peut également être muni de pôles de commutation disposés entre les pôles inducteurs [1].

Pour les petites machines, l'enroulement d'excitation peut être remplacé par des aimants permanents. Le nombre de pôles, toujours pair, est noté $2p$, c'est -à-dire que l'on préfère parler du nombre p de paires de pôles.

✓ **Rotor**

Le rotor est formé d'un circuit magnétique feuilleté comportant des encoches dans lesquelles sont placés des conducteurs associés pour former l'enroulement d'induit [1].

✓ Collecteur et balais

Les connexions avec le générateur qui alimente le moteur se font par l'intermédiaire de contacts mobiles.

Les balais solidaires du stator, frottent sur le collecteur lié au rotor. L'enroulement d'induit est relié au collecteur formé de lames conductrices isolées entre elles.

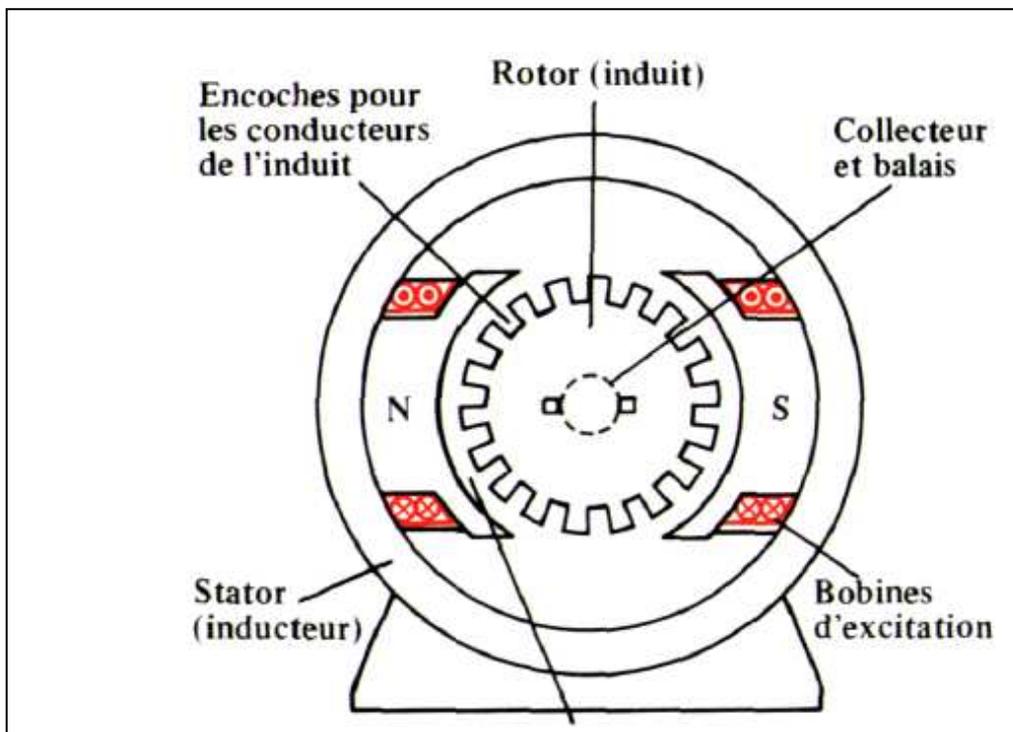


Figure I.1 constitution de la machine à courant continu.

I.1.2 Les machines à courant alternatif.

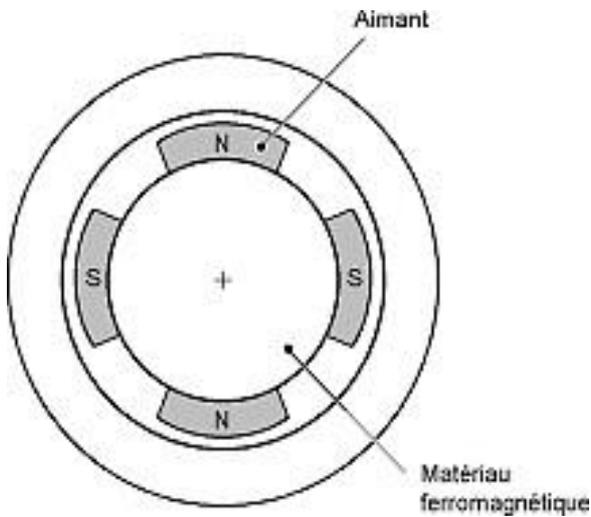
▪ Machines synchrones

Une machine synchrone est caractérisée par sa vitesse de rotation qui est égale à la vitesse de rotation du champ tournant et son rotor qui est excité par un courant **continu**. Ce type de machines constitue la première catégorie importante de machine à courant alternatif. Comme toutes les machines, elles sont réversibles et peuvent fonctionner indifféremment en générateur ou en moteur [2]. Elles comportent un stator qui est formé d'un circuit

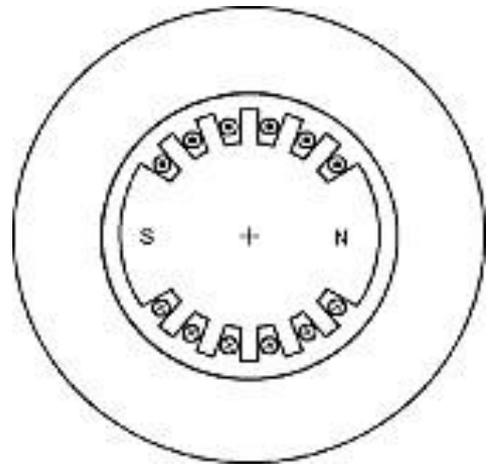
magnétique feuilleté portant un enroulement triphasé réparti dans des encoches. Ce bobinage constitue l'**induit** de la machine car il est le siège de force électromotrice induite par le champ tournant [1].

Le rotor porte en générale un bobinage placé dans des encoches ou sur des pôles saillants. Cet enroulement destiné à être alimenté en continu, constitue l'**inducteur** de la machine car il sert à créer le champ magnétique qui va balayer les conducteurs de l'induit. L'excitation peut également être produite par des aimants permanents montés en surfaces ou enterrés [1]. Il existe plusieurs types de rotor :

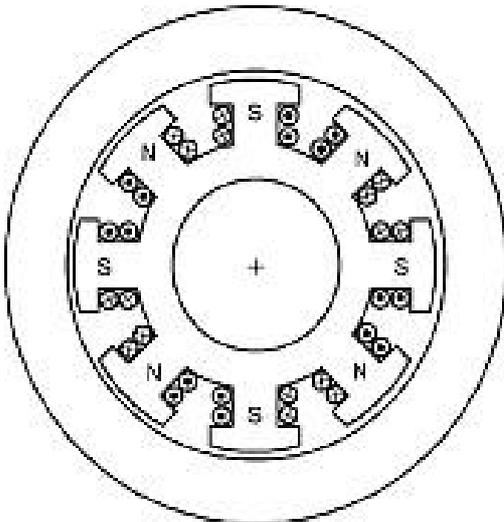
- Rotor bobiné (pôles saillants et à entrefer constant).
- Rotor bobiné à pôles lisses.
- Rotor à aimants.
- Rotor à réluctance variables.



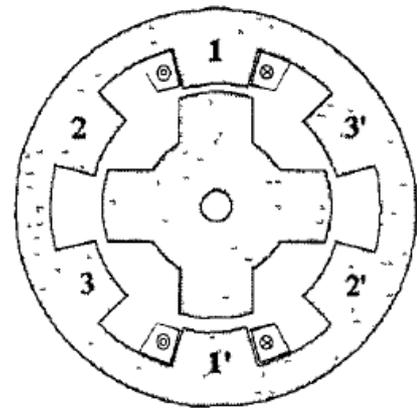
I.2. machine à rotor à aimant permanent



I.3. machine à rotor bobiné à entrefer constant



I.4 machine à rotor à pôles saillant



I.5 machine à reluctance variable

La machine synchrone est surtout utilisée en générateur ou elle est presque sans concurrent, mais elle sert également en moteur dans certains nombre de domaines de forte puissance à vitesse fixe et en vitesse variable. Elle est plus robuste et facile à réaliser que le moteur à courant continu avec un bon rendement.

▪ Machine asynchrone

Les machines asynchrones sont des machines à courant alternatif leurs caractéristique essentielle est que leur **rotor est en court-circuit**, sans être excité par aucune source extérieure [2], et que la vitesse de rotation de l'arbre est différente de la vitesse de rotation du champ tournant. Il existe plusieurs types de machine asynchrone mais la plus importante est la machine à cage, elle est la plus répandue pour son principale avantage qu'est son faible coût de fabrication et sa grande robustesse [1]. Le stator d'une machine asynchrone triphasée porte un enroulement triphasé réparti dans des encoches creusées du circuit magnétique. On distingue deux grandes catégories de machine apparaissent suivant la structure de leur rotor qui peut être de deux types, **soit du type « bobiné »** ou **soit du type « à cage d'écureuil »** [2].

Rotor à cage d'écureuil: constitué par de simples barres conductrices en aluminium reliées électriquement à leurs extrémités par deux « **couroannes** » en cuivre [2].

Rotor bobiné : constitué de bobinages en court-circuit enroulés sur une carcasse ferromagnétique. Il est le siège des courants induits.

Les moteurs asynchrones sont les moteurs industriels par excellence, ils ont pour la majorité, un rotor à cage car il présente de nombreux avantages :

- Faible coût de construction.
- Entretien réduit.
- Robustesse.

I.2. Les machines à aimant permanent

il existe actuellement des aimants permanents très puissants fabriqués avec des alliages complexes à base de fer, nickel, cobalt, cuivre, comme **l'alnico**, ou des éléments classés dans les terres rares, comme **néodyme**. Ils sont caractérisés par une énergie spécifique élevée, ils sont souvent plus petits que l'électro-aimant qu'il peuvent remplacer, ils sont beaucoup plus remarquable soit par la suppression des pertes par effet joule inhérentes à celle-ci, soit par un encombrement plus réduit, soit par un cout plus faible[5].

Les aimants permanents sont employés dans un très grand nombre d'appareils qui ont un excellent rendement et des démentions restreintes et les aimants qui remplace l'inducteur

utilisé dans les machines électriques d'où le nom **machine à aimant permanent**. Parmi elles, en distingue :

- la machine à courant continu à aimant permanent
- l'alternateur synchrone à aimant
- le moteur autopiloté à aimant (brushless)
- le moteur pas à pas à aimant

I.3. Les systèmes réductant

La réductance \mathcal{R} exprime l'opposition faite au passage du flux magnétique dans un circuit magnétique constitué par la matière. Nous parlons parfois de résistance magnétique [6].

D'après l'expression de la réductance

$$\mathcal{R} = \frac{\text{Longueur de passage du flux}}{\mu \cdot \text{Section de passage du flux}}$$

Elle est fonction des démentions géométriques de l'élément de volume et de la perméabilité magnétique μ du matériau [7]. Il est alors évident que, pour une géométrie donnée, une faible réductance nécessite des matériaux de grande perméabilité magnétique.

$$\mathcal{R} = \frac{1}{\mu \cdot s} \int dl$$

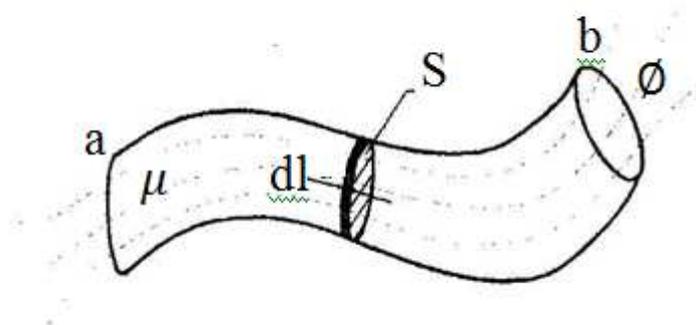


Figure I-6 : Représentation d'un tube de flux

Un système réductant est caractérisé par des composantes de couple résultant de la variation de l'inductance propre des bobinages. Qui est du à la déformation obligatoire des circuits magnétiques associés à ces inductances.

I.3.1 Electro-aimant

C'est la combinaison d'un solénoïde et d'un noyau de fer doux. Elle nous ouvre des possibilités intéressantes qui nous permettent de créer des champs aussi intenses que ceux produits par les aimants permanents, les électro-aimants peuvent prendre diverses formes [3] :

Cylindrique, en fer à cheval, cuirassée à noyau et plongeur.

I.3.2 moteur pas à pas

Un moteur pas à pas diffère radicalement d'un moteur conventionnel, car un moteur pas à pas ne peut tourner sans circuit de commande dédié. Contrairement à un moteur conventionnel qui est contrôlable. On peut influencer sur sa vitesse de rotation ainsi que sa position en jouant sur son alimentation. Il permet de réaliser des rotations brusques toujours du même angle, correspondant à un pas, après avoir choisi une direction de rotation, comme son nom l'indique, « **moteur pas à pas** » [4].

Il existe plusieurs types de moteur pas à pas :

- Les moteurs à aimants permanents où le rotor est un aimant.
- Les moteurs à réductance variable où le rotor est un matériau ferromagnétique.
- Les moteurs hybrides qui sont une combinaison des deux précédents.

D'après le principe de fonctionnement des moteurs pas à pas on distingue deux modes de fonctionnement de ce dernier :

- **Mode I** : dans une période **T**, le rotor avance d'un pas puis s'arrête avant l'impulsion suivante. Pendant cet arrêt, le rotor se stabilise dans sa position d'équilibre. Souvent un régime oscillatoire amorti qui dépend des conditions de charge.

- **Mode II** : le fonctionnement est continu ou le rotor n'arrête pas entre deux commutations. Le temps de sa stabilisation n'existe plus, ce qui peut entraîner un régime oscillatoire entretenu conduisant parfois à une résonance mécanique contrôlée.

I.3.3. Les machines à réductance variable

Bien avant que la machine à courant continu n'arrive à maturité et occupe une place importante dans plusieurs applications industrielles, de nombreuses machines connus aujourd'hui sous le nom de machines à réductance variable, étaient proposées. Mais, elles sont restées très marginales.

Les machines à réductance variable combinent les qualités des machines synchrones et celles des machines à courant continu sans balais. Elles présentent un atout majeur c'est celui d'une structure électromagnétique très simple, ne pas posséder de conducteurs au rotor leurs permet de fonctionner à haute vitesse comme à basse vitesse.

Les MRV comportent un rotor et un stator, tous deux à pôles saillants. Ils sont tous deux faits de matériau magnétique classique. Sur chaque plot statorique, des enroulements diamétralement opposés sont reliés pour former une phase du moteur. Le rotor consiste tout simplement en une pièce en matériaux ferromagnétique, cylindrique, possédant un certain nombre de pôles le long de sa conférence qui sont différents de celui de stator [8].

I.4. Principe de fonctionnement des MRV

Toute machine à réductance variable est constituée de deux parties en mouvement relatif dont l'une est électriquement active (**stator**) et l'autre passive (**rotor**).

Le déplacement relatif de ses deux parties provoque une variation de la réductance et variation de l'énergie magnétique qui est à l'origine d'une production d'un couple électromagnétique variant entre deux positions quelconque du rotor. En particulier, on distingue deux positions remarquables [8] :

- **La conjonction** ($\Theta=0^\circ$) correspond à l'inductance maximale (réductance minimale)
- **L'opposition** ($\Theta=90^\circ$) c'est le contraire l'inductance minimale (réductance maximale), voir figure II.11

I.5. Classification des MRV

L'atout major de la machine à réductance variable est sa robustesse alliée à son extrême simplicité de structure, ce qui a pour conséquence de minimiser le cout de fabrication [9].

D'après la simplicité de fonctionnement de la réductance variable, plusieurs études ont été faites par des ingénieurs et chercheurs afin de contribuer à leur amélioration. Il existe de nos jours deux types de machine à réductance variable qui nous intéressent, parce qu'elles présentent plusieurs avantages et des possibilités de réduire le cout. Ce sont les machines synchrones à réductance variable **MSRV** et les machines à réductance variable à double saillance **MRVDS** [10].

a) Machines synchrones à pôles saillants

Ce sont des machines synchrones à pôles saillants au rotor sans excitation. Elles sont à champ tournant. Les enroulements statorique sont généralement triphasés et alimentés en courants alternatifs sinusoïdaux. Les cours classiques d'électrotechniques mettent en évidence, dans l'expression du couple électromagnétique d'une machine synchrone à pôles saillants, deux termes : l'un dit synchrone, lié au produit vectoriel du champ d'inducteur avec celui d'induit, le second dit de reluctance proportionnelle au carré du champ d'induit ou du flux dans le cas d'une alimentation à flux constant. C'est bien entendu ce dernier terme qui est exploité dans les machines synchrones à réductance.

Le couple d'une machine synchrone est donné par l'expression suivante :

$$C_{em} = \frac{3}{2} [M_{af} i_f i_q + i_d i_q (L_d - L_q)]$$

Pour que la machine devienne un système réductant, on ne tient compte que du deuxième terme du couple électromagnétique en supprimant l'excitation de la machine ($i_f=0$) donc l'expression du couple devient :

$$C_{em} = \frac{3}{2} [i_d i_q (L_d - L_q)]$$

Pour maximiser ce couple, on augmente soit les courants d'alimentation i_d , i_q , soit on agit sur la saillance de la machine c'est-à-dire augmenter l'inductance de l'axe direct L_d et diminuer celle de l'axe en quadrature L_q ; par action sur la structure géométrique du rotor.

b) Machine à réductance variable à double saillance

Ce sont des machines qui présentent une saillance au niveau du stator et du rotor. Les MRVDS sont à champ pulsé entretenu. On peut assimiler le stator à une succession d'électroaimants qui attirent les pôles saillants rotoriques. Des moteurs pas à pas ont été réalisés sur ce principe dans les années 1920. Elles ont une particularité importante qui est leur alimentation en courant unidirectionnel : Un électroaimant attire toujours une pièce ferromagnétique quelque soit le signe de courant. Il existe plusieurs variantes de MRVDS [9].

c) MRV pures

Cette MRV est principalement utilisée dans l'industrie pour les systèmes de démarreur alternatif, dans les véhicules hybrides ou les avions. Elle est aussi utilisée pour les systèmes de génération d'électricité dans l'aérospatial [8].

Ces applications sont caractérisées par une grande vitesse de rotation. L'absence de pertes au rotor présente un avantage majeur.

Pour une MRV alimentée par des courants de forme rectangulaire, la vitesse de rotation du rotor Ω est liée à la pulsation des courants statorique ω et au nombre de dents au rotor N_r par la relation suivante :

$$\Omega = \frac{\omega}{N_r}$$

La vitesse de rotation est ainsi directement liée au nombre de dents au rotor. La MRV réalise un réducteur électromagnétique avec le nombre de dent au rotor. De plus, la possibilité d'utiliser des plots dentés permet d'augmenter le nombre de dents tout en gardant un nombre d'encoches raisonnable.

