

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE  
MINISTRE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR ET DE LA RECHERCHE  
SCIENTIFIQUE

Université Mouloud Mammeri de Tizi-Ouzou  
Faculté de Génie électrique et de l'informatique  
Département d'électrotechnique



# Mémoire de fin d'études

En vue de l'obtention du diplôme d'ingénieur d'état en  
électrotechnique

Option : Machines ELECTRIQUES

*Thème*

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

Proposé et dirigé par:

M<sup>r</sup>: Saïd HARMIM

Etudié par : G. OUADFEL

L. TALMATKADI

*Promotion : 2011*

# Remerciement



Nous remercions Allah, le tout puissant, le miséricordieux, de nous avoir donné la santé et tout ce dont nous avons besoin pour réaliser le travail et rédiger ce mémoire.

Nous remercions également Mr HARMIM, notre promoteur pour sa patience, ses conseils et sa disponibilité. Nous le remercions aussi pour ses encouragements, sa gentillesse et sa sympathie tout au long de travail.

Nous remercions également nos chers parents, nos frères et sœurs pour leurs encouragements.

Nos remerciements vont aussi aux membres du jury qui nous ont fait l'honneur d'avoir accepté de juger ce travail

Nous terminerons par remercier tous nos amis, en particulier M<sup>r</sup> Zitoun Hakim pour son aide précieux ainsi que tous les enseignants du Département D'électrotechnique.

*Merci*

# DEDICACE

À...

La mémoire de mes grands parents

Mes très chers parents mes sources  
d'encouragement et de réussite.

Mes très chers frères : MOHAMED et sa petite  
famille, MOULOUD, SMAIL que je ne cesserai jamais  
de remercier pour tous ce qu'ils m'ont donnés.

Mes sœurs : DLAMILA, SAIDA et RACHIDA

Ma chère tante FATMA ainsi ses deux fils FARID  
ET FARIDA et leurs familles que je remercie  
énormément pour leur aide et leur soutien.

Mes neveux : IDIR, DJAFFER et ALES

Mes nièces : CLARA, NINA, KAHINA et NOEMIE

Toute la famille TALMAT KADI, ainsi que tous  
mes proches et tous mes amis(es).

Ma binôme GHANIA et à toute sa famille.

Touté la promotion 2011.

TALMATKADI

LYNDA

# DEDICACE

À...

La lumière de ma vie mon père, ma mère pour leur aide et leur soutien tout le long de mes études.

Mes très chers frères : FAYÇAL, HOCINE

Mes sœurs : SABRINA, LYNDA, LAMIA et sa petite famille.

Mes grandes mères : OUERDYA, FATMA que je remercie énormément pour leur soutien.

Ma seule et unique tante SADJIA.

Mes tantes : YAMINA, DAHBIA et leurs familles.

Mes cousines : KAHINA, WAHIBA, ZAHRA et SAMIA, SAMIRA, RIMA, SAFIA, NARINANE, HANANE

Mes oncles RAMDANE, SAID, HAMID, HASSAN, HOCINE, RACHID ainsi que leurs familles.

Toute la famille OUADFEL, ainsi que tous mes proches.  
tous mes amies : DJADJIGA, SONIA, HANANE.

Ma binôme Lynda et à toute sa famille.

Toute la promotion 2011.

*OUADFEL*

*Ghania*

# Sommaire

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

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

Introduction.....	04
I.1 La machines à inducteur bobiné.....	04
I.1.1 La machine à courant continu.....	04
I.1.2 Les machines à courant alternatif.....	05
I.2 Les machines à aimants permanents .....	07
I.3 Les Système réductants.....	07
I.3.1 Electro-aimant .....	09
I.3.2 Moteur pas à pas.....	09
I.3.3 Les machines à réductance variable .....	09
I.3.3.1 Principe de fonctionnement des MRV.....	10
I.3.3.2 Machine à réductance variable à double saillance.....	11
I.4 Avantages et inconvénients de la MRV .....	14
Conclusion.....	15

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

Introduction .....	16
II.1.Energie magnétique emmagasinée .....	16
II.1.1.Définitions .....	16
II.1.2.Divers expressions de l'énergie magnétique emmagasinée .....	18
II.1.2.1.Circuits électromagnétique indéformable .....	18
II.1.2.1.1 Circuits non saturé .....	18
II.1.2.1.2.Circuits saturés .....	21
II.1.2.2.Circuit électromagnétique déformable .....	24

II.1.2.2.1.Circuits magnétique saturés .....	24
II.1.2.2.1.1 Conservation des énergies .....	24
II.1.2.2.1.2 Diverses expression du couple électromagnétique.....	26
II.1.2.2.2 Expression simplifiée du couple électromagnétique pour un circuit linéaire.....	29
II.2.Conversion électromagnétique d'une MRVDS .....	30
II.2.1.Expression du couple électromagnétique d'une MRVDS .....	30
II.3.Variation du couple électromagnétique en fonction de la position du rotor.....	33
II.3.1.Expression analytique du couple moyen .....	36
II.3.2. Paramètres influant sur les performances .....	38
Conclusion .....	40
Chapitre III : Optimisation de la MRVDS 6/4	
Introduction .....	41
III.1. Description de la MRVDS 6/4 .....	41
III.1.1.Les dimensions géométriques .....	41
III.1.2.Séquences d'alimentation .....	43
III.2.Présentation du logiciel Maxwell 2D .....	45
III.3.Les matériaux assignés .....	45
III.4 Le maillage utilisé de la machine .....	46
III.5 Les lignes du flux .....	47
III.6 Le couple électromagnétique produit par une phase alimenté en courant continu .....	50
III.7 Optimisation de la MRVDS 6/4 .....	54
III.7.1 Résumé des travaux effectués dans le mémoire [11] .....	54
III.7.2 Introduction à notre travail .....	55
III.7.3 Simplification du travail.....	56
III.7.4 Procédure du travail.....	57
III.7.4.1 Les caractéristiques magnétiques de sélection.....	58
III.7.4.1.1 Le flux .....	58
III.7.4.1.2 L'inductance .....	58
III.7.4.1.3 Le couple .....	58

III.7.4.2 Organisation du travail.....	59
III.7.4.3Analyse des résultats obtenus .....	60
III 7.4.4 Confrontation des structures sélectionnées.....	72
III.8 Comparaison des couples instantanés et moyens entre la structure de départ et celles optimisées .....	73
III.9 Taux d'ondulation .....	76
Conclusion .....	78
Conclusion générale .....	79



*Introduction*

*Générale*

Les machines électriques prennent une importance grandissante dans un environnement de plus en plus marqué par l'entraînement électrique. Plusieurs types de machines ont été inventés au début du 19<sup>ème</sup> siècle, seules quelques unes ont été introduites dans les applications industrielles. Au début de l'industrialisation les caractéristiques des moteurs électriques étaient mal exploitées et le critère de choix était essentiellement basé sur la simplicité de commande. C'est ainsi que le moteur à courant continu était fortement utilisé dans les applications industrielles et domestiques, contrairement à d'autres comme le moteur synchrone, asynchrone et à réluctance variable. Malgré la simplicité de sa fabrication et ses bonnes caractéristiques électromagnétiques et surtout mécaniques, le moteur à réluctance variable était très peu utilisé. La complexité de sa commande et l'ondulation élevée du couple qu'il développe constituaient ses principaux handicaps [7].

Pendant les deux dernières décennies, des développements technologiques remarquables ont été réalisés dans le domaine de l'électronique de puissance et des processeurs de traitement de signal. Ceci a permis de relancer les travaux sur la machine à réluctance variable. Les nouvelles techniques de conception assistée par ordinateur ont permis de concevoir différentes structures de machines performantes. De plus, de nouveaux interrupteurs de puissance très performants et de nouvelles topologies de convertisseurs ont permis une alimentation à rendement amélioré du moteur, permettant ainsi une exploitation beaucoup plus efficace de la machine.

La conception d'une machine électrique repose en générale sur deux considérations. La première est relative au dimensionnement géométrique, autrement dit, le calcul des circuits magnétiques du stator et du rotor ainsi que le dimensionnement des 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 [16]. Cette dépendance se trouve fortement accentuée dans le cas d'une machine à réluctance variable puisque son couple moyen et ses ondulations dépendent directement du convertisseur statique utilisé et de sa commande.

Notre travail concerne l'étude de l'influence de l'inclinaison des flancs latéraux des plots statoriques et rotorique d'une MRVDS. L'objectif est, à partir d'une machine MRVDS 6/4 dont les plots statoriques et rotoriques sont de forme rectangulaire, voir si des formes trapézoïdales relativement simple offrent un couple moyen plus élevé et moins ondulé, tout en gardant les mêmes contraintes volumiques, échauffement et aspect global de la machine.

Pour mener à bien notre projet, nous avons structuré notre mémoire en trois chapitres :

Nous verrons dans le premier chapitre, des généralités sur les machines électriques, les systèmes réluctants en général et les machines à réluctance variable à double saillance en particulier.

Le deuxième chapitre est consacré à l'étude de la conversion des énergies pour des circuits déformables et indéformables. Par la suite, un calcul analytique du couple moyen produit par une MRVDS élémentaire a été développé afin de dégager les paramètres influents.