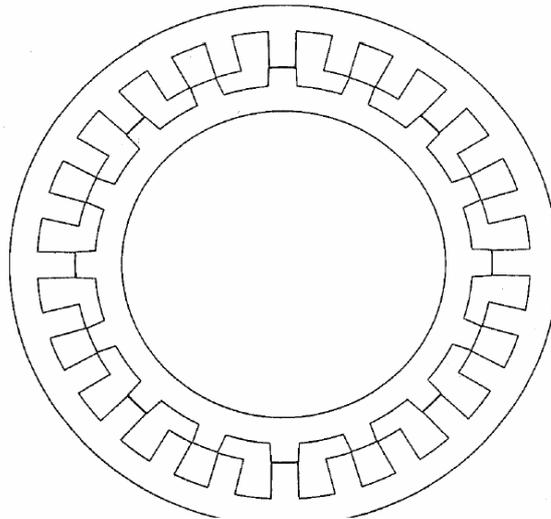


Fig. I-7 MRV pure

d) MRV Vernier

Alors que la MRV pure est alimentée par des courants de forme rectangulaire, la MRV vernier est alimentée par des courants sinusoïdaux. En effet, le pas dentaire au rotor et au stator est légèrement différent, ce qui permet d'obtenir une perméance sinusoïdale. Le fonctionnement de cette machine, excitée au rotor et au stator, est similaire à celui d'une machine synchrone à rotor lisse. L'avantage de cette structure est que l'on peut lui associer un convertisseur classique. [8]

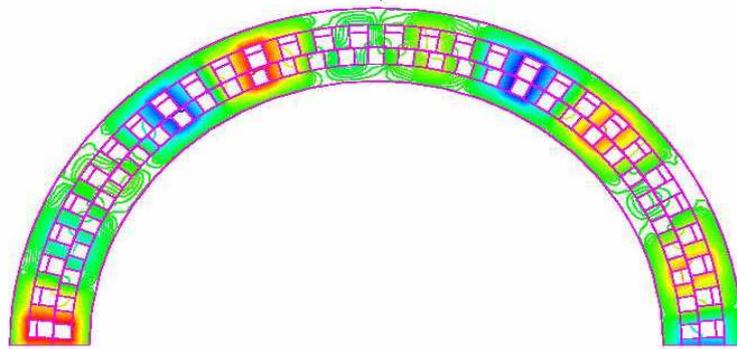


Figure I-8 MRV vernier

e) MRV hybrides

Les MRV hybrides utilisent des aimants permanents afin d'améliorer les performances de la machine.

La MRV de la fig. I-4 met en œuvre des aimants surfaciques et exploite l'effet vernier pour une alimentation sinusoïdale. La condition de fonctionnement est ici :

$$|N_s - N_r| = p$$

Avec : p : Nombre de paires de pôles.

N_s : Nombre de plots au stator.

N_r : Nombre de plots au rotor.

La vitesse de rotation est liée à la pulsation des courants d'alimentation et elle est donnée par $\Omega = \frac{\omega}{N_r}$. On notera que cette formule est la même que pour la MRV pure. Le grand nombre de plots rend cette structure intéressante pour les forts couples. Cette machine utilise des aimants en terre rare spéciaux afin d'éviter leur démagnétisation. [3]

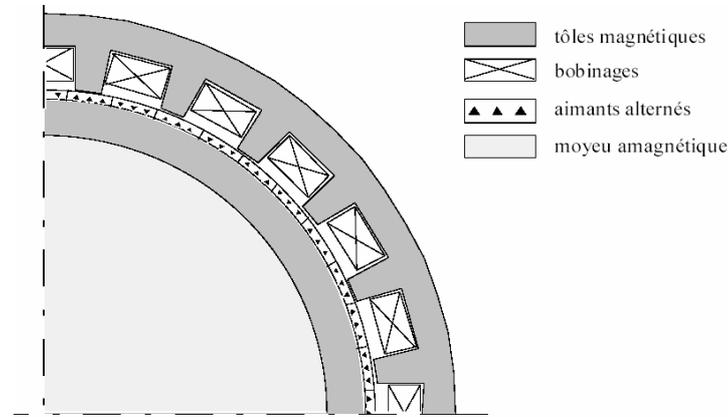


Fig-9 MRV hybride

I.6 Avantages et inconvénients des MRV

Par rapport aux machines classiques « machine à courant alternatif » et « machine à courant continu », les MRV présentent les avantages suivants :

- Structure simple et robuste pour un faible cout de fabrication.
- Possibilité de fonctionnement à puissance quasi constante sur une large plage de vitesse.
- Pertes essentiellement concentrées au stator donc refroidissement aisé.
- Fonctionnement dégradé possible grâce à l'indépendance de chaque phase.
- Couple massique relativement élevé...

La MRV à cependant quelques limites :

- Elle doit être commutée électroniquement et ne peut donc être alimentée directement par une source alternative ou continue.
- Ses caractéristiques magnétique non linéaires compliquent son analyse et son contrôle.
- Sa structure dentée, cause d'oscillations de couple et de bruits, surtout à vitesse élevée.

Conclusion

Parmi les différentes structures de MRV existantes, nous nous intéresserons à la machine **MRVDS** de type 6/4.

Structurellement, ce type de machine se compose d'un stator comportant un bobinage concentrique diamétralement opposé polyphasé générant un champ magnétique pulsé dans l'entrefer.

Le rotor est simplement constitué d'une pièce massive ou d'un empilement de tôles ferromagnétique doux également feuilletées formant une structure dont le pas de symétrie est différent de celui du stator. Il ne comporte ni conducteur électrique ni aimant.

Cette structure à double saillance (MRVDS) est plus économique et plus simple, elle trouve des applications aussi bien dans les vitesses élevés que les faibles vitesses.

Chapitre

II

*Principe de conversion
d'énergie et étude
analytique du couple
électromagnétique en
fonction des paramètres
géométriques*

Chapitre II

Introduction

Le rôle très important que tiennent les machines à reluctance variable (MRVDS) du point de vue de leurs performances intrinsèques et du point de vue de leurs applications industrielles, nous a amené à étudier leurs bilans énergétiques lors de la conversion d'énergie. Cette dernière peut aussi bien être une conversion d'énergie électrique en énergie mécanique, lors d'un fonctionnement en moteur, qu'une conversion d'énergie mécanique en énergie électrique, lors d'un fonctionnement en générateur.

Dans ce chapitre nous examinons successivement les équations qui régissent le fonctionnement théorique de la MRV, les diverses expressions de l'énergie magnétique et de la coénergie pour les circuits déformables et indéformables, ainsi que les expressions du couple électromagnétique.

En suite, nous déterminons l'expression du couple électromagnétique moyen développé par une MRVDS afin de parvenir à dégager les paramètres sur lesquels il faut agir pour maximiser le couple moyen de la machine en question.

II.1 Energie magnétique emmagasinée

II.1.1 Définitions

Considérons un petit élément de volume dv de l'espace, de perméabilité μ , où règne un champ magnétique \vec{H} . La considération des équations de Maxwell montre qu'il y est emmagasiné une énergie magnétique dW [13]. L'énergie magnétique par élément de volume appelée communément densité d'énergie vaut par définition :

$$\frac{dW}{dv} = \frac{1}{2} \vec{B} \cdot \vec{H} \quad [\text{II.1}]$$

Lorsque la perméabilité magnétique des matériaux est constante, c'est-à-dire pratiquement dans la zone linéaire de la courbe $B(H)$. Les vecteurs \vec{B} et \vec{H} sont colinéaires.

On peut alors exprimer la densité d'énergie magnétique comme suit :

Chapitre II

$$\frac{dW}{dv} = \frac{1}{2} \cdot B \cdot H \quad [\text{II.2}]$$

Comme $B = \mu \cdot H$ on peut écrire aussi :

$$\frac{dW}{dv} = \frac{1}{2} \cdot \mu \cdot H^2 = \frac{1}{2} \frac{B^2}{\mu} \quad [\text{II.3}]$$

Sur la courbe de magnétisation $B(H)$, la densité d'énergie magnétique correspondant à un état magnétique représenté par le point M , apparaît comme la surface du triangle OMB égale à $\frac{1}{2} \frac{B^2}{\mu}$. Elle est aussi égale à la surface du triangle OMH égale à $\frac{1}{2} \mu H^2$. Représentée sur la figure (II-1).

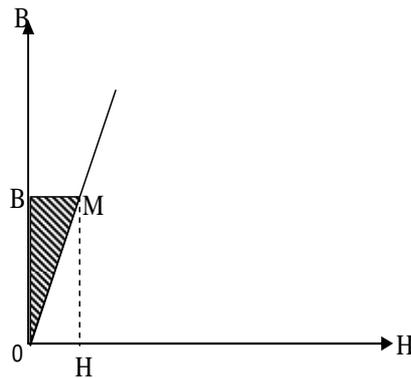


Figure II-1: Courbe de magnétisation $B=f(H)$ et la densité d'énergie magnétique

II.1.2 Diverses expressions de l'énergie magnétique emmagasinée

II.1.2.1 Circuits électromagnétiques indéformables

II.1.2.1.1 Circuits non saturés

Pour un circuit magnétique excité avec ou sans entrefer, il y a spontanément augmentation de l'énergie magnétique et de la coénergie en puisant l'énergie dans la source électrique jusqu'à l'équilibre des tensions.

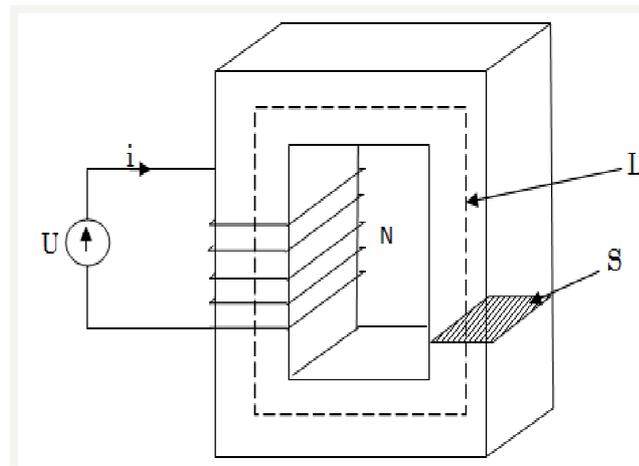


Figure II .2 : Circuit magnétique

Dans l'étude des machines électriques, on considère généralement que l'espace est limité au matériau ferromagnétique constituant la carcasse, et ses entrefers, on peut définir alors directement l'énergie magnétique stockée dans cet espace.

L'exemple élémentaire illustré par la figure (II.2), montre que l'énergie magnétique stockée et d'après l'expression [II-3], vaut :

$$dW = \frac{1}{2} \cdot B \cdot H \cdot dv \Rightarrow W = \frac{1}{2} \cdot B \cdot H \cdot v \quad ; \quad v = L \cdot S$$

$$W = \frac{1}{2} \cdot B \cdot H \cdot L \cdot S$$

a)- Expression de l'énergie magnétique en fonction du flux et de la force magnétomotrice

En faisant intervenir le flux φ dans le circuit magnétique représenté par la figure (II2), $\varphi = B \cdot S$ et la force magnétomotrice $F = Ni$ de la bobine reliée au champ par

$H \cdot L = Ni = F$, on peut exprimer l'énergie magnétique stockée dans le circuit magnétique par la relation suivante :

$$W = \frac{1}{2} \cdot \varphi \cdot F$$

L'état magnétique du circuit magnétique peut être représenté sur la courbe $\varphi(F)$ Fig. (II-3) qui est identique, à un changement d'échelle près sur les axes, à la courbe de magnétisation B(H). Sur cette courbe, l'énergie magnétique correspondant à un point M est égale à la surface du triangle OMA.

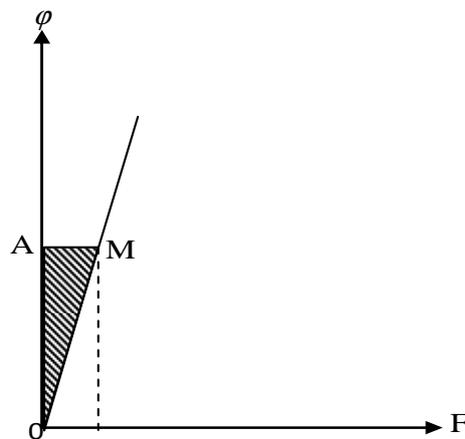


Fig II-3 : Courbe de magnétisation $\varphi(F)$ et d'énergie magnétique.

En introduisant la réluctance \mathfrak{R} et la perméance \wp On a :

$$Ni = F = \mathfrak{R} \cdot \varphi \Rightarrow \varphi = \frac{1}{\mathfrak{R}} \cdot F$$

Donc la pente de la droite OM est égale à l'inverse de la réluctance.

$$\wp = \frac{1}{\mathfrak{R}}$$

On peut donc aussi exprimer l'énergie magnétique sous les formes suivantes :

Chapitre II

$$W = \frac{1}{2} \cdot \mathfrak{R} \cdot \varphi^2 = \frac{1}{2} \cdot \wp \cdot F^2 \quad [\text{II-5}]$$

b)- Expression de l'énergie magnétique en fonction de l'inductance et du courant

Il est parfois plus commode de faire intervenir l'inductance L de la bobine d'alimentation et le flux totalisé Φ

$$L = N \cdot \frac{\varphi}{i} = \frac{\Phi}{i} \quad \text{Avec : } \Phi = N \varphi$$

On représente alors la courbe de magnétisation sous une troisième forme $\Phi(i)$ Fig. (II-4) ci dessous. Encore identique, à des changements d'échelle près sur les axes, aux courbes $B(H)$ et $\varphi(F)$, et dont la pente représente précisément l'inductance L de la bobine

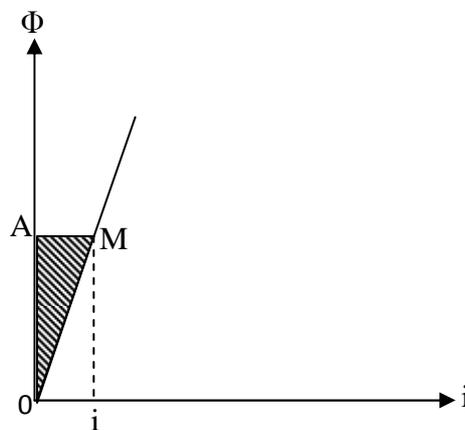


Fig. II-4: Courbe de magnétisation $\Phi(i)$ et énergie magnétique.

L'énergie magnétique stockée dans le noyau s'écrit alors :

$$W = \frac{1}{2} \cdot \Phi \cdot i = \frac{1}{2} \cdot L \cdot i^2 \quad [\text{II.6}]$$

Chapitre II

II.1.2.1.2 Circuits saturés

Dans le cas d'un circuit saturé, la relation est non linéaire. On peut toutefois obtenir une représentation de la caractéristique magnétique du circuit [14].

La densité de l'énergie magnétique élémentaire s'écrit, pour une variation élémentaire dB de l'induction.

$$d\left(\frac{W}{v}\right) = H \cdot dB \quad [\text{II.7}]$$

En intégrant cette expression on aura :

$$\frac{W}{v} = \int_0^B H \cdot dB \quad [\text{II.8}]$$

Cette quantité s'appelle la densité d'énergie magnétique.

Ou encore, pour une variation élémentaire dH du champ.

$$d\left(\frac{W'}{v}\right) = B \cdot dH$$

En intégrant cette expression on aura :

$$\frac{W'}{v} = \int_0^H B \cdot dH \quad [\text{II.9}]$$

Cette quantité s'appelle la densité de Coénergie associée.

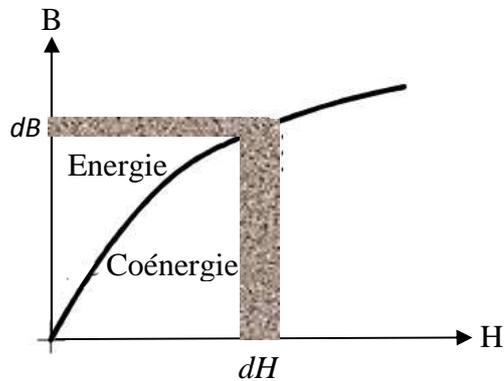


Figure II-5 : Représentation de l'énergie et de la coénergie pour un circuit saturé

Dans un circuit indéformable saturé, la variation d'énergie n'est pas égale à celle de la coénergie mais elles sont de même sens.

Si on représente l'état magnétique d'un noyau par sa courbe de magnétisation sous la forme $\varphi(F)$ fig. (II-6). Son énergie magnétique sera définie par :

$$W = \int_0^{\varphi_f} F \cdot d\varphi \quad [\text{II.10}]$$

Sa coénergie se définit par :

$$W' = \int_0^{F_f} \varphi \cdot dF \quad [\text{II.11}]$$

Chapitre II

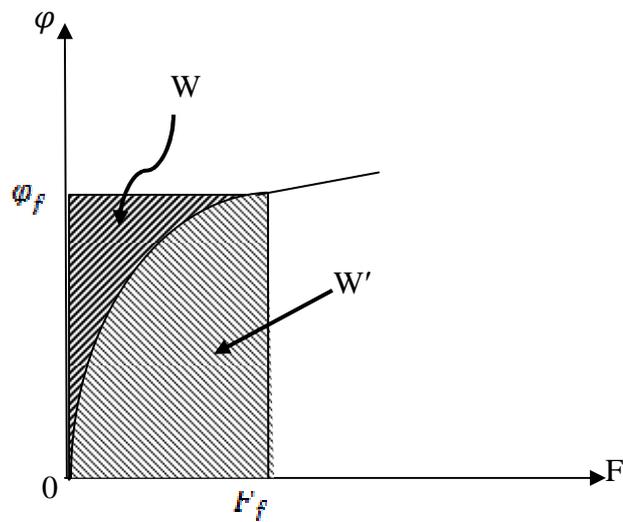


Fig. II-6 : Energie et coénergie

On voit que l'état magnétique du matériau est, en fait, plutôt représenté par la somme de ces deux quantités ; tout le rectangle hachuré sur la figure (II-6).

La somme de l'énergie et de la coénergie vaut donc :

$$W + W' = \varphi_f \cdot F_f$$

Si on représente l'état magnétique du noyau par sa courbe $\phi(i)$, on a les formules de définition suivantes :

Energie magnétique	$W = \int_0^{\phi} i \cdot d\phi$	}	[II-12]
Coénergie magnétique	$W' = \int_0^i \phi \cdot di$		
	$W + W' = \phi \cdot i$		

Remarque :

Dans le cas d'un circuit linéaire, l'énergie magnétique et la Coénergie sont égales. Ses caractéristiques magnétiques sont représentées sur la figure (II-7).

$$W = W' = \frac{1}{2} \varphi \cdot F \quad [\text{II.13}]$$

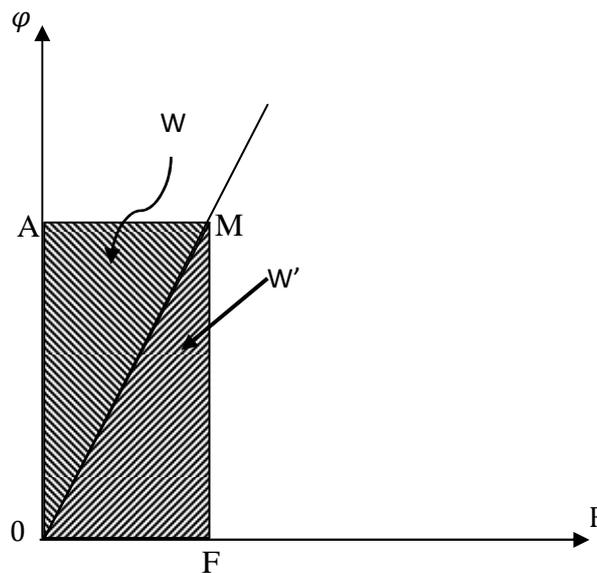


Figure II-7 : Courbe de magnétisation d'un circuit linéaire.