Dans le troisième et dernier chapitre, nous présentons la MRVDS 6/4 sur laquelle nous avons travaillé ainsi que le logiciel Maxwell 2D avec lequel nous calculons, pour les différentes structures ou on a joué sur la réduction ou l'élargissement des flancs statoriques et rotorique, le couple électromagnétique, le flux totalisé ainsi que l'inductance d'une phase de la machine.

Les résultats obtenus des couples moyens, des flux et des inductances sont analysé et confronté à ceux obtenus pour la structure de départ [8]. Ces résultats sont ensuite comparés à ceux obtenus par la structure optimisée [11] ou on a joué sur la hauteur de la dent statorique et les angles d'ouvertures des dents statoriques et rotoriques. Cette étude nous a permis de tirer des conclusions quant à la meilleure forme à donner aux plots statoriques et rotoriques.

Nous clôturons notre travail par une conclusion et perspectives.

*Chapitre*

**I**

*Généralités sur les systèmes  
réductants et classification*

*MR V*

## Introduction

La machine à courant continu est restée longtemps l'actionneur le plus utilisé pour réaliser des systèmes d'entraînement à vitesses variables. Aujourd'hui, la plupart des machines électriques la remplacent largement dans les applications industrielles.

Dans ce chapitre, nous nous intéressons aux différents types de machines, reposant sur différents principes de fonctionnement. Par la suite, pour bien définir le domaine de notre travail, nous passerons à la classification des machines à réluctance variable à double saillance MRVDS, pour les classer et citer leurs avantages et inconvénients par rapport aux autres machines.

### I.1. La machine à inducteur bobiné

#### I.1.1 La machine à courant continu

Une machine à courant continu est un convertisseur électromécanique permettant la conversion bidirectionnelle d'énergie entre une installation électrique parcourue par un courant continu et un dispositif mécanique [1]

Un moteur à courant continu est composé des éléments suivants :

- ü Stator : destiné à créer le champ magnétique, il constitue l'inducteur de la machine [2].
- ü Rotor : portant des conducteurs logés dans des encoches régulièrement réparties à sa périphérie constitue l'induit de la machine. Il est destiné à subir l'influence du champ créé par l'inducteur [2].
- ü Le collecteur et les balais : Les bobines de l'induit sont alimentées par une source continue par l'intermédiaire d'un commutateur mécanique formé par des balais s'appuyant sur le collecteur, pour que le courant passe dans les conducteurs. Le collecteur est relié au bobinage de l'induit et monte sur le même arbre [3].

La figure I-1 montre la constitution de la Machine à courant continu.

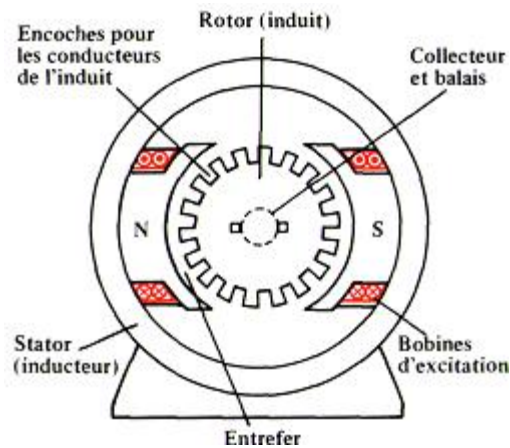


Figure I-1 Constitution de la Machine à courant continu

### I.1.2 Les machines à courant alternatif

- Les machines synchrones

Cette famille de machine regroupe, en fait, plusieurs sous familles, qui vont de la machine à aimants permanent et de la machine à reluctance variable, en passant par les moteurs pas à pas. Néanmoins, la structure de toutes ces machines est relativement proche. Le stator est généralement constitué de trois enroulements triphasés répartis, tel que les forces électromotrices générées par la rotation du champ rotorique soient sinusoïdales ou trapézoïdales.

Il existe trois grandes familles de rotor, ayant pour rôle de générer le champ d'induction rotorique. Les rotors bobinés à pôles lisses, les rotors bobinés à pôles saillants [2].

Les différents types des rotors sont représentés dans la figure I-1, la figure I-2.

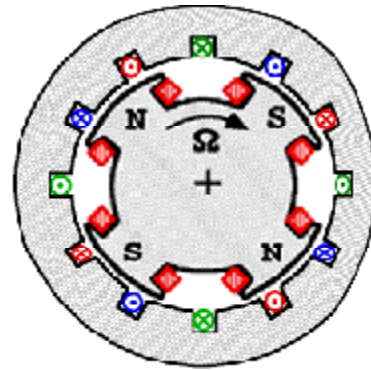
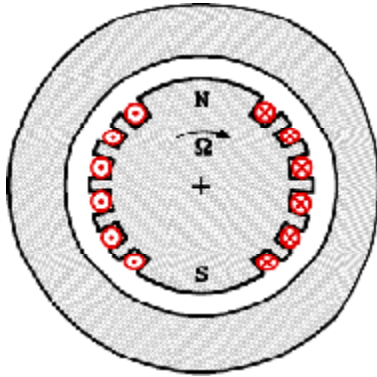


Figure I-2 Machine à pôles lisses

Figure I-3 Machine à pôles saillants

La machine synchrone est plus facile à réaliser et plus robuste que le moteur à courant continu. Son rendement est excellent. Par action sur le courant d'excitation, on peut régler aisément son facteur de puissance.

- La machine asynchrone

Les machines asynchrones sont des machines à courant alternatif les plus répandues. On les utilise dans de nombreux dispositifs domestiques, ainsi que dans des dispositifs industriels. Le principal avantage de ces machines est leur faible coût de fabrication et leur grande robustesse. Une fois encore, on va distinguer le stator et le rotor. Comme dans les machines synchrones, le champ tournant est créé par le stator. En revanche, nous allons voir que la structure du rotor est très différente.

Le stator a une structure identique à celle des machines synchrones avec un bobinage triphasé distribué dans des encoches creusées dans un circuit magnétique destiné à canaliser le flux magnétique [4].

On distingue principalement deux types de structures de rotors.

ü Il peut être réalisé à partir de bobinages. Le bobinage du rotor est le siège des courants induits. Il s'agit d'un circuit fermé supportant de très forts courants

ü Il peut être également formé par une cage, réalisée à partir de barres en aluminium ou cuivre fixées entre deux anneaux. C'est la structure la plus robuste. Elle est utilisée dans les machines de faible puissance et grandes puissances [3].

Le moteur asynchrone est le moteur industriel par excellence. Ils ont, pour leur grande majorité, un rotor à cage. Les progrès faits ces dernières années dans l'alimentation et la commande des machines n'ont fait que pousser le moteur asynchrone vers des applications jadis réservées au moteur à courant continu [4].

## I.2 Les machines à aimants permanents

Avec les aimants modernes, caractérisés par une énergie spécifique et un champ coercitif élevés, leurs applications se sont développées dans la mesure où l'aimant pouvait concurrencer l'électro-aimant, soit par la suppression des pertes par effet joule inhérentes à celui-ci, soit par un encombrement plus réduit, soit par un coût plus faible [6].

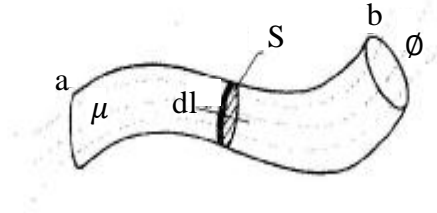
Les applications des aimants sont innombrables, il s'agit essentiellement des machines dans lesquelles le système inducteur est remplacé par des aimants permanents, d'où le nom (machines à aimant permanent), parmi elles, on distingue :

- ü La machine à courant continu à aimants permanents.
- ü L'alternateur synchrone à aimant.
- ü Le moteur autopiloté à aimant (brushless).
- ü Le moteur pas à pas à aimant.

## I.3 Les systèmes réductant

En plus des systèmes d'excitation précédemment décrits, il existe des systèmes qui ne comportent pas d'aimant et ne présentent pas de composante de couple d'interaction mutuelle. En d'autres termes, ils sont caractérisés par des composantes de couple résultant de la variation de l'inductance propre des bobinages. Pour y parvenir, une déformation des circuits magnétiques associés à ces inductances est obligatoire.

La réluctance magnétique est une grandeur qui caractérise un élément de volume traversé par un flux magnétique. Elle est fonction des dimensions géométriques de l'élément et de la perméabilité magnétique du matériau [8].



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

Ainsi, la réluctance d'une zone de l'espace traversée par un champ magnétique s'exprime par la relation suivante :

$$\mathfrak{R} = \int_a^b \frac{dl}{\mu S}$$

Avec :

$dl$  : Longueur élémentaire.

$\mu$  : Perméabilité magnétique du matériau occupant la zone considérée.

$S$  : Surface radiale par rapport au passage des lignes de flux.

Il est alors évident que, pour une géométrie donnée, une faible réluctance nécessite des matériaux de grande perméabilité magnétique.