II.1.2.2 Circuits électromagnétiques déformables

II.1.2.2.1 Circuit magnétique saturé

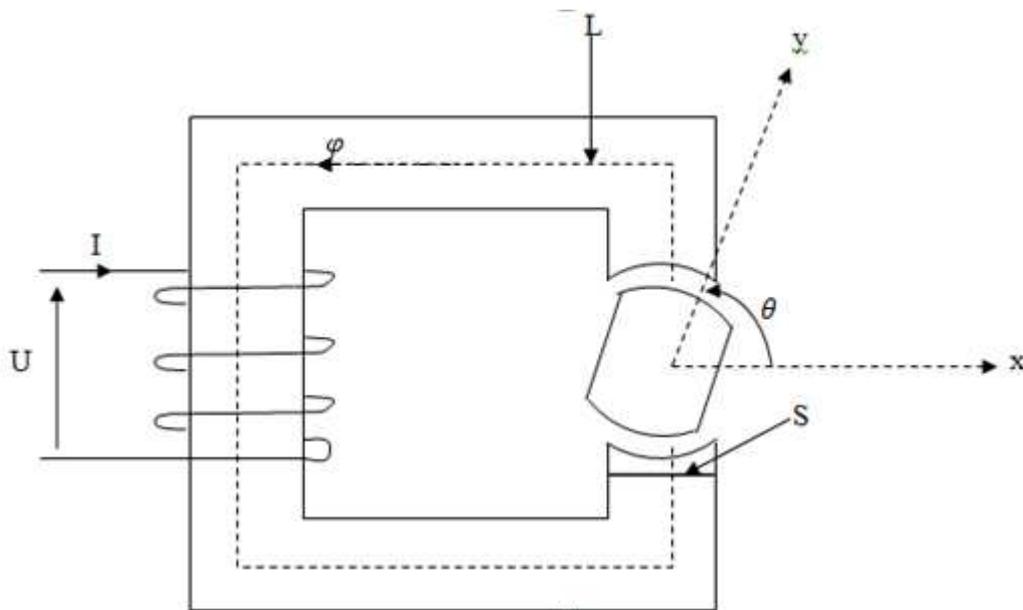
a- Conservation des énergies

Une partie de l'énergie électrique fournie par la source se transforme en énergie mécanique, et une autre partie se stocke dans le circuit magnétique de la machine, c'est le principe de la conservation de l'énergie.

Un exemple du circuit magnétique déformable est représenté sur la figure (II-8). Ce circuit est constitué de deux parties ; une partie fixe (noyau) et une partie mobile, Sur son

Chapitre II

noyau est enroulé une bobine de n spires traversée par un courant i et produisant un flux ϕ . Ce noyau est de section S , de longueur moyenne L . Entre les deux parties, on laisse deux espaces de même épaisseur e , pour que la partie mobile puisse tourner librement autour de l'axe horizontal.



- **Energie électrique**

L'équation de la tension aux bornes de la bobine d'alimentation s'écrit :

$$u = N \frac{d\phi}{dt} + r.i$$

Si on néglige la résistance r , l'expression de la tension devient :

$$u = N \frac{d\phi}{dt} = \frac{d\phi}{dt} \quad [\text{II.14}]$$

Avec ϕ : le flux total embrassé par la bobine d'une phase

Chapitre II

Donc on peut écrire l'énergie électrique fournie par la source comme suit :

$$dW_{\text{elect}} = u.i.dt = \frac{d\phi}{dt}.i.dt \qquad dW_{\text{elec}} = i.d\phi \qquad [\text{II.15}]$$

- **Energie mécanique**

En effectuant un déplacement élémentaire $d\theta_{\text{méc}}$, le rotor consomme une énergie mécanique définie comme suit :

$$dW_{\text{méc}} = C_e . d\theta_{\text{méc}} \qquad [\text{II.16}]$$

Avec C: Le couple électromagnétique

- **Energie magnétique**

L'énergie magnétique a été déjà définie au moyen de la courbe de magnétisation $\phi(i)$ par l'expression [II-12].

$$W = \int_0^{\phi} i d\phi \qquad [\text{II-17}]$$

Pour notre circuit de géométrie variable, cette énergie est en plus fonction de la position $\theta_{\text{méc}}$ du rotor. En effet, la courbe de magnétisation varie pendant le déplacement.

$$W(\phi, \theta_{\text{méc}}) = \int_0^{\phi} i(\phi, \theta_{\text{méc}}) . d\phi \qquad [\text{II-18}]$$

Sa variation élémentaire vaut d'une façon générale :

$$dW(\phi, \theta_{\text{méc}}) = \frac{\partial W(\phi, \theta_{\text{méc}})}{\partial \phi} . d\phi + \frac{\partial W(\phi, \theta_{\text{méc}})}{\partial \theta_{\text{méc}}} . d\theta_{\text{méc}} \qquad [\text{II-19}]$$

On peut donc écrire :

$$dW_{\text{elec}} = dW_{\text{méc}} + dW$$

$$i \cdot d\phi = C_e \cdot d\theta_{méc} + dW \quad [\text{II-20}]$$

b- Diverses expressions du couple électromagnétique

Couple électromagnétique en fonction de l'énergie magnétique

Si on considère que le déplacement $d\theta_{méc}$ s'effectue de telle sorte à avoir un flux constant $d\phi = 0$, l'expression (II-19) devient :

$$dW(\phi, \theta_{méc}) = \frac{\partial W(\phi, \theta_{méc})}{\partial \theta_{méc}} \cdot d\theta_{méc} \quad [\text{II-21}]$$

L'énergie magnétique emmagasinée dans le circuit magnétique est représentée par la surface délimitée par les deux courbes de magnétisation de la figure (II-9)

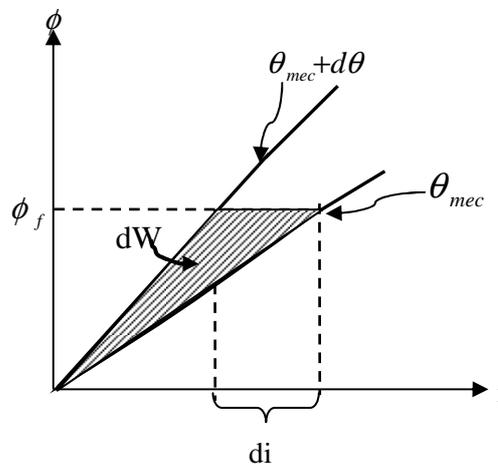


Figure II-9: Variation de l'énergie magnétique à flux constant

En substituant dans l'expression [II-20] par l'expression [II-21] l'expression [II-20] s'écrit :

$$0 = C_e \cdot d\theta_{méc} + dW$$

Donc :

$$C_e = \frac{-dW(\phi, \theta_{méc})}{d\theta} \quad [\text{II-22}]$$

Chapitre II

Couple électromagnétique en fonction de la coénergie

Si on considère que le déplacement s'effectue de telle sorte que le courant ne varie pas ($di=0$), il est alors judicieux d'introduire la coénergie magnétique.

$$W'(i, \theta_{mec}) = \int_0^{i_f} \phi(i, \theta_{mec}) \cdot di \quad [\text{II-23}]$$

Elle est représentée par la surface délimitée par deux courbes de magnétisation de la figure (II-10) ci-dessous

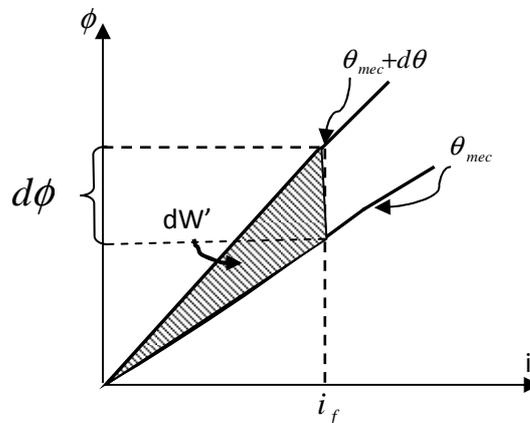


Figure II-10 : Variation de l'énergie magnétique à courant constant

La variation élémentaire de la coénergie est reliée à celle de l'énergie magnétique par :

$$dW' + dW = \phi \cdot di + i \cdot d\phi \quad ; \text{ Comme } di = 0$$

$$\text{Donc ; } dW' + dW = i \cdot d\phi \quad [\text{II-24}]$$

Remplaçant l'expression [II-20] dans [II-24], on aura :

$$dW' + dW = C_e \cdot d\theta_{mec} + dW$$

$$dW' = C_e \cdot d\theta_{mec}$$

$$\text{Donc : } C_e = \frac{dW'(i, \theta_{mec})}{d\theta_{mec}} \quad [\text{II.25}]$$

II.1.2.2.2 Expressions simplifiées du couple électromagnétique pour un circuit linéaire

Considérons un fonctionnement avec un courant assez faible de façon que le matériau magnétique ne soit pas saturé, dans ce cas la courbe de magnétisation se réduit à une droite figure (II-7), le flux est directement proportionnel au courant i , seul le facteur de proportionnalité (inductance ou reluctance) étant alors fonction de la position θ_{mec} [16].

$$\phi = N \varphi = L(\theta_{mec}).i \quad [\text{II.26}]$$

Ou encore :

$$Ni = \mathfrak{R}(\theta_{mec}).\varphi \quad [\text{II.27}]$$

$$\mathfrak{R}(\theta_{mec}) = \frac{N^2}{L(\theta_{mec})}$$

$$\varphi(\theta_{mec}) = \frac{1}{\mathfrak{R}(\theta_{mec})} = \frac{L(\theta_{mec})}{N^2}$$

L'énergie magnétique et la coénergie sont alors égales, et les expressions [II-22] et

[II-25] se simplifient, par le fait que la variation θ_{mec} apparaît maintenant indépendamment de i ou de φ . L'énergie magnétique s'écrit, d'après [II-4] :

$$W(\varphi, \theta_{mec}) = \frac{1}{2} \mathfrak{R}(\theta_{mec}).\varphi^2$$

Et le couple électromagnétique vaut alors :

$$C_e = -\frac{1}{2} \varphi^2 \cdot \frac{d\mathfrak{R}(\theta_{mec})}{d\theta_{mec}} \quad [\text{II.28}]$$

La coénergie s'écrit d'après l'expression [II-6] :

$$W'(i, \theta_{mec}) = \frac{1}{2} L(\theta_{mec}).i^2$$

Le couple électromagnétique vaut aussi d'après [II-25] :

$$C_e = \frac{1}{2} \cdot i^2 \cdot \frac{dL(\theta_{mec})}{d\theta_{mec}} \quad [\text{II.29}]$$

Les deux expressions [II-28] et [II-29] sont naturellement identiques, compte tenu d'une ou d'autre des relations [II-26] et [II-27] .

$$L(\theta_{mec}) = \frac{N^2}{\mathfrak{R}(\theta_{mec})} = \wp(\theta_{mec}) \cdot N^2 \quad [\text{II.29} \text{ bis}]$$

La première correspond plutôt au point de vue des circuits excités en tension et la deuxième au point de vue des circuits excités en courant.

En remplaçant [II.29] bis dans [II.29] et $L(\theta_{mec})$ par $\wp(\theta_{mec}) \cdot N^2$ on obtient également:

$$C_e = \frac{1}{2} \cdot i^2 \cdot N^2 \cdot \frac{d\wp(\theta_{mec})}{d\theta_{mec}}$$
$$C_e = \frac{1}{2} \cdot F^2 \cdot \frac{d\wp(\theta_{mec})}{d\theta_{mec}} \text{ ou } F = N \cdot I \quad [\text{II.30}]$$

II.2 Conversion électromécanique d'une MRVDS

II.2.1 Expression du couple électromagnétique d'une MRVDS

Les machines auxquelles nous nous intéressons ici sont constituées de plusieurs phases fonctionnant de manière quasi indépendante. Ainsi, le calcul du couple électromagnétique d'une machine à reluctance variable peut être déduit à partir d'une étude sur un modèle élémentaire représenté sur la figure (II-11).

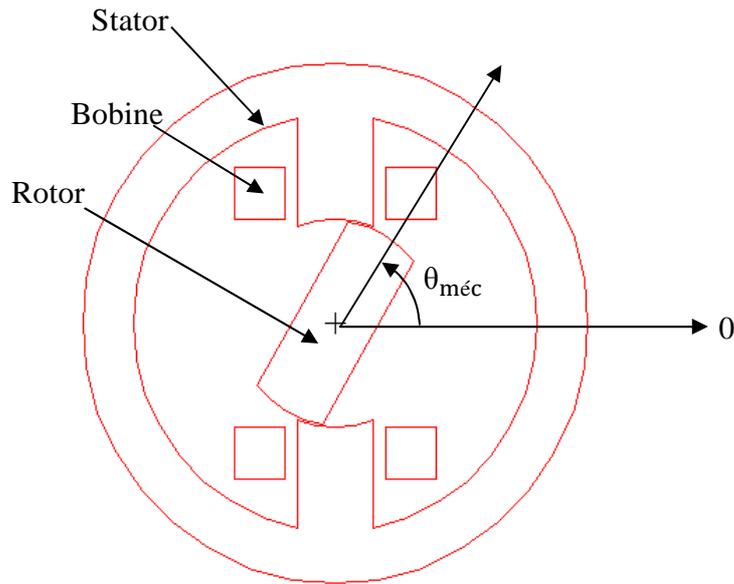


Figure II-11: Modèle élémentaire d'une MRVDS

Le fonctionnement de la MRV est basé sur la variation de l'énergie magnétique entre deux positions remarquables du rotor

- La position de l'opposition $\theta_{mec} = 90^\circ$
- La position de la conjonction : $\theta_{mec} = 0^\circ$

Avec :

θ_{mec} : L'angle mécanique entre les axes liés à l'entre plot statorique et plot rotorique.
Ces deux positions sont montrées sur la figure (II-12)

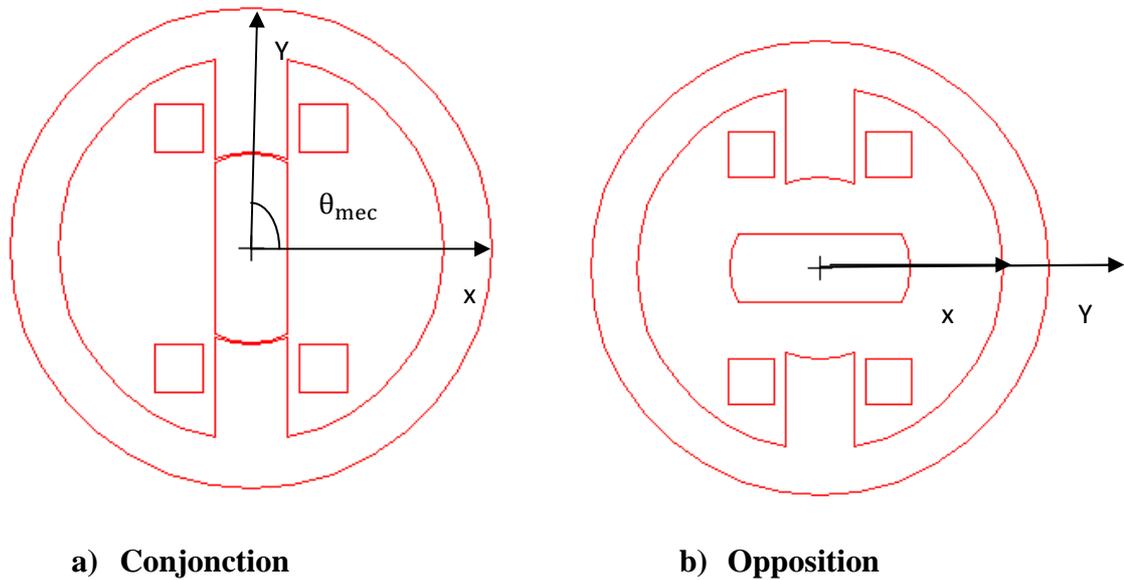


Figure II-12 : Les positions de conjonction et d'opposition du rotor

Par la méthode de variation des énergies, on montre que le couple instantané de toutes machines électromagnétiques s'exprime en convention moteur, au choix par l'une ou l'autre des relations suivantes :

$$C = - \frac{\partial w}{\partial \theta_{mec}} = - N_r \frac{\partial w}{\partial \theta} \quad \text{à flux constant} \quad (\varphi = \text{cst})$$

$$\theta = \theta_{mec} N_r$$

$$C = \frac{\partial w'}{\partial \theta_{mec}} = N_r \frac{\partial w'}{\partial \theta} \quad \text{à fmm constante} \quad (ni = \text{cst})$$

w représente l'énergie magnétique.

w' : représente la coénergie magnétique.

θ_{mec} , θ : sont respectivement l'angle mécanique et l'angle électrique.

N_r : Nombre de dents rotoriques équi-répartis.

II.3 Variations du couple électromagnétique en fonction de la position du rotor

En s'approchant de la position de conjonction, le rotor de la machine a tendance à s'aligner avec les pièces polaires pour faciliter le passage du flux, la perméance du circuit magnétique augmente et la machine développe alors un couple moteur.

Lorsque le rotor s'éloigne de cette position, la perméance diminue. Le circuit magnétique devient plus réloquent et la machine développe alors un couple résistant. La machine fonctionne en génératrice.

Afin de mettre en évidence l'évolution qualitative du couple électromagnétique de la machine élémentaire représentée sur la figure (II-13), nous avons fait un calcul numérique avec la méthode des éléments finis à l'aide du logiciel MAXWELL 2D. Pour se faire, la bobine d'alimentation est alimentée par un courant constant. On fait pivoter le rotor par pas grossiers, et pour chaque position nous calculons la valeur du couple résultant. L'allure de ce dernier est donnée sur la figure (II-13):

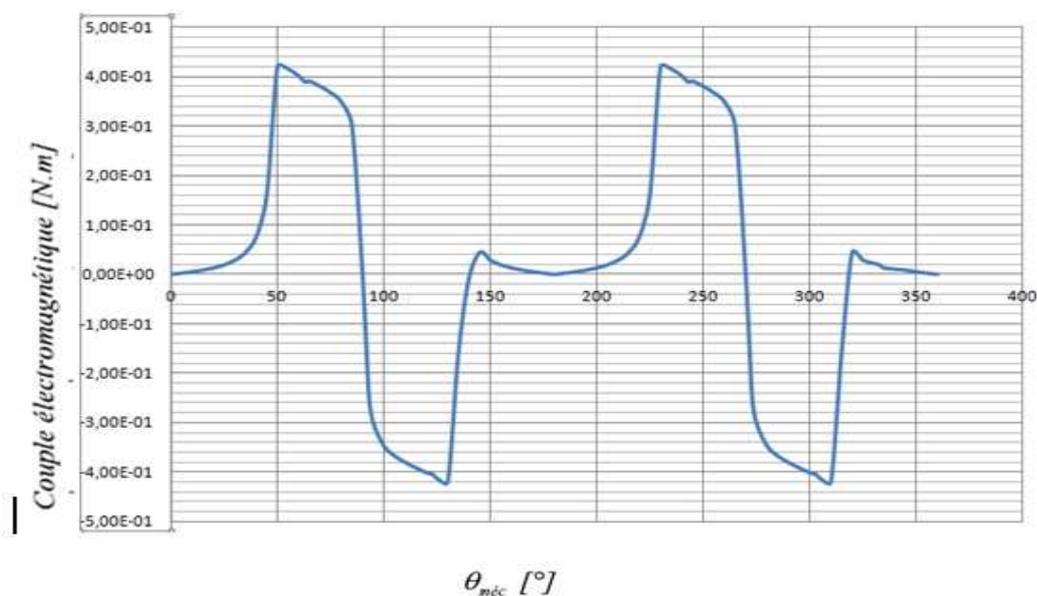


Figure II-13 Couple électromagnétique en fonction de la position du rotor de la machine élémentaire

Chapitre II

D'après la figure (II-13) ci-dessus, on voit que la forme du couple électromagnétique obtenue durant un tour mécanique totale est périodique. A partir de l'état initial $\theta_{méc} = 0^\circ$ qui est la position d'opposition, le couple croît lentement pour atteindre un maximum positif à $\theta_{méc} = 55^\circ$. Dans ce sens le rotor a tendance à s'aligner avec le plot statorique (couple moteur).