### I.3.1 Electro-aimant

L'électro-aimant peut être défini comme un système générateur d'un champ d'induction magnétique ou d'une force unilatérale d'attraction. Cette force est créée par un bobinage fixe et associée à un circuit ferromagnétique. Dans le cas de la création d'une force, il s'agit d'un système réluctant [16].

### I.3.2 Moteur pas à pas

A l'inverse des moteurs classiques, dont l'arbre tourne de façon continue, les moteurs pas à pas sont des actionneurs dont la rotation s'effectue par mouvements angulaires discrets d'amplitude uniforme [5]. On distingue plusieurs types :

- Moteurs à aimants permanents.
- Moteur à réluctance variable.

Il existe deux modes de fonctionnement des moteurs pas à pas [5] :

- Dans le premier mode, le fonctionnement s'effectue par à-coup. Dans la 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.
- Le second mode est un fonctionnement continu où 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 réluctance variable

Les machines à réluctance variable constituent une classe particulière des machines électromagnétiques, dans lesquelles les forces sont obtenues grâce à la variation de perméance d'un circuit magnétique entouré par des bobinages. Cette variation est obtenue lors du déplacement relatif des deux parties constitutives ; le stator et le rotor dans les machines tournantes. Ces variations de perméance ou encore variations de réluctance, ou d'inductance sont sources de variations d'énergie électromagnétique d'où le nom de « machines à réluctance variable ». Ainsi, le stator ferromagnétique supportera les bobinages,

quand au rotor, qui ne possède aucun conducteur ni aimant, il aura une denture destinée à faire varier l'inductance du circuit électromagnétique [6].

Un système réluctant est caractérisé par les propriétés suivantes :

Û Le couple est proportionnel au carré du courant ; le système n'étant pas linéaire dans sa conversion électromécanique. Il se prête mal à des fonctions de réglage ou de transmission d'informations analogiques.

Û Pour obtenir un couple important, la variation de l'inductance propre doit être la plus grande possible. Il faudra recourir à des circuits ferromagnétiques, présentant une grande perméabilité et à une géométrie des zones d'entrefer, assurant une modulation importante des perméance.

Û Le caractère précédent a pour conséquence de fortes variations de flux. Il est alors fréquent de provoquer une saturation de certaines zones des circuits magnétiques. Bien que son concept soit simple, le système réluctant devient alors très difficile à assimiler.

#### I.3.3.1 Principe de fonctionnement des MRV

Le fonctionnement du moteur à réluctance variable est basé sur le principe de variations de la réluctance provoquée par la déformation du circuit magnétique. La production du couple est donc d'origine purement réluctante; tendance d'un circuit magnétique à minimiser sa réluctance ou maximiser son inductance.

Du fait de la simplicité du principe, les structures de MRV sont très variées et l'imagination des ingénieurs et chercheurs n'a guère eu de limites. Il est ainsi important de toujours bien préciser de quel type de machine à réluctance variable on parle. Deux structures retiennent plus particulièrement l'attention à l'heure actuelle, parce qu'elles présentent une grande simplicité de construction et donc des possibilités de réduction de coût. Ce sont les machines dites « synchrones à réluctance » (Synchronous Reluctance Machine dans la littérature Anglo-saxons) et les MRV à double saillance MRVDS (Switched Reluctance Machines pour les Anglo-saxons) [9].

Une machine synchrone bobinée à pôles saillants est considérée comme une machine à réluctance variable capable de produire un couple quand elle n'est pas excitée. Ces machines sont à champ tournant. Les enroulements statoriques 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 réluctance proportionnelle au carré du champ d'induit ou du flux dans le cas d'une alimentation à flux constant. C'est bien entendu c'est ce dernier terme qui est exploité dans les machines synchrones à réluctance.

Le couple d'une telle machine 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 réluctant, on ne tient compte que de deuxième terme de couple électromagnétique, 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.

### I.3.3.2 Machine à réluctance 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 des pôles saillants rotoriques. Des moteurs pas à pas ont été réalisés sur ce principe dès 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].

- *MRV pures*

Cette MRV est principalement utilisée dans l'industrie pour les systèmes de démarreur alternateur, dans les véhicules hybrides ou les avions. Elle est aussi utilisée pour les systèmes de génération d'électricité dans l'aérospatial [10].

Ces applications sont caractérisées par une grande vitesse de rotation. L'absence des pertes au rotor présente un avantage majeur. Pour une MRV alimentée par des courants de forme rectangulaire, la vitesse de rotation du rotor  $\Omega$  est liée à la pulsation des courants statoriques  $\omega$  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.

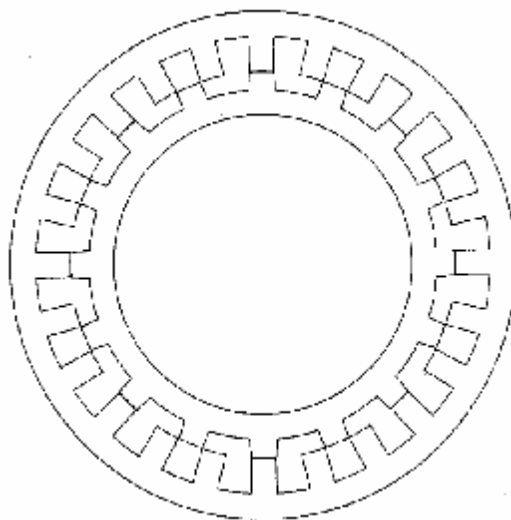


Figure I-7 : MRV pure

- *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 [10].

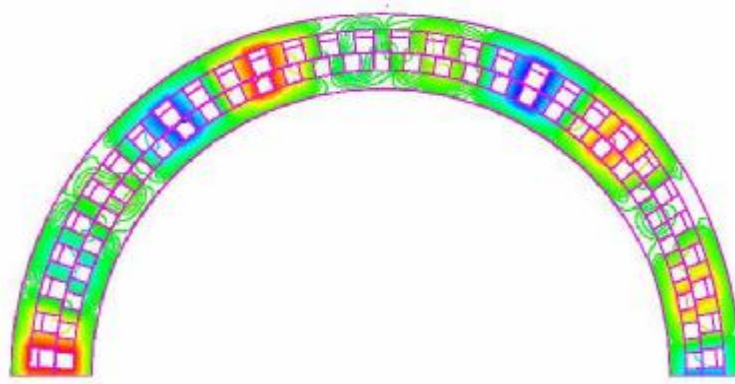


Figure I-8: MRV à effet vernier

- *MRV hybrides*

Les MRV hybrides utilisent des aimants permanents afin d'améliorer les performances de la machine. La MRV de la figure I-9 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 [8].

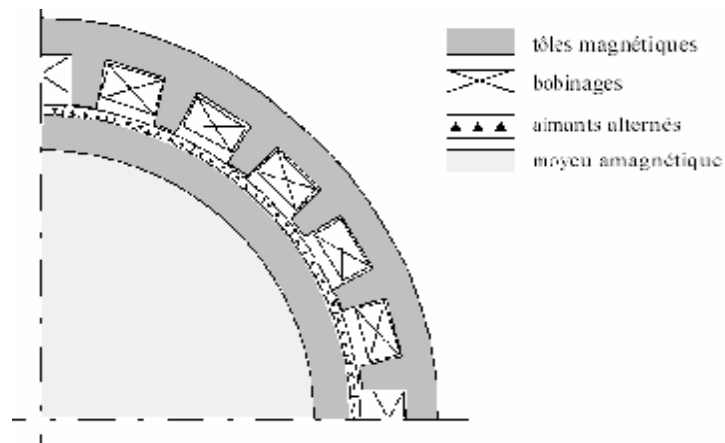


Figure I-9 : MRV hybrides

#### I.4 Avantages et inconvénients de la MRV

La MRVDS présente les avantages suivant :

- L'économie (matériaux et fabrication) due à la simplicité de la structure (empilage de tôles au stator comme au rotor et bobines concentrées).
- Les possibilités de travail en ambiances extrêmes (haute et basses température) grâce à l'absence d'aimants et de collecteur.
- La robustesse et la sûreté de fonctionnement (aussi bien de la machine que de son convertisseur statique).
- L'absence d'excitation au rotor permet de réduire les pertes.

Les deux principaux inconvénients de cette machine sont :

- La complexité relative de la commande.
- L'ondulation du couple provoquant un bruit important.

## Conclusion

Les machines tournantes à réluctance variable à double saillance MRVDS et « à grosse dents » sont probablement les machines électriques les plus simples et les plus économiques à fabriquer. Rotor et stator constitués d'un simple empilage de tôles. Bobines concentrées sur les plots statoriques et matériaux bon marché.


Nous nous sommes limités dans ce chapitre aux principes de fonctionnements des machines électriques et plus particulièrement pour les types et fonctionnement des MRVDS auxquels nous nous intéresserons dans la suite de ce travail.

Ce chapitre est utile pour la compréhension des chapitres suivants ou nous mettrons en évidence les spécificités des MRVDS et leurs alimentations.