A partir de ce maximum positif, le couple décroît rapidement pour s'annuler à $\theta_{méc} = 90^\circ$ qui est la position de conjonction. Au-delà de cette position il continue de descendre jusqu'à atteindre son maximum négatif à $\theta_{méc} = 125^\circ$ (couple résistant) puis il croît pour s'annuler une autre fois à $\theta_{méc} = 175^\circ$.

Donc effectivement il revient à la position initiale ce qui veut dire, il fait deux périodes par un tour mécanique. Pour obtenir un fonctionnement moteur il faut alimenter la bobine lorsque la dent rotorique s'approche de celle de stator lorsque la perméance est croissante.

Dans le but de pouvoir développer un calcul analytique du couple électromagnétique moyen, nous allons considérer que le couple électromagnétique reste constant durant toute la phase de croissance de la perméance. La figure II-14 montre les allures des ondes de perméance (\wp), réluctance (\mathfrak{R}), inductance (ℓ) et le couple (C) idéalisés.

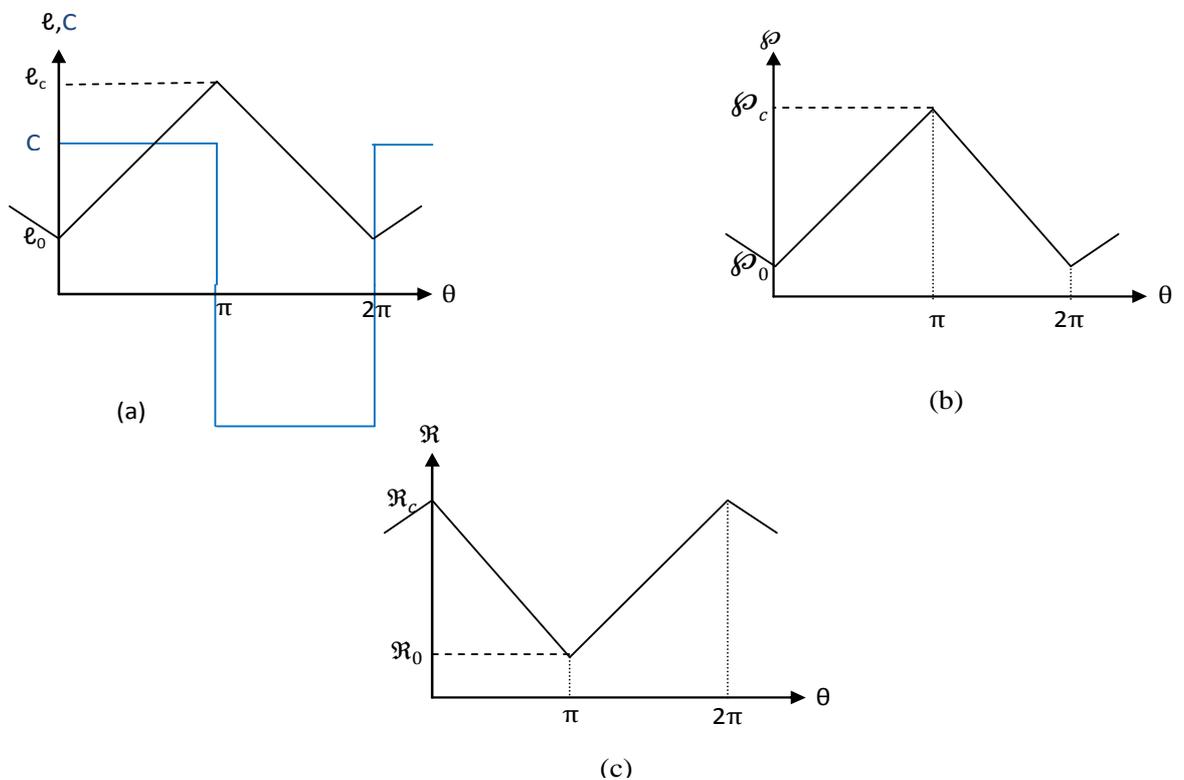


Figure II-14 : Variation de l'inductance (ℓ), de la réluctance (\mathfrak{R}), de la perméance (\wp) et du couple (C) en fonction de la position du rotor

Chapitre II

II.3.1 Expression analytique du couple moyen

En reprenant la machine représentée sur la figure II-12, en l'alimentant par un créneau de courant d'amplitude I_M , durant la croissance de la perméance, pour un fonctionnement moteur.

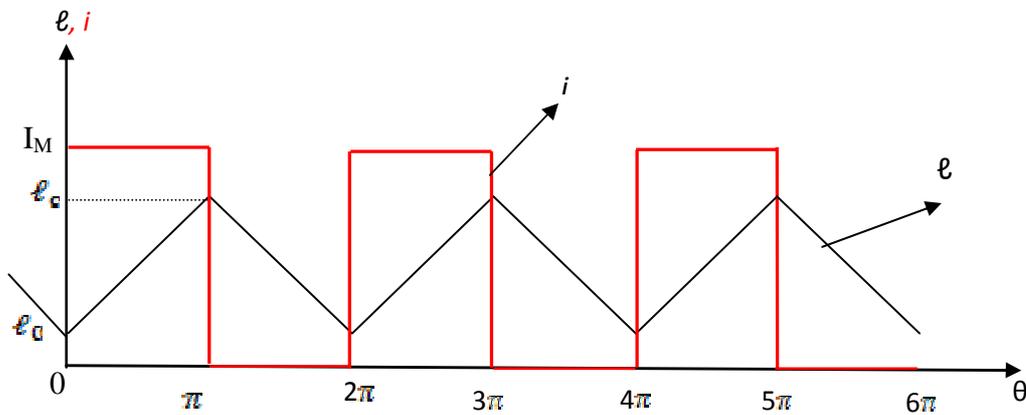


Figure II-15 : Variation de l'inductance et du courant en fonction de la position

La courbe du couple qui en résulte est donnée par la figure (II-16) suivante:

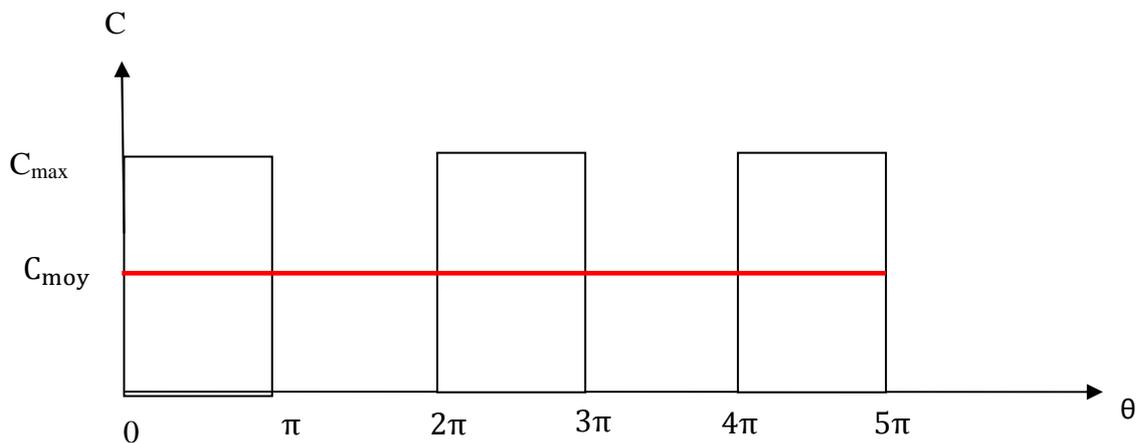


Figure II-16 : Couple idéal et couple moyen

Chapitre II

Reprenons l'expression du couple électromagnétique en fonction de l'inductance et de la position du rotor :

$$C = \frac{1}{2} i^2 \frac{d\ell(\theta_{\text{méc}})}{d\theta_{\text{méc}}} = \frac{N_r}{2} i^2 \frac{d\ell(\theta)}{d\theta}$$

En calculant la valeur moyenne de ce couple, on aura

$$C_{\text{moy}} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{\pi} C d\theta \quad [\text{II.31}]$$

En remplaçant le couple par son expression dans [II-30], on obtient

$$C_{\text{moy}} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{\pi} \frac{N_r}{2} i^2 \frac{d\ell(\theta)}{d\theta} d\theta \quad [\text{II.32}]$$

En se basant sur le cas idéalisé précédant voir figure II-14, le calcul de $\frac{d\ell(\theta)}{d\theta}$ se simplifie en l'expression suivante :

$$\frac{d\ell(\theta)}{d\theta} = \frac{\ell_c - \ell_0}{\pi} \quad [\text{II.33}]$$

En remplaçant [II-30] dans [II-31], on aura :

$$\begin{aligned} C_{\text{moy}} &= \frac{N_r}{4\pi} I_M^2 \int_0^{\pi} \frac{\ell_c - \ell_0}{\pi} d\theta = \frac{N_r}{4\pi} I_M^2 \frac{\ell_c - \ell_0}{\pi} \int_0^{\pi} d\theta \\ C_{\text{moy}} &= \frac{N_r}{4\pi} I_M^2 (\ell_c - \ell_0) \end{aligned} \quad [\text{II.34}]$$

On a :

$$\ell(\theta) = N^2 \phi(\theta)$$

En remplaçant $\ell(\theta)$ par son expression dans [II-33], on trouve :

$$C_{\text{moy}} = N_r \frac{(N \cdot I_M)^2}{2} \frac{(\varphi_c - \varphi_o)}{2\pi} \quad \text{[II.35]}$$

φ_c et φ_o sont les perméance dans les positions extrêmes de conjonction et d'opposition d'une paire de dents du rotor par rapport à une phase au stator.

Le couple moyen est donc proportionnel à la différence des perméance extrêmes.

II-3-2 Paramètres influençant sur le couple moyen

D'après l'expression [II-35], pour augmenter le couple moyen on peut agir sur les paramètres suivants :

- Augmenter le courant maximal d'alimentation I_M .
- Augmenter le nombre de plots rotoriques N_r .
- Augmenter la perméance de conjonction φ_c .
- Diminuer la perméance d'opposition φ_o .

Mais l'augmentation de I_M induit à une augmentation de la densité de courant δ , ce qui provoque des pertes joules plus élevées qui exigent la modification du système de refroidissement.

L'augmentation excessive de nombre de dents rotoriques N_r , réduit la saillance de la machine et tend vers une structure lisse sans effet réductant. Une étude sur les combinaisons de nombres de dents rotorique N_r et statorique N_s a été effectuée pour les MRVDS.

Le tableau ci-dessous représente les principales possibilités de combinaisons ainsi que le nombre de phase q (q doit être déterminé à partir des critères de complexité de l'ensemble convertisseur-machine) et paire de pôle p [15]. Le nombre de dents rotoriques définit directement la fréquence d'alimentation et influence fortement sur les pertes fer [14]

Chapitre II

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

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

Il reste donc l'action sur φ_o et φ_c qui dépend uniquement de la géométrie des plots statoriques et rotoriques.

En posant φ_o négligeable devant φ_c , on peut obtenir une expression approchée du couple moyen pour une phase.

$$C_{\text{moy}} = N_r \frac{(nIM)^2}{2} \frac{\varphi_c}{2\pi} \quad [\text{II.36}]$$

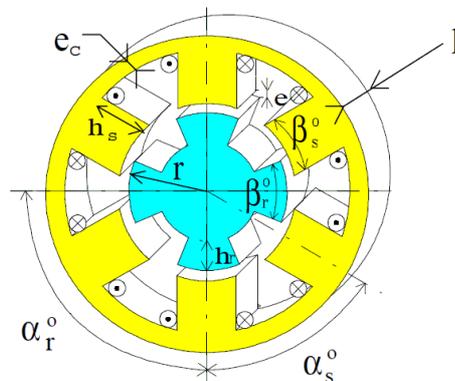


Figure II-17 : Définition des principaux paramètres géométriques des MRVDS

La perméance de conjonction peut se calculer simplement par :

$$\varphi_c = \frac{1}{\mathcal{R}_e + \mathcal{R}_f} \quad [\text{II.37}]$$

Chapitre II

Ou \mathfrak{R}_e et \mathfrak{R}_f sont respectivement les réluctances correspondant au trajet du flux d'une phase dans l'entrefer (longueur $2.e$) et dans le fer. Pour faire apparaître plus simplement les paramètres dominants, considérons la perméabilité du fer très élevée devant celle de l'entrefer, ce qui nous permet de négliger \mathfrak{R}_f devant \mathfrak{R}_e . Alors la perméance \wp_c peut s'exprimer analytiquement en fonction des dimensions géométriques comme suit :

$$\wp_c \cong \frac{1}{\mathfrak{R}} \quad [\text{II-38}]$$

$$\wp_c \cong \frac{\mu_0 S}{L} \cong \frac{\mu_0 S}{2e} \quad [\text{II.39}]$$

Avec $S = \beta_s \frac{2\pi r l}{N_s}$ ou $S = \beta_r \frac{2\pi r}{Nr} \cdot l$ [II.40]

En remplaçant [II-39] dans [II-38] on trouve :

$$\wp_c \cong \mu_0 \frac{\beta_s \frac{2\pi r l}{N_s}}{2e} \quad [\text{II.41}]$$

Dans le cadre de ces hypothèses, et en remplaçant \wp_c par sa valeur dans l'équation [II-36], le couple moyen pour q phases vaut :

$$C_{\text{moy}} = q \frac{N_r}{4\pi} (NI_M)^2 \mu_0 \frac{\beta_s \frac{2\pi r l}{N_s}}{2e} \quad [\text{II.42}]$$

De l'équation [II-42], pour augmenter le couple moyen, on peut agir sur le nombre de dents statorique N_s , et le nombre de phase de la machine q , néanmoins ces paramètres ne doivent pas être touchés car ça change la nature de la machine.

On voit que le couple moyen est inversement proportionnel à l'épaisseur de l'entrefer e . La minimisation de la longueur e de l'entrefer permet de maximiser le couple moyen sans augmenter la puissance des interrupteurs (avantage typique des MRV). Cette minimisation est

Chapitre II

limitée par les contraintes mécaniques de précision, de centrage et par le bruit acoustique qui sera d'autant plus élevées que l'entrefer est réduit [14]. Dans notre cas, nous garderons e constant pour tous les calculs et simulations, car elle est bien optimisée.

L'action sur le rayon de l'entrefer r et sur la longueur de la machine L touche aux contraintes volumiques, ce qui n'est pas souhaitable [13].

La valeur de la perméance d'opposition \wp_0 que nous avons négligée devant \wp_c dépend en fait principalement de deux rapports de dimensions des dentures statoriques et rotoriques. L'arc polaire statorique β_s , détermine la plage angulaire de production d'effort dans la mesure où l'arc polaire rotorique β_r est supérieur à β_s . L'angle le plus faible parmi β_r et β_s doit être supérieur à $2\pi/qN_r$ afin d'assurer la continuité du couple lors du passage d'une phase à l'autre. Pour réduire le couple pulsatoire, on a intérêt à maximiser β_s , mais ceci réduit la surface de bobinage, augmente les pertes Joules, réduit les angles de commutation et dégrade ainsi le facteur de dimensionnement du convertisseur.

L'épaisseur de culasse e_c , est déterminée de façon à réduire la chute de potentiel magnétique dans le long trajet de culasse. Une valeur trop importante empiète cependant sur la place allouée au bobinage.

Il faut aussi déterminer le type de tôles le mieux adapté. Il est évident que les caractéristiques du matériau magnétique ont une importance considérable sur les performances de la machine. Il est primordial. En particulier, d'avoir une perméabilité et une induction à saturation élevée.

Ce développement analytique (β_r , β_s , h_s et h_r , nous a permis de limiter réellement les paramètres sur lesquels on doit agir pour maximiser le couple moyen tout en gardant l'aspect général de la machine, c'est-à-dire le nombre de phases, le nombre de plots statoriques et rotoriques ainsi que son volume extérieur, son mode de refroidissement et son convertisseur statique. Les paramètres retenus sont donc :

Chapitre II

Comme, l'épaisseur de l'entrefer (e) et le rayon extérieur de la machine sont constants, alors toute augmentation de h_s , entraîne systématiquement la diminution de h_r et vice versa.

Finalement, d'après cette analyse, les paramètres retenus pour maximiser le couple moyen sont : β_r , β_s , h_s .

II.4 Limites de variation des paramètres géométrique retenus

Afin de limiter le domaine de variation de la largeur des dents rotorique et statorique, on étudie la variation de l'inductance idéalisée en fonction des angles mécaniques,

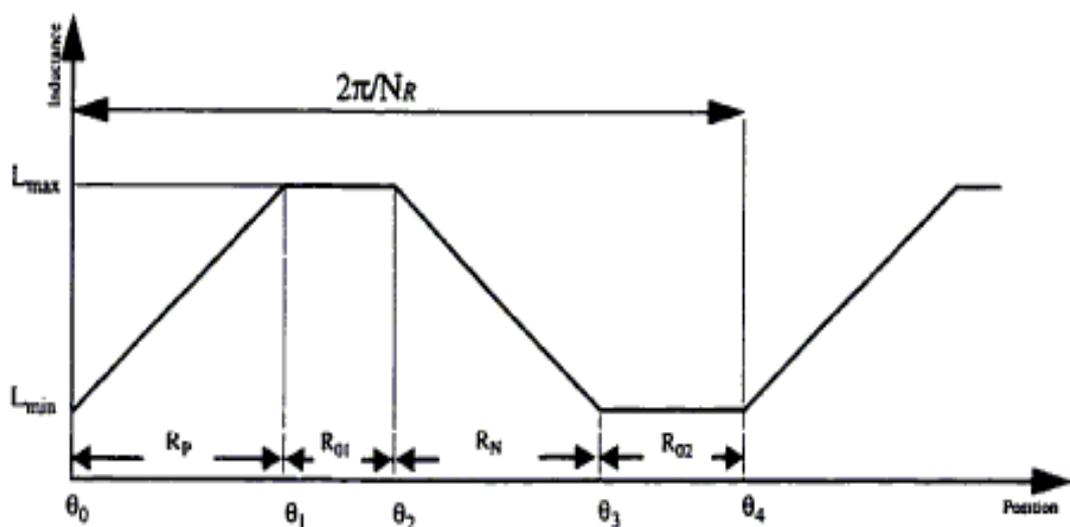


Figure II-18 : Profil idéalisé de l'inductance

Si on néglige la saturation et les effets de bord, cette variation d'inductance propre par phase est linéaire. Comme le montre la Figure II-20. La périodicité de l'inductance est égale à $(2\pi/N_r)$. La signification physique des différentes régions de la Figure ci-dessous est la suivante.

- R_p : de θ_0 à θ_1 , à θ_0 les fronts des pôles rotoriques rencontrent les fronts des pôles statorique. L'inductance commence à augmenter à mesure que le rotor tourne. Lorsque les fronts des pôles rotoriques rencontrent les fronts arrière des pôles statoriques, l'inductance atteint sa valeur maximale (θ_1). Un couple positif est produit dans cette région.

Chapitre II

- R_{01} : de θ_1 à θ_2 , l'inductance reste constante et égale à L_{\max} . Comme le montre la Figure, cette zone est réduite à un point ($\theta_1=\theta_2$) lorsque les pôles du rotor et du stator sont de même largeur. Le couple développé est nul dans cette région puisque L est constant.