*Chapitre*

**II**



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

## Introduction

Le développement des Machines à Réductance Variable à Double Saillance MRVDS tant du point de vue de leurs performances intrinsèques que du point de vue de leurs applications industrielles, nous a amené à étudier leurs bilans énergétiques lors de la conversion d'énergie. Cette conversion peut être aussi bien 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.

Les machines à réductance variable auxquelles nous nous intéressons sont du type Machines à Réductance Variable à Double Saillance et à 6 plots statoriques et 4 plots rotoriques.

Dans ce chapitre nous examinerons 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.

Dans la suite de ce chapitre, nous déterminerons 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  $\mu$ , où règne un champ magnétique  $\vec{H}$ . La considération des équations de Maxwell montre qu'il y est emmagasiné une énergie magnétique  $dW$  [17]. L'énergie magnétique par élément de volume appelée communément densité d'énergie vaut par définition :

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

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

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

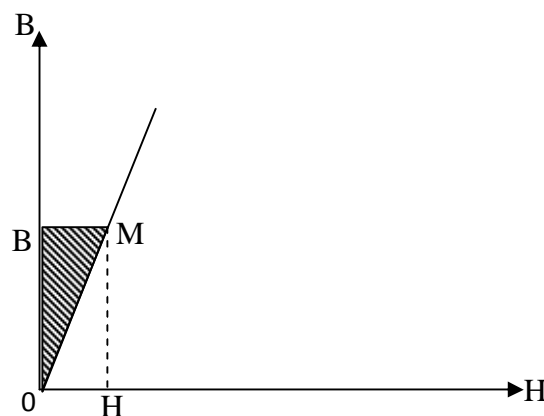
$$\frac{dW}{dv} = \frac{1}{2} \cdot B \cdot H \quad [\text{II-2}]$$

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

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

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  $\frac{1}{2} \frac{B^2}{m}$ . Elle est aussi égale à la surface du triangle

OMH égale à  $\frac{1}{2} m H^2$ . 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 le circuit magnétique élémentaire représenté sur la figure II-2 sans entrefer, si on augmente le courant, il y a automatiquement augmentation d'énergie magnétique et de la coénergie.

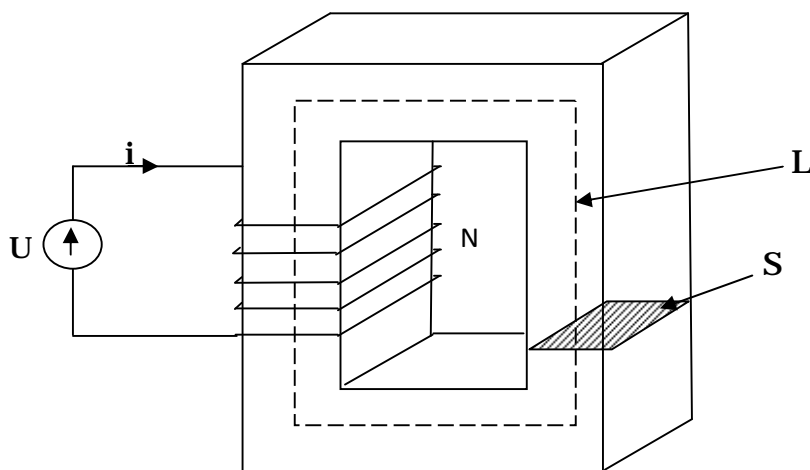


Figure II-2: Circuit magnétique élémentaire

Dans l'étude des machines électriques, on considère généralement que l'espace est limité au matériau ferromagnétique constituant la carcasse. 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 :

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

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

Ø *Expression de l'énergie magnétique en fonction du flux et de la force magnétomotrice*

En faisant intervenir le flux  $j$  dans le circuit magnétique représenté par la figure II-2.  $j = B \cdot S$  et la force magnétomotrice  $F = N \cdot i$  de la bobine reliée au champ par  $H \cdot L = N \cdot i = F$ . On peut exprimer l'énergie magnétique stockée dans le circuit magnétique par la relation suivante :

$$W = \frac{1}{2} \cdot j \cdot F \quad \text{[II-4]}$$

L'état magnétique du circuit magnétique peut être représenté sur la courbe  $j(F)$  figure 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.

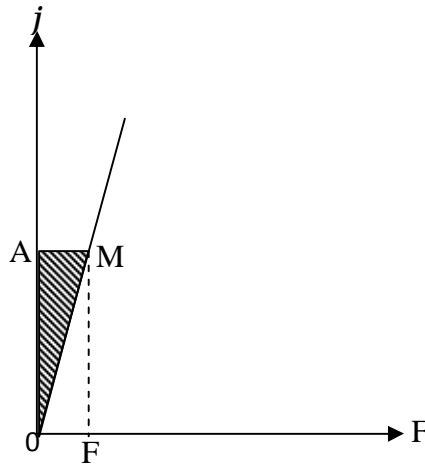


Figure II-3 : Courbe de magnétisation  $\varphi(F)$  et énergie magnétique.