- R_n : de θ_2 à θ_3 , l'inductance décroît linéairement jusqu'à L_{\min} , ceci se produit lorsque les fronts arrière des pôles rotoriques rencontrent les fronts arrière des pôles statorique. Si la phase est alimentée pendant cette région, un couple négatif sera produit.

- R_{02} : de θ_3 à θ_4 , les pôles saillants rotoriques ne font aucunement face aux pôles statoriques. L'inductance est constante et égale à L_{\min} et aucune production de couple n'est possible pendant cet intervalle.

Le triangle de faisabilité des angles dentaires, limite le choix des angles dentaires, il est limité en particulier par la relation :

$$\alpha_r^\circ - \beta_r^\circ \geq \beta_s^\circ$$

Avec :

α_r : pas dentaire rotorique

Condition nécessaire pour que la perméance d'opposition reste faible [10].

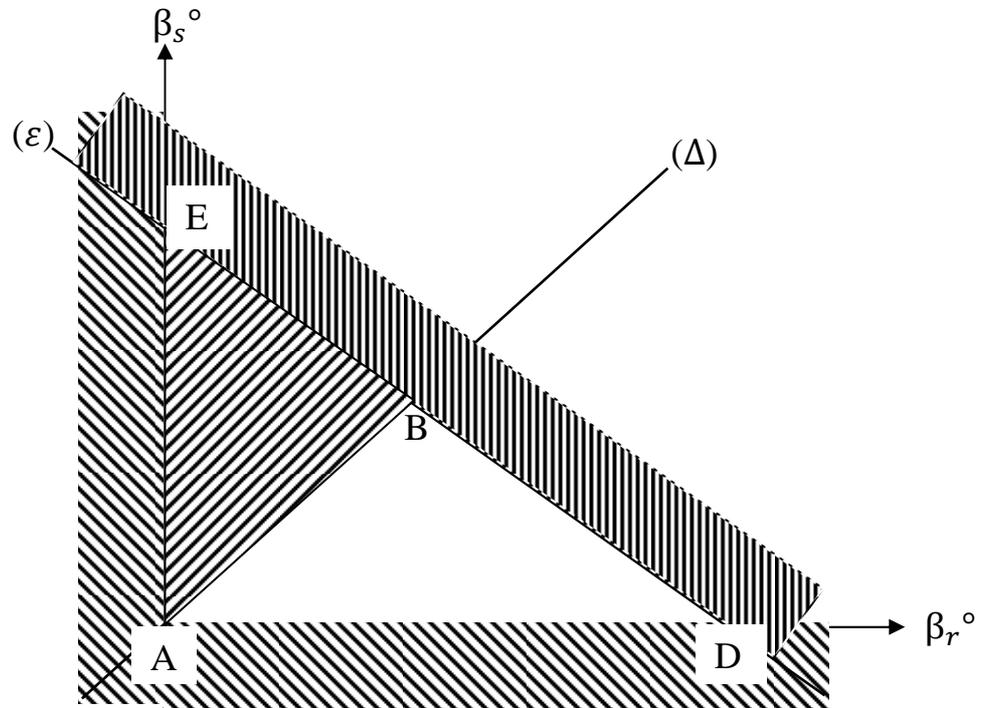


Figure II-19 : Limite de variation des angles dentaires

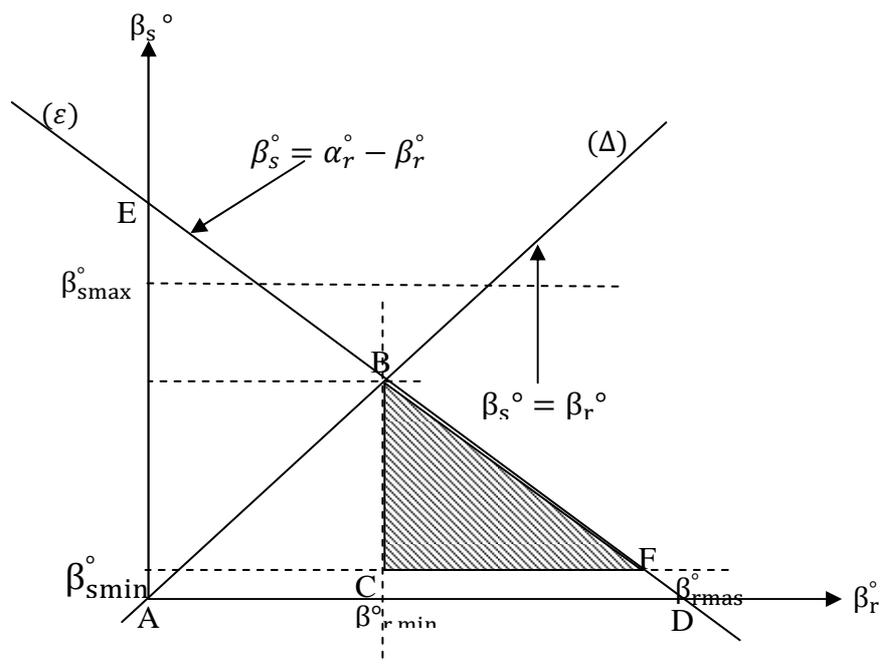


Figure II-20: Triangle de faisabilité des angles dentaires

Conclusion :

Nous avons entamé ce chapitre, par la description de diverses expressions de l'énergie électromagnétique pour un circuit déformable et indéformable. Pour bien comprendre le fonctionnement d'une MRV, un calcul analytique du couple électromagnétique en fonction des paramètres géométriques a été élaboré sur un modèle élémentaire d'une MRV.

Cette étude nous a permis de dégager les paramètres sur lesquels il faut agir pour maximiser le couple moyen .

Chapitre

III

Optimisation de la
MQRVDS 6/4

Introduction

Dans ce dernier chapitre, nous nous intéressons en premier lieu à notre machine de référence qui fait objet de notre travail. Puis on passe à son principe d'alimentation.

En deuxième lieu nous faisons une présentation du logiciel de calcul utilisé pour calculer le couple de la MRVDS, ainsi que ces différentes applications.

Dans la dernière partie, nous faisons l'étude optimale de la MRVDS 6/4. On commence par situer notre machine parmi les autres, qui sont étudiés déjà par d'autres étudiants dans les mémoires de fin d'étude [11] et [12] ainsi que celle de la thèse [7]. Puis on passe à la procédure du travail à effectuer qui consiste à faire varier la hauteur de la dent statorique. Après on passe à l'analyse des résultats obtenus en faisant une étude comparative qui nous permettra de dégager une meilleure structure qui offre le couple le plus élevé et le moins ondulé possible.

III.1. Description de la MRVDS 6/4

III.1.1. Dimensions géométriques

La machine à réluctance variable qui fait l'objet de notre étude, possède une double saillance MRVDS avec un nombre de plot rotorique $N_r=4$ et un nombre de plot statorique $N_s=6$, elle a été dimensionnée au laboratoire IREENA par le professeur « Zaim » [7], ses dimensions géométriques sont données sur une coupe transversale représentées sur les figures III.1, III.2 et III.3.

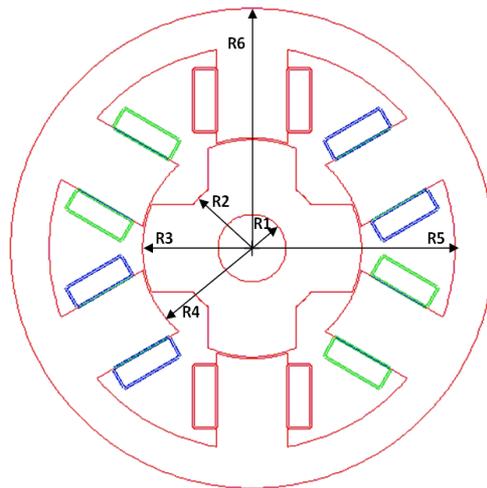


Figure III.1: Paramètres dimensionnels de la MRVDS 6/4.

- R1=12mm
- R2=25.3mm
- R3=38.7mm
- R4=39.3mm
- R5=71.3mm
- R6=85.3mm
- $\beta_s = 37.6^\circ$
- $\beta_r = 47.6^\circ$

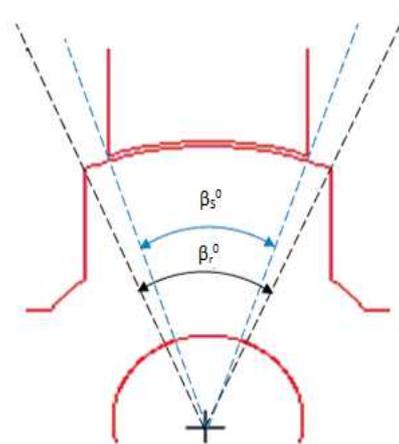


Figure III.2. : Les angles d'ouvertures des plots rotorique et statorique

- a=3.9mm
- b=22.6mm
- c=7.9mm
- d=6.6mm
- e=0.6mm
- f=14.6mm

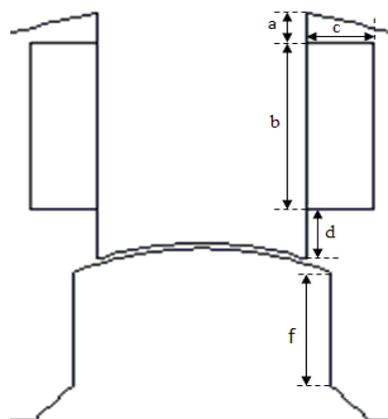


Figure III.3: Zoom sur les plots statoriques et rotoriques

Chaque plot statorique comporte deux bobines de 50 spires. Ces bobines peuvent être connectées soit en série soit en parallèle. Il est ainsi possible d'obtenir 50 spires par plot soit 100 spires par phase, ou bien 100 spires par plot soit 200 spires par phase. Nos calculs sont effectués avec 200 spires par phase. La longueur de la machine est de 125mm . Le courant maximal d'alimentation de la machine est de 18A [7].

III.1.2 Séquence d'alimentation de la machine

La MRVDS décrite auparavant est de type réluctant triphasé. L'alimentation de la phase **A** a provoquée la mise en regard des plots statoriques et rotoriques comme le montre la **figure III.4**.

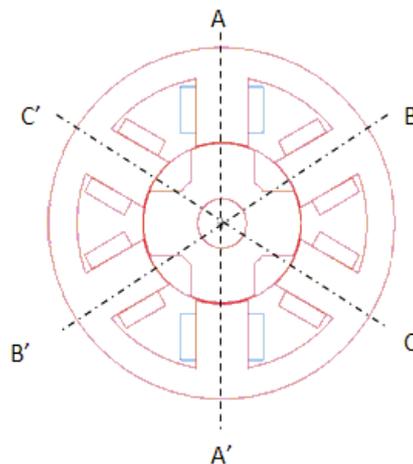


Figure III.4 : Alimentation de la phase A

L'alimentation successive de la phase **B** attire le plot du rotor le plus proche. Elle provoque un décalage du rotor jusqu'à ce que ce plot soit aligné avec celui du stator, ce phénomène est montré par la **figure III.5**.

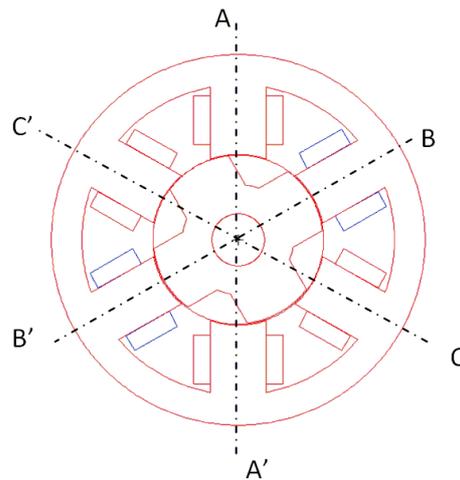


Figure III.5 : Alimentation de la phase B

En alimentant la phase **C**, le même processus se répète, c'est-à-dire la phase **C** attire le plot du rotor le plus proche d'elle jusqu'à ce que les plots rotoriques soient à nouveau en regard des plots correspondant au stator. (Voir **figure III.6**).

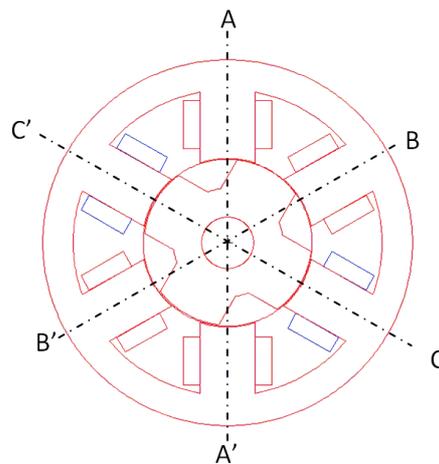


Figure III.6 : Alimentation de la phase C

L'ordre d'alimentation des phases (A, B, C) assure une rotation dans le sens antihoraire, alors que l'ordre (C, B, A) l'assure dans le sens horaire.

III.2. Présentation du logiciel *Maxwell 2D*

Le logiciel Maxwell 2D est un logiciel de modélisation par éléments finis. Il prend en compte les phénomènes magnétiques, électriques et thermiques et permet des régimes évolutifs. C'est donc un logiciel parfaitement adapté à nos besoins. L'utilisation du logiciel se déroule suivant les étapes suivantes :

- ✓ Définir la géométrie de la machine ou de la pièce désirée tout en respectant minutieusement les dimensions de celle-ci.
- ✓ Affecter les matériaux correspondant à chaque partie de la machine et assigner les valeurs et le sens des courants dans les bobines.
- ✓ Affecter les conditions aux limites adéquates.
- ✓ Choisir la grandeur à calculer.
- ✓ Choisir le maillage adéquat au calcul.
- ✓ Lancer la résolution.
- ✓ Exploitation des résultats à travers le poste processeur.

III.2.1 Les matériaux assignés

La modélisation des phénomènes électromagnétiques des machines électriques se rattache essentiellement aux matériaux des différentes parties constitutives. Les matériaux affectés pour les différentes parties de notre machine sont les suivants :

- ✓ Les bobines : cuivre (copper)
- ✓ L'entrefer : vide (vacuum)
- ✓ L'arbre : acier dure (steel_1008)
- ✓ Stator et rotor : leur matériau magnétique est caractérisé par la courbe de saturation de la **figure III.7** tirée de la thèse de L. MOREAU [7]. Elle est introduite dans la bibliothèque des matériaux du logiciel. Les valeurs associées à la courbe $B = f(H)$ sont données en annexe.

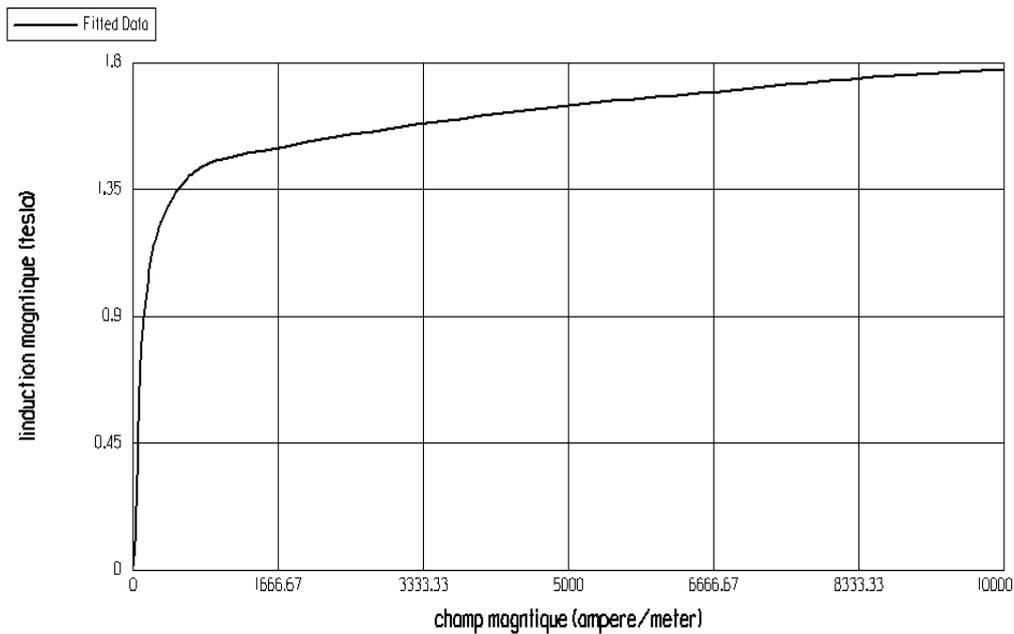


Figure III.7 : Courbe de magnétisation de la tôle magnétique

III.2.3. Le maillage utilisé pour la machine

Le découpage du domaine d'étude en éléments finis est une étape essentielle dont dépend automatiquement de la qualité de la solution. On peut distinguer, dans un premier temps, le maillage initial proposé par le logiciel. Il est souvent utile de subdiviser les éléments finis afin d'améliorer la solution. Cette subdivision peut se réaliser de façon automatique en fonction de la localisation de l'erreur relative admissible. Dans notre cas l'erreur relative a été ramenée jusqu'à 0.1%. Par rapport aux calculs que nous voulons effectuer, il n'est pas judicieux de descendre en dessous de cette valeur, car le facteur temps du calcul sera très lourd. Le maillage obtenu est représenté sur la **figure III.8**.

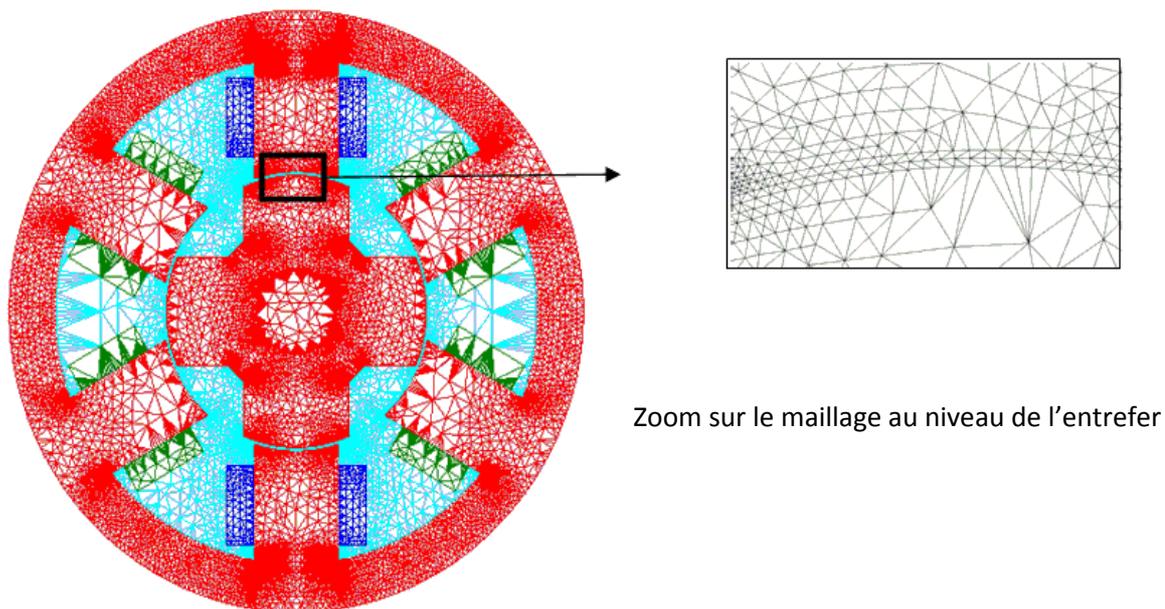


Figure III.8 : Le maillage de MRVDS6/4

III.2.4 Les lignes de flux

La répartition des lignes de flux dans la machine, avec la phase A alimentée seule par un courant nominal de 18A dans les positions de conjonction et d'opposition, sont données par les **figures (III.9 et III.10)** successivement.

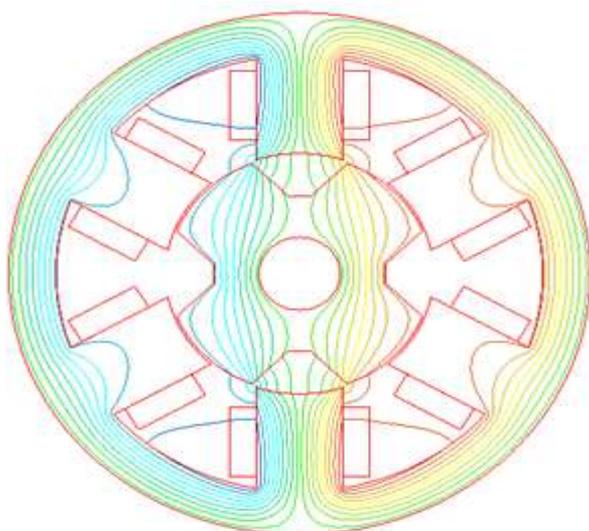


Figure III.9: Répartition des lignes de flux dans la position d'opposition

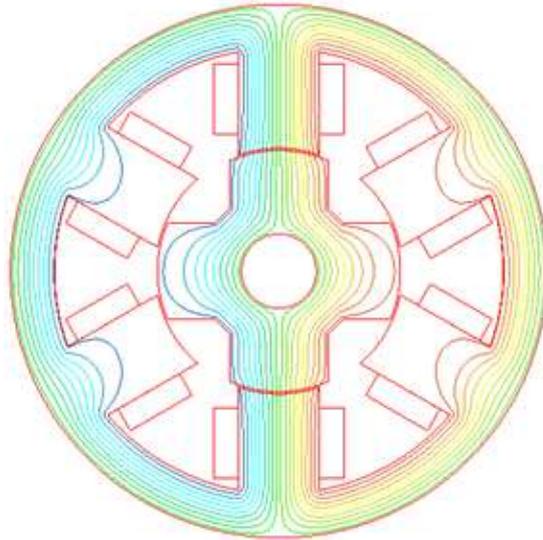


Figure III.10: Répartition des lignes de flux dans la position de conjonction.

Comme la perméabilité magnétique du fer est plus élevée que celle de l'air, les lignes du flux passent de préférence dans les zones qui présentent le moins d'air, c'est-à-dire les endroits les moins réductant. A cause de la double saillance de la machine et la saturation du circuit magnétique, le flux embrassé par une bobine varie avec le courant et la position du rotor. A l'aide du logiciel Maxwell, nous déterminons le flux pour chaque valeur du courant d'alimentation qui varie de 0 jusqu'à 18A et nous traçons la courbe $\Phi=f(i)$ pour les deux positions remarquables (la position d'opposition $\theta=0^\circ$, la position de conjonction $\theta=90^\circ$). Ces deux courbes sont représentées par la **figure III.11**.

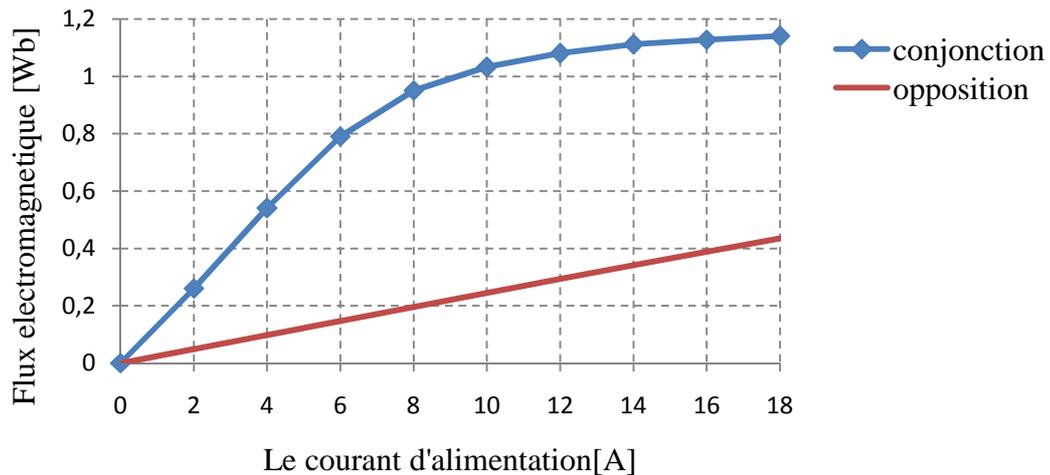


Figure III.11 : Courbe du flux totalisé en fonction des courants dans une phase pour les deux positions extrêmes.

Les résultats obtenus concordent très bien avec ceux donnés dans la thèse de L. MOREAU. Ceci nous rassure quant aux calculs du couple que nous entreprenons d'effectuer.

III.2.5 Le couple électromagnétique produit par une phase alimentée en courant continu

Le couple électromagnétique produit par une seule phase dans laquelle circule un courant constant de valeur 18A, est obtenu par calcul par éléments finis pour plusieurs positions du rotor. Les résultats obtenus sont donnés sur la **figure III.12**.

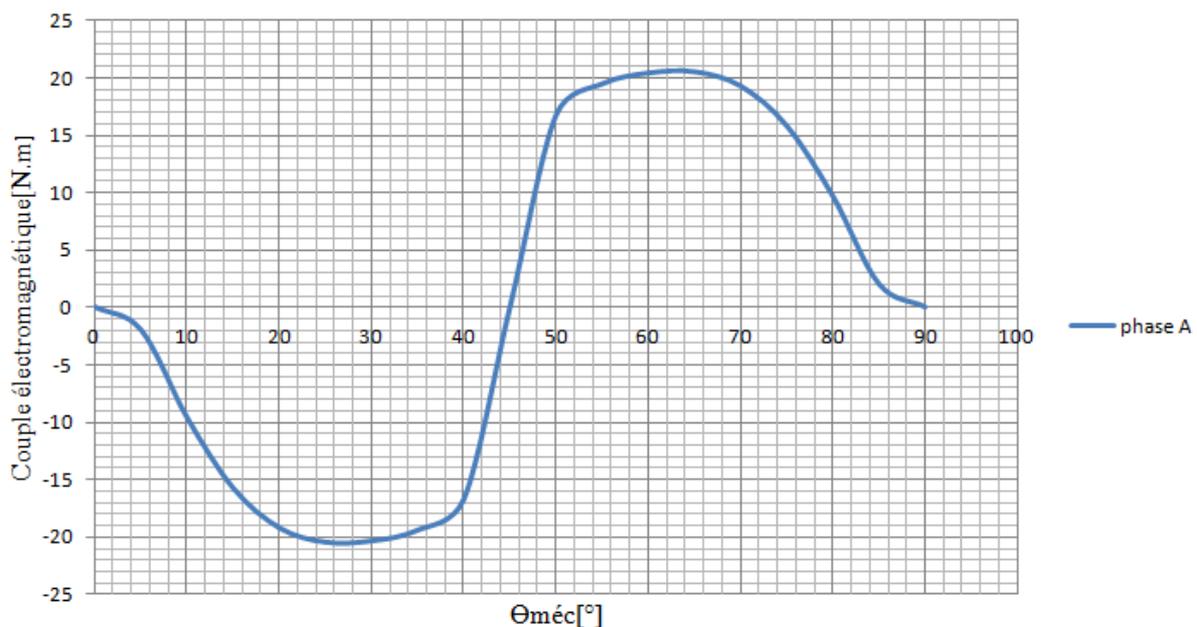


Figure III.12 : Courbe du couple électromagnétique d'une phase en fonction de la position mécanique du rotor

D'après la figure ci-dessus, on observe que le couple électromagnétique est nul pour la position d'opposition $\theta_{méc} = 0^\circ$. Il décroît graduellement pour atteindre sa valeur minimale négative à $\theta_{méc} = 26^\circ$, puis il croît rapidement pour s'annuler à la position de conjonction $\theta_{méc} = 45^\circ$. Il continue de croître jusqu'à sa valeur maximale pour $\theta_{méc} = 64^\circ$ et décroît à nouveau pour s'annuler à $\theta_{méc} = 90^\circ$.

Le couple électromagnétique est alternatif, donc sa valeur moyenne est nulle. Pour obtenir donc un fonctionnement moteur de la machine, c'est-à-dire un couple moyen non nul et positif, il faut alimenter la bobine d'une phase dans l'intervalle : $\theta_{méc} [45^\circ, 90^\circ]$ lorsque la perméance est croissante, c'est-à-dire lorsque la dent du rotor s'approche de celle du stator, et ne pas l'alimenter dans l'intervalle : $\theta_{méc} [0^\circ, 45^\circ]$.

Nous avons cités dans le chapitre précédant que le signe du couple produit par une MRVDS est indépendant de la polarité du courant dans les enroulements. Des convertisseurs unipolaires peuvent donc être utilisés pour alimenter des MRV. De plus, chaque phase peut être alimentée indépendamment des autres, ce qui donne une sûreté de fonctionnement plus élevée. Et comme, notre machine a trois phases donc le convertisseur comprendra alors trois demi-ponts asymétriques.

Dans cette partie nous nous limitons qu'à représenter la configuration de ce convertisseur statique pour la machine MRVDS 6/4, le schéma indiqué dans la **figure III.13**.

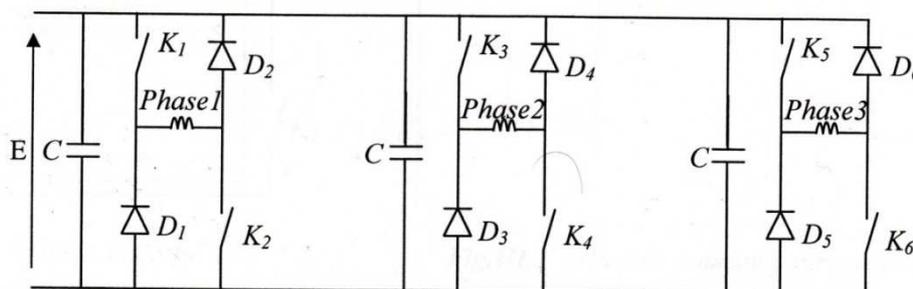


Figure III.13 : Structure du convertisseur de la machine MRVDS 6/4

L'alimentation d'une phase doit correspondre à des courants en créneaux, ce n'est pas le cas dans la pratique à cause du caractère inductif de la MRVDS. Pour cela dans la suite de notre travail nous admettons que l'alimentation est en créneaux de courant parfaitement rectangulaire.

La **figure III.14** représente le couple instantané de chaque phase alimentée par des créneaux de courants étalés sur 45° mécanique.

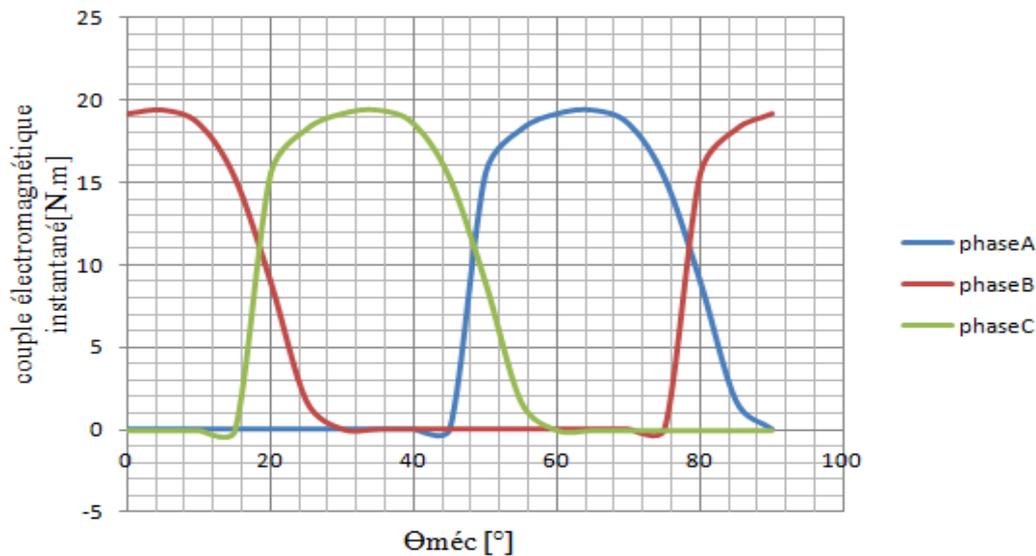


Figure III.14 : Couple électromagnétique instantané des trois phases en fonction de la position de rotor.

Dans ce cas le couple moyen n'est pas nul, mais notre machine n'est pas bien alimentée car il a quelques intervalles où deux phases conduisent en même temps.

L'absence de réversibilité en courant du convertisseur associé à la MRVDS évite le risque de conduction simultanée de deux interrupteurs d'un même bras. Pour que deux phases ne conduisent pas en même temps, on doit bien choisir l'angle d'allumage et d'extinction du courant de chaque phase. On considère que l'extinction du courant est brutale, les angles d'allumage et d'extinction sont respectivement $\theta_{on} = 5^\circ$ et $\theta_{off} = 35^\circ$ par rapport à la position de jonction de la phase A, et chaque phase conduira pendant une période $\theta_{méc} = 30^\circ$.

La caractéristique du couple électromagnétique instantané correspondante au courant d'alimentation de la MRVDS est donnée sur la **figure III.15**.

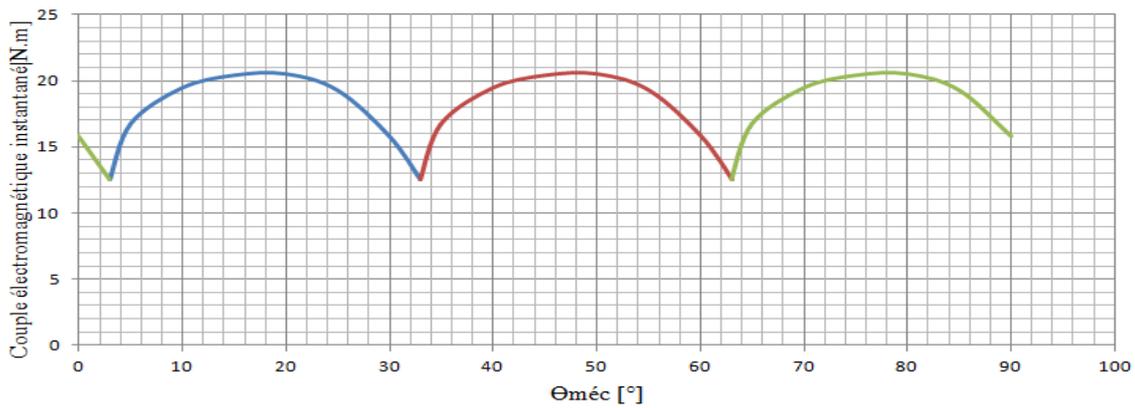


Figure III.15 : Couple électromagnétique des trois phases e fonction de la position mécanique du rotor.

III.3. Optimisation de la MRVDS 6/4

III.3.1. Résumé des travaux effectués

La machine MRVDS6/4 qui nous a servie ainsi qu'à nos camarades comme machine de départ est prise dans la thèse de L. Moreau [7]. Elle a été dimensionnée au laboratoire IREENA par le professeur Mr. Zaim [7]. Cette machine sera notée **structure [A]**. Elle est représentée par la **figure.III.16**. Ses dimensions géométriques seront données ultérieurement.

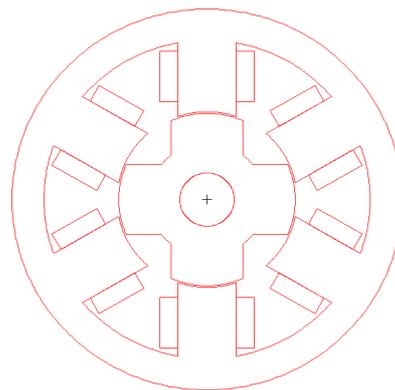


Figure.III.16 : Structure [A]

Dans le travail de mémoire de fin d'étude [11], les étudiants : CHABANE djafar, BERKOUNE karima et AHDJOU DJ Ouissam ont, pour chaque hauteur donnée des plots statoriques, fait varier les angles d'ouvertures des plots statoriques et rotoriques tout en

gardant la forme rectangulaire des plots statoriques et rotoriques, dont les plages de variations de ces paramètres géométriques sont :

$$h_s = [22.2- 38.2] \text{ avec un pas de } 3.2\text{mm.}$$

$$\beta_s^\circ = [36- 38] \text{ avec un pas de } 1^\circ.$$

$$\beta_r^\circ = [46- 48] \text{ avec un pas de } 1^\circ.$$

Ils ont relevé les valeurs de couple moyen pour chaque structure, puis ils ont fait une étude comparative. Cette dernière a montré que le couple moyen le plus élevé est obtenu pour la structure ayant les paramètres géométriques suivants :

$h_s = 22.2167\text{mm}$, $\beta_s = 36^\circ$ et $\beta_r = 45^\circ$, avec un couple moyen de $20.43 [N.m]$. Cette structure sera notée : **structure [B]** donnée par la **figure III.17**.

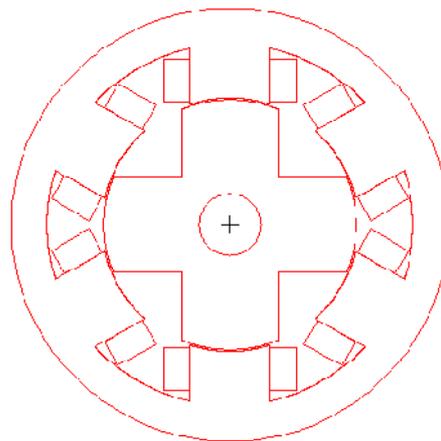


Figure III.17 : Structure [B].

Dans le mémoire de fin d'étude [12], les étudiantes : G. OUADFEL et L. TALMATKADI ont jouées sur la réduction et l'élargissement des flancs dentaires statoriques et rotoriques coté dent et coté base, tout en gardant la hauteur h_s des plots statoriques fixes afin d'étudier l'influence de cette inclinaison sur la forme de couple d'une MRVDS6/4.

Les résultats obtenus par ce travail ont montré que le couple le plus élevé est obtenu par la structure ayant les coefficients de réduction et d'élargissement $ks_b = 1.2$ et $kr_d = 0.8$, avec $\beta_s = 37.6^\circ$, $\beta_r = 47.6^\circ$ et h_s fixe. Dont la valeur de couple moyen est $19.16 [N.m]$.

Cette sera notée : **structure [C]**. Elle est donnée par la **figure III.18**.

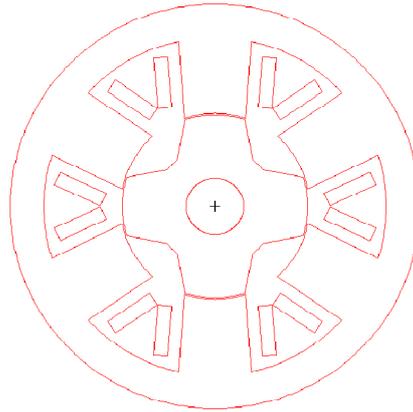


Figure III.18 : structure [C]

Notre travail consiste à démarrer à partir de la **structure [C]** précédente, puis on fait varier la hauteur h_s du plot statorique afin de voir l'influence de ce paramètre géométrique sur le couple électromagnétique de la MRVDS6/4 à plots trapézoïdaux. Tous les résultats des différents travaux seront comparés entre eux dans le but de dégager une meilleure structure finale.

III.3.2 Exposition de notre travail

L'objet de notre travail consiste à démarrer à partir de la **structure [C]** précédente puis de faire varier la hauteur de la dent statorique afin d'essayer d'optimiser encore plus les performances de cette machine. Notre travail aboutira donc à une structure à plot trapézoïdal. On la notera **structure [D]**. Dans notre cas d'étude on fait varier les paramètres géométriques selon le tableau ci-dessous :

h_s [mm]	22	26	28	33	36
------------	----	----	----	----	----

Avec $\beta_s = 37.6^\circ$, $\beta_r = 47.6^\circ$, $ks_b = 1.2$ et $kr_d = 0.8$

Pour toutes les structures obtenues, le courant doit être égal à celui du courant d'alimentation qui est 18A, pour garder le même convertisseur et le même système de refroidissement.

III.3.3. Hypothèse de notre travail

La forme trapézoïdale de dent statorique affecte la forme des bobinages qui deviennent ainsi plus difficiles à fabriquer, d'où Les dimensions des bobines peuvent changer d'une structure à une autre, mais il suffit de garder le courant constant car le changement de la surface occupé par la bobine influence sur la densité du courant, et comme la densité n'influence pas sur le couple, on peut faire notre étude sans coller les bobines sur la dent du stator. Nous utiliserons la structure de départ pour valider l'hypothèse, les deux types des bobines (collée, non collée) sont représentées respectivement dans les **figures (III.19 et III.20)**.

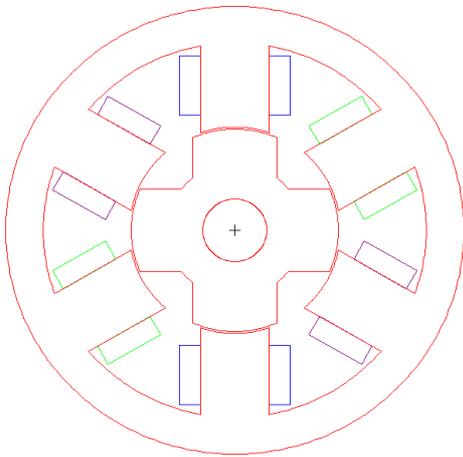


Figure III.19 : Les bobines collées

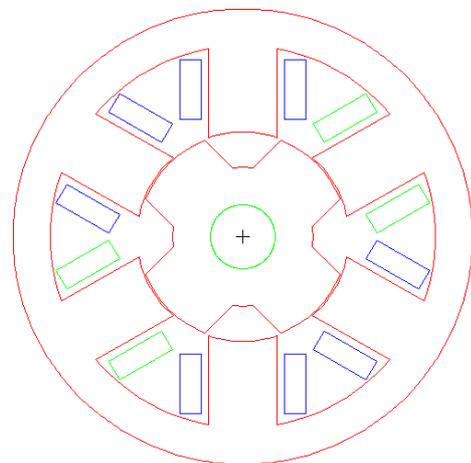


Figure III.20 : Les bobines non collées

Les couples électromagnétiques des deux structures qui valident l'hypothèse, est représentée dans la **figure.III.21**.

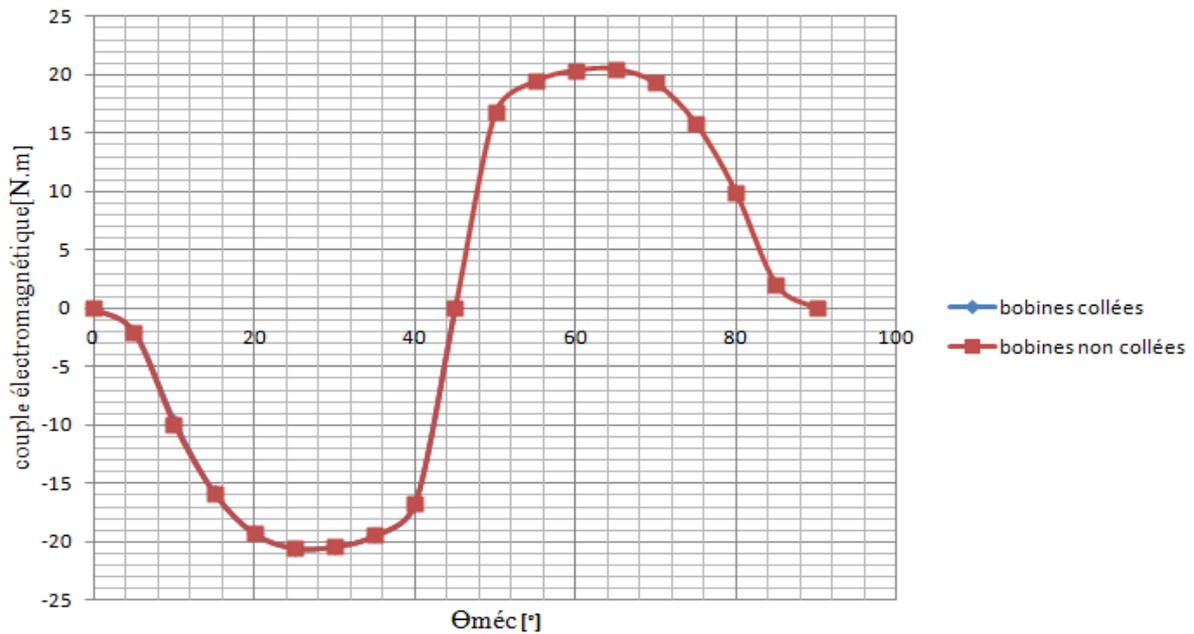


Figure III.21 : Couple en fonction de la position du rotor pour les deux cas bobines collées et non collées

Les couples pour les deux cas des bobines sont superposés, L'hypothèse est validée.

III.3.4. Procédé du travail

Pour Les cinq hauteurs h_s du plot statorique, nous déterminons les caractéristiques suivantes :

- ✓ La variation du flux totalisé $\Phi(i)$ en fonction du courant d'alimentation pour les deux positions remarquable (opposition et conjonction).
- ✓ L'évolution de l'inductance d'une phase en fonction de la position mécanique du rotor $L(\theta^\circ)$.
- ✓ Le couple électromagnétique en fonction de la position mécanique du rotor

III.3.4.1. Les critères d'optimisation

a. Le flux $\Phi(i)$

L'air comprit entre les deux positions extrêmes, correspond à la coénergie convertie pendant un cycle d'alimentation. et comme le couple moyen est la dérivée de la coénergie, le couple est directement proportionnel à l'énergie convertie par cycle (période électrique), donc il faut prendre l'air le plus grand.

b. L'inductance $L(\theta_{méc})$

La variation de la hauteur des dents des plots statoriques joue un rôle fondamental dans le fonctionnement. Pour une phase l'inductance évolue linéairement avec l'angle de recouvrement des dents rotoriques et statoriques $\theta_{méc}$, elle prend une valeur minimale en position d'opposition et une valeur maximale en position de conjonction.

c. Le couple $C(\theta_{méc})$

On doit prendre le couple d'amplitude la plus élevée, et de largeur la plus étendue, afin d'avoir un couple élevé moins ondulé.

III.3.4.2. discussion des résultats obtenus

Les différentes formes des plots statoriques et rotoriques sont représentés ci-dessous :

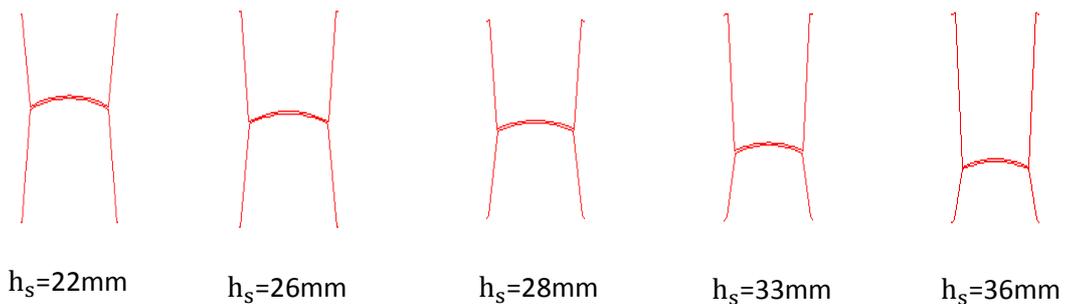


Figure III.22 : Les formes des plots statoriques et rotoriques des cinq structures

Les caractéristiques $\Phi(i)$, $L[\theta^\circ]$ et $C[\theta^\circ]$ sont traduits par ce graphe ci-dessous :

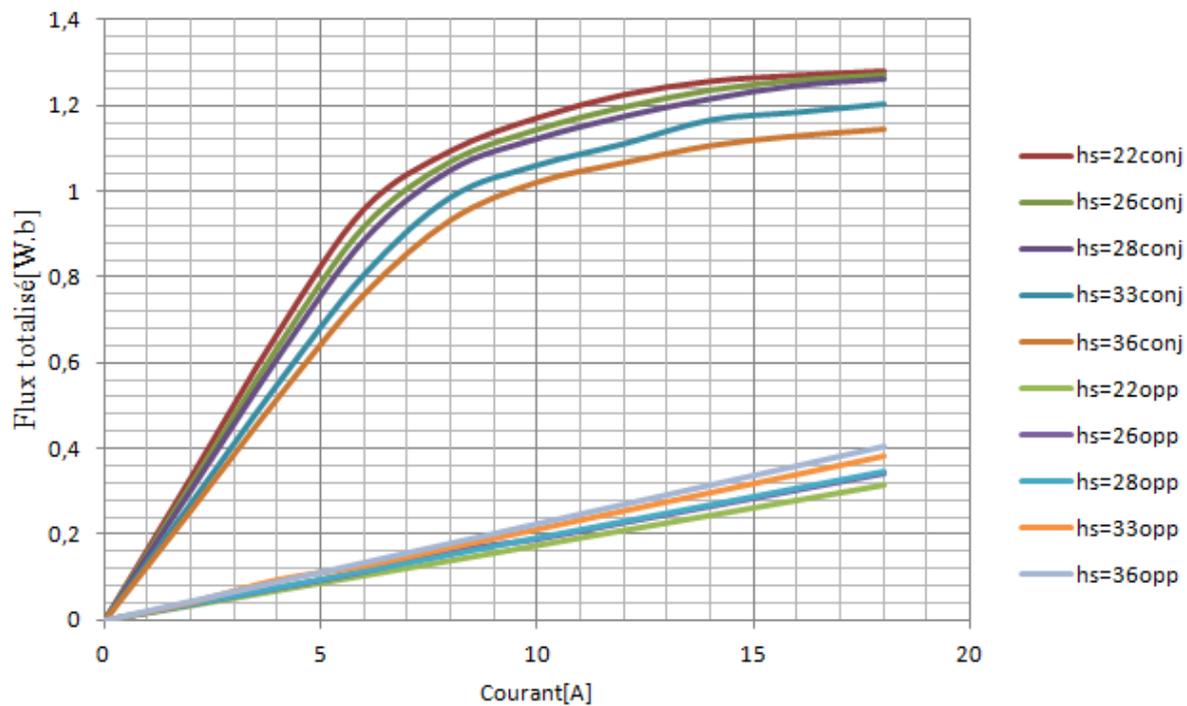


Figure III.23 : Caractéristiques magnétique $\Phi(i)$.

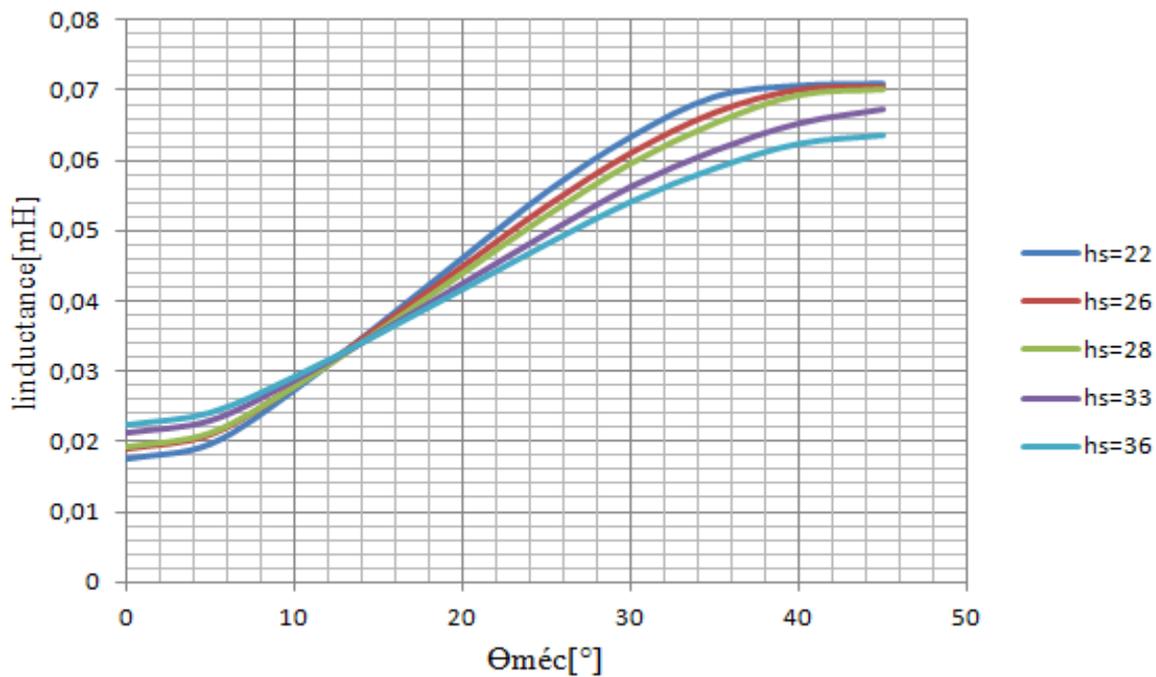


Figure III.24 : Evolution de l'inductance d'une phase $L[T]$

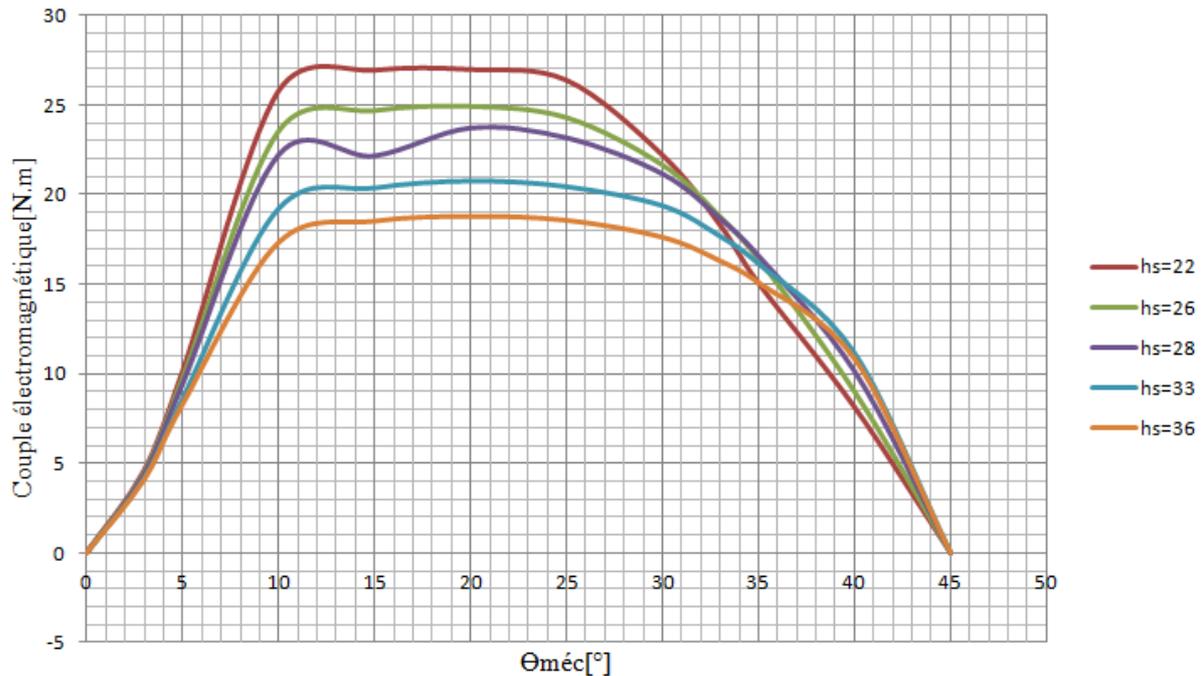


Fig.III.25 : Caractéristique du couple en fonction de la position mécanique du rotor.

D'après les critères d'optimisation précédemment, si on s'intéresse à la caractéristique $\Phi(i)$, il est évident que la structure $h_s=22\text{mm}$ semble être la plus intéressante, si on regarde la deuxième courbe qui est $L(\theta_{méc}^\circ)$, il est intéressant de prendre le cas $h_s = 22\text{ mm}$ et si on s'intéresse à la dernière courbe qui est $C(\theta_{méc}^\circ)$ on constate que la structure $h_s = 22\text{ mm}$ est la plus intéressante.

A partir des résultats, nous constatons que la hauteur de la dent statorique vérifie les critères d'optimisation est $h_s = 22\text{mm}$.

III.3.4.3 Comparaison des résultats

Pour chacune des structures optimisées précédemment, on tire les valeurs du couple moyen. Ce dernier est représenté sur l'histogramme de la **figure III.26**.

A partir de ces résultats, nous constatons que le couple moyen est obtenu pour la combinaison $h_s = 22\text{ mm}$, $\beta_s = 37.6^\circ$, $\beta_r = 47.6^\circ$, $ks_b = 1.2$ et $kr_d = 0.8$, il vaut : 20.13 [N.m] .

Cette structure retenue sera désormais notée la **structure[D]**. (voir la **figure III.27**).

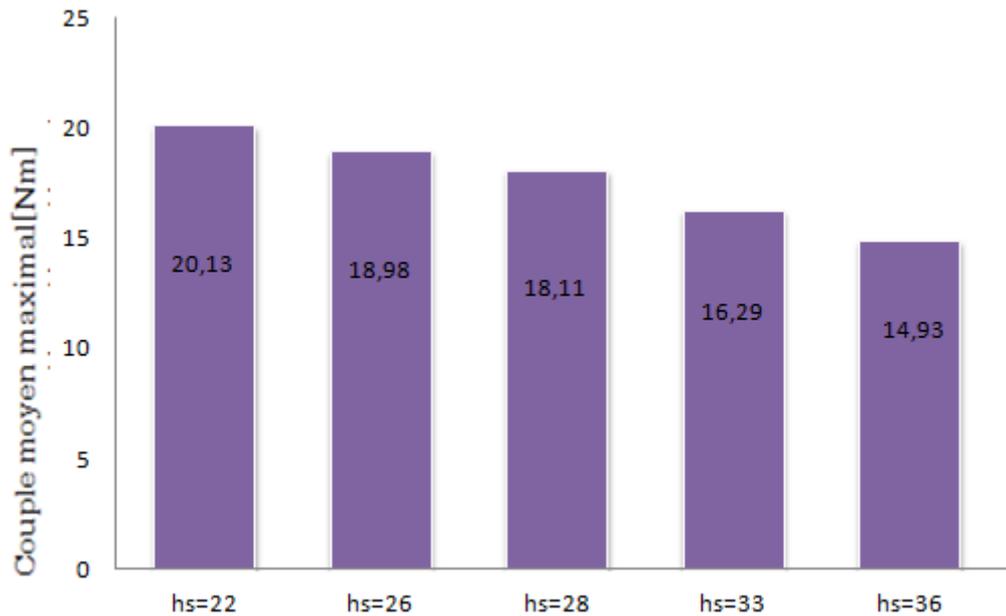


Fig. III.26 : Comparaison des couples moyens pour les différentes structures.

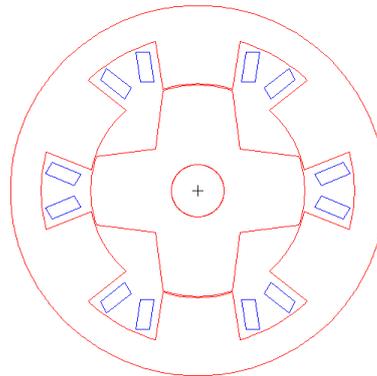


Figure III.27 : Structure[D]

On notera que : l'angle d'allumage et d'extinction est distincte d'une structure a une autre. Pour notre structure optimisée l'angle d'allumage vaut : $\theta_{on}=5^\circ$, l'angle d'extinction vaut : $\theta_{off}=35^\circ$.

III.3.4.5. Synthèse et comparaison des performances des structures optimisées A, B, C et D.

Les résultats obtenus pour les couples électromagnétiques moyens et instantanés, des structures [A] et [C] sont représentés sur la figure ci-dessous. Puis elles seront comparées entre elles.

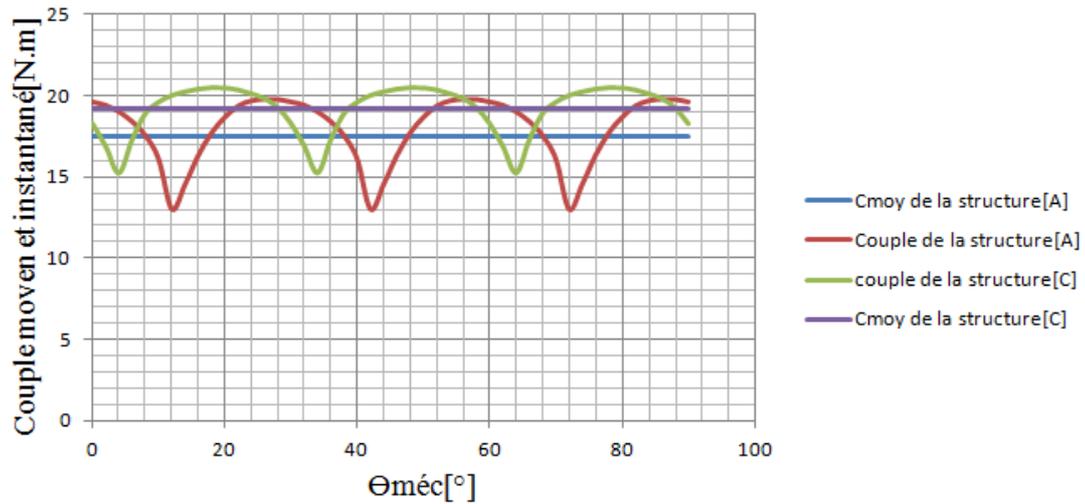


Figure III.28 : Comparaison des couples instantané et moyens de la structure [A] et la structure[C].

les résultats des couples électromagnétiques moyen et instantané des structures [A] et [D] sont représentés et comparés entre eux dans la figure III.29.

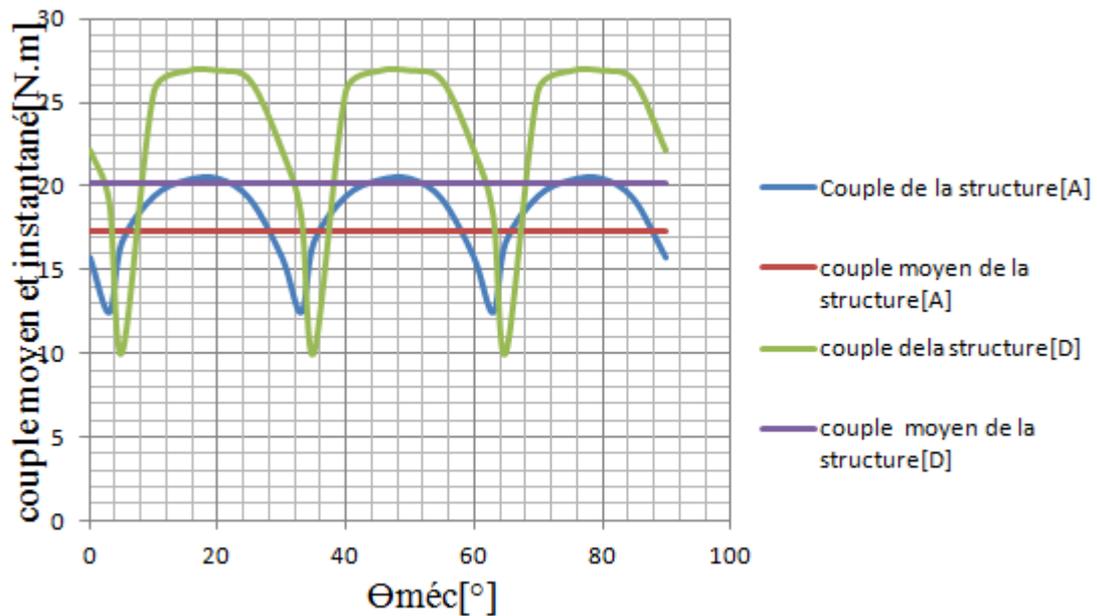


Figure III.29 : Comparaison des couples instantané et moyens de la structure [A] et la structure [D].

les résultats des couples électromagnétiques moyen et instantané des structures [A] et [B] sont représentés et comparés entre eux dans la figure III.30.

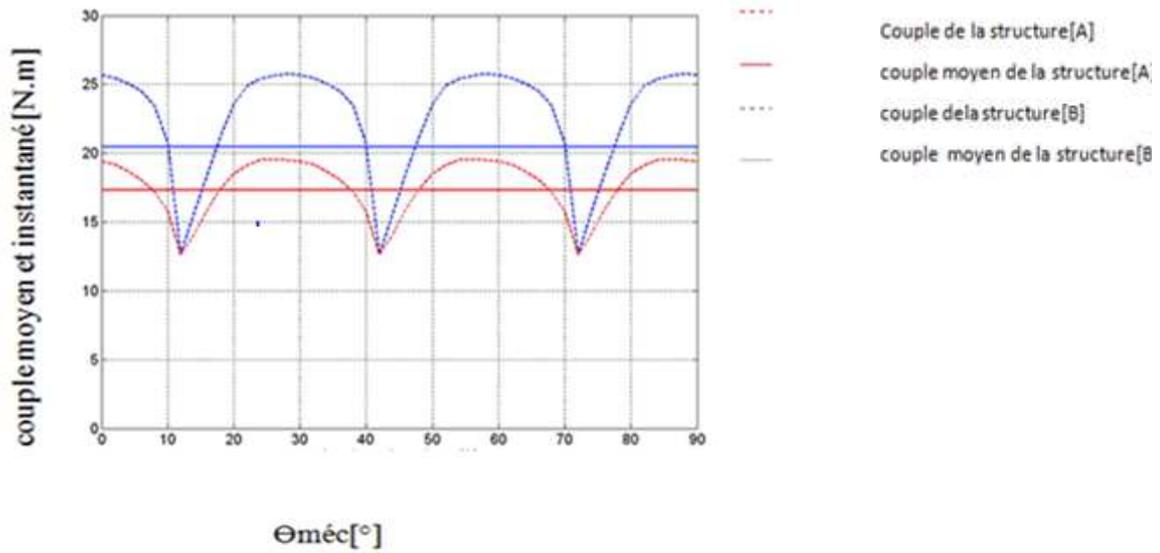


Figure III.30 : Comparaison des couples instantané et moyens de la structure [A] et la structure [B].

Nous constatons, d’après l’analyse des caractéristiques de couple moyen et instantané que les couples moyen les plus élevés sont obtenus par la structure [B], [C] et [D] sont plus élevés que ceux de la structure [A].

Les couples moyens des structures sont représentés sur l’histogramme suivant :

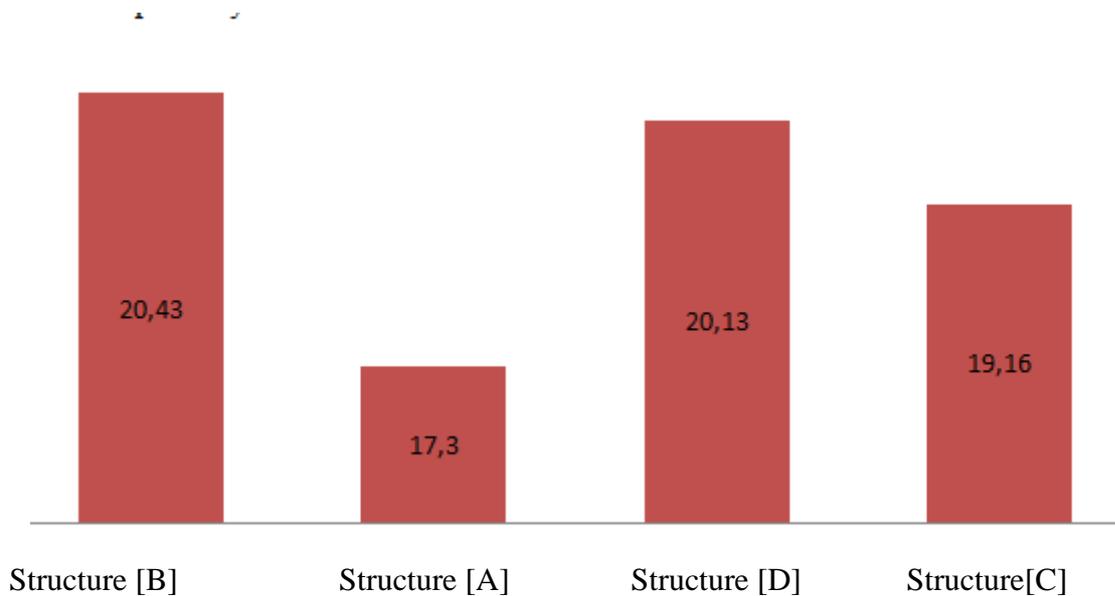


Figure III.31 : Comparaison de couple moyen des différentes structures.

A partir de ces résultats, nous constatons que le couple moyen le plus élevé est obtenu par la structure [B]. Le couple est de 20.43 [N.m].

III.3.4.7. Taux d'ondulation

Le taux d'ondulation est calculé à partir des valeurs max et min du couple instantané, en utilisant la relation suivante :

$$\Delta C\% = \frac{C_{\max} - C_{\min}}{C_{\text{moy}}} * 100$$

C_{\max} : est le couple maximal.

C_{\min} : est le couple minimal.

Le taux d'ondulation du couple instantané des différentes structures est représenté dans l'histogramme suivant :

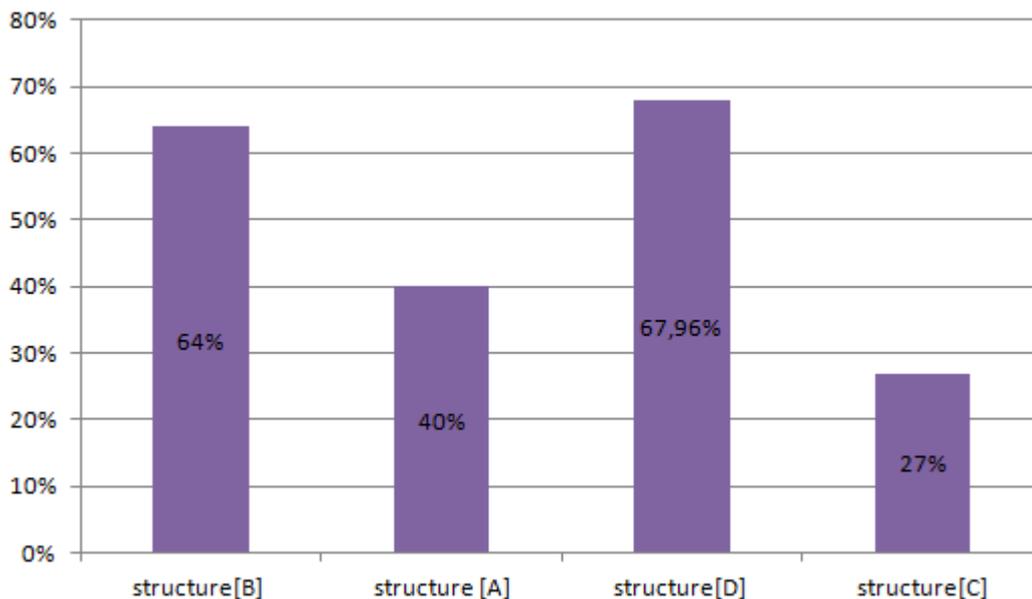


Figure III.32 : Taux d'ondulation des différentes structures optimisées.

Nous constatons, d'après la figure ci-dessus, le taux d'ondulation est minimum pour la **structure [C]**.

D'après les résultats des deux histogrammes ci-dessus, si on s'intéresse au couple électromagnétique moyen notre choix sera fait sur la structure [B] ou le couple moyen a une valeur de 20.43 [N.m]. si on regarde seulement les résultats de taux d'ondulation, on choisi la

structure qui donne moins d'ondulation. C'est la structure [C], avec un taux d'ondulation de 27%.

Conclusion

Dans ce troisième chapitre, nous avons exposé les différents résultats de calcul du couple électromagnétique de la MRVDS ainsi que les paramètres géométriques qui faut varier afin d'étudier leurs influence sur les performances de cette dernière. Ce travail nous a permet d'effectuer une optimisation pour le couple électromagnétique moyen pour différentes structures obtenus en jouant sur la hauteur des dents des pots statoriques. Ça nous a permet de dégager une meilleure structure pour laquelle les critères d'optimisation sont vérifiés est bien c'est la structure qui a les caractéristiques géométriques suivants :

$h_s=22\text{mm}$, $\beta_s=37.6^\circ$, $\beta_r=47.6^\circ$, $ks_b=1.2$, $kr_d=0.8$ et $h_r=14.6\text{mm}$. Elle est noté structure [D].

Si l'on privilégie le maximal de couple moyen on prendrait la structure [B]. Si l'on privilégie le minimal d'ondulation de couple électromagnétique on prend la structure [C]. Dans notre cas une amélioration est réussite au niveau de l'augmentation du couple moyen. Mais, cette augmentation a induit une augmentation des ondulations de couple électromagnétique instantané. Donc le choix est très difficile. Mais, on peut choisir la structure [C].



Conclusion

Et

Perspectives



Conclusion

De nombreux travaux ont été réalisés sur le thème de l'optimisation. Ils ont notamment conduit à la création de logiciels d'expertise qui permettent de concevoir des prototypes répondant aux exigences du concepteur de manière générale. L'optimisation consiste à maximiser ou à minimiser une grandeur électrique ou magnétique appelée fonction objective, en faisant varier un certain nombre de paramètres géométriques dans les limites physiques possibles appelées fonction contraintes, le choix des fonctions contraintes dépend de la connaissance analytique de leur influence sur la fonction objective.

La fonction objective, dans notre cas et aussi dans le cas de nos prédécesseurs est l'optimisation du couple moyen d'une MRVDS tout en respectant les contraintes volumiques, échauffement, convertisseur statique et l'aspect global de la machine.

Le travail que nous avons effectué porte sur l'optimisation d'une MRVDS 6/4, en jouant sur la hauteur des dents statorique h_s , dans le cas des plots statoriques et rotoriques de formes trapézoïdales, afin d'obtenir une structure répondante à un compromis entre un grand couple moyen et un faible taux d'ondulation du couple électromagnétique, et ceci pour un courant donné.

Trouver une structure répondant à ce compromis, fut aussi le but de nos camarades dans le mémoire [11], qui ont agit sur les angles d'ouverture des plots statoriques et rotoriques ainsi que la hauteur de ces derniers d'une structure de départ à dents triangulaire.

Par la suite afin d'atteindre le même but nos autres camarades dans le mémoire de fin d'études [12] ont agit sur l'élargissement et la réduction des flancs dentaires statoriques et rotoriques.

Notre travail a permis d'augmenter sensiblement le couple moyen par rapport à la structure de départ malheureusement, en contre partie, nous avons observé une grande augmentation du taux d'ondulation du couple électromagnétique.

La confrontation des performances de notre structure optimisée à celles obtenus dans les mémoires de fin d'études [11] et [12] nous permet de dire que la structure la plus proche du but recherché est la structure obtenue dans le mémoire [12].

Conclusion générale

Le seul inconvénient du résultat de notre travail est un taux d'ondulation du couple électromagnétique élevé que nous pourrions nettement diminuer en agissant sur θ_{on} et θ_{off} ,

C'est-à-dire sur la commande de la machine

Pour finir nous espérons que notre travail sera le maillon d'une chaîne de travaux qui s'effectueront dans le même sens.



Bibliographie



Bibliographie

[1] : pierre mayé

« Aide mémoire électrotechnique » l'usine nouvelle

Paris, dunod

[2] : B.SAINT- JEAN

« Électrotechnique et machine électrique »

Paris, Eyrolles 1977

[3] : « électrotechnique 4^{ème} édition »

Paris, Boeok, 2004

[4] : B. Multon

« Moteurs pas à pas structures électromagnétique et alimentation »

Notes de cours agrégation .génie électrique

ENS de cachan, 2004

[5] : E.Lacroux

« L'aimant permanent »

Paris, Lavoisier 1989

[6] : « électrotechnique matériaux et propriétés magnétiques ».

Edition de la Dunanche /septembre 2000

[7] : Luc Moreau

« Modélisation conception et commande des génératrices à réluctance variable basse vitesse »

Thèse de doctorat, université de Nante 2005

[8] : Lotfi Ben Amar

« Commande non linéaire d'un moteur à réluctance variable »

Montréal/Canada. Octobre 1996

[9] : B.Multon

« Historique des machines électromagnétiques et plus particulièrement des machines à réluctance variable »

ENS.1994

[10] : B.Multon

« Conception et alimentation électrique des machines à réluctance variable à double saillance »

Thèse de doctorat, ENS de cachan 1999.

[11] : D. CHABANE ? K.BERKOUNE et O. AHDJOUJ.

« Optimisation d'une MRVDS : sensibilité du couple moyen vis-à-vis des dimensions géométriques ».

[12] : G.OUADFEL et L.TALMATKADI.

« Influence de l'inclinaison des flancs latéraux des plots statoriques et rotoriques sur les caractéristiques magnétiques d'une MRVDS ».

[13] : F.Rebahi.

« Contribution à l'optimisation des performances d'une machine à réluctance variable ».

[14] : L.BEN AMOR.

« Commande non linéaire d'un moteur à reluctance variable ».

Thèse de ph.D. Université de montréal, 1996.

[15] : S.Mouellef

« Contribution à l'étude d'une machine à réluctance variable : conception, modélisation et simulation d'une MRVDS6/4 ».

Bibliographie

Thèse de magister, Constantine, 2008.

[16] Thierry Lubain.

« Modélisation et commande de la machine synchrone à réluctance variable prise en compte de la saturation ».

Thèse de Doctorat, Nancy1,2003.



Annexes



Annexes

Les valeurs associées à la courbe de magnétisation de la tôle magnétique.

H [A/m]	B [T]
0	0
20.84	0.0526
41.67	0.2105
62.5	0.4563
83.34	0.7342
104.167	0.821
187.5	1.09
291.67	1.221
416.67	1.3
500	1.342
583.34	1.378
708.34	1.418
791.67	1.431
875	1.441
1000	1.46
2000	1.518
3000	1.57
4000	1.61053
5000	1.6526
6000	1.676
7000	1.7052
8000	1.7368
9000	1.76
10000	1.779