Ø *Expression de l'énergie magnétique en fonction de la réluctance et de la perméance*

En introduisant la réluctance  $\mathfrak{R}$  et la perméance  $\wp$  on a d'après la loi d'Hopkinton :

$$N \cdot i = F = \mathfrak{R} j \Rightarrow j = \frac{1}{\mathfrak{R}} \cdot F$$

Donc la pente de la droite OM de la caractéristique du flux est égale à l'inverse de la réluctance  $\wp = \frac{1}{\mathfrak{R}}$

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

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

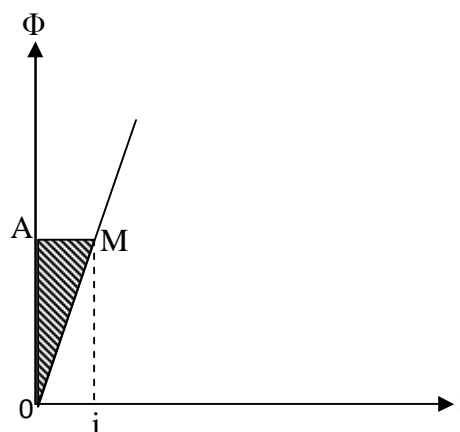
Ø Expression de l'énergie magnétique en fonction de l'inductance et du courant

Il est parfois plus commode de faire intervenir l'inductance L de la bobine d'alimentation.  $f$  est le flux totalisé

$$L = N \cdot \frac{j}{i} = \frac{f}{i}$$

Avec :  $f = N \cdot j$  ;

On représente alors la courbe de magnétisation sous une troisième forme  $f(i)$  figure II-4. Encore identique, à des changements d'échelle près sur l'axe, aux courbes  $B(H)$  et  $j(F)$ , et dont la pente représente précisément l'inductance L de la bobine



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

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

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

#### II.1.2.1.2 Circuits saturés

Dans le cas d'un circuit saturé, la relation B(H) est non linéaire. On peut toutefois obtenir une représentation de la caractéristique magnétique du circuit [7]. 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.

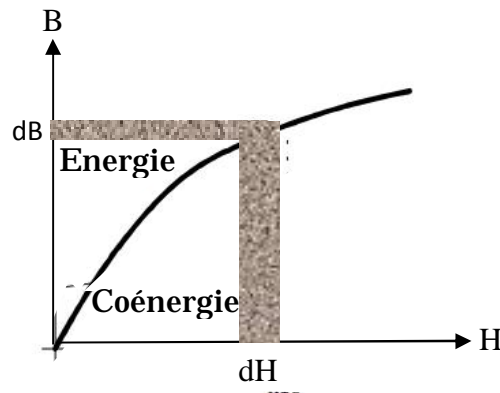
Ou encore, pour une variation élémentaire dH du champ.

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

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 la variation 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.

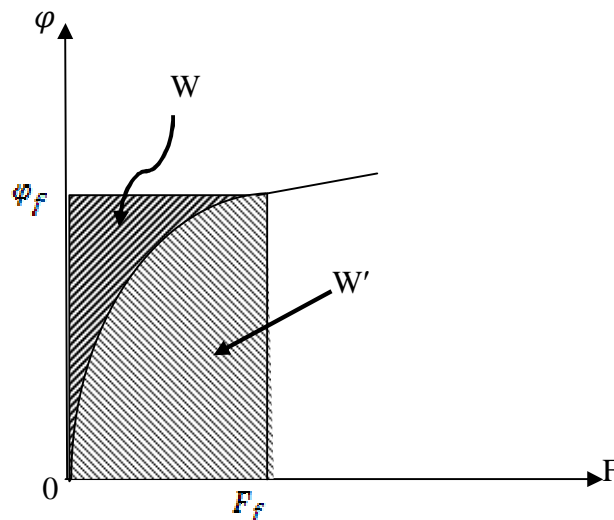
Si on représente l'état magnétique d'un noyau par sa courbe de magnétisation sous la forme  $j(F)$  figure II-6.

Son énergie magnétique sera définie par :

$$W = \int_0^{j_f} F \cdot dj \tag{II-10}$$

Sa coénergie se définit par :

$$W' = \int_0^{F_f} j \cdot dF \tag{II-11}$$



**Figure II-6** : Energie et coénergie dans le cas d'un circuit saturé

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 :

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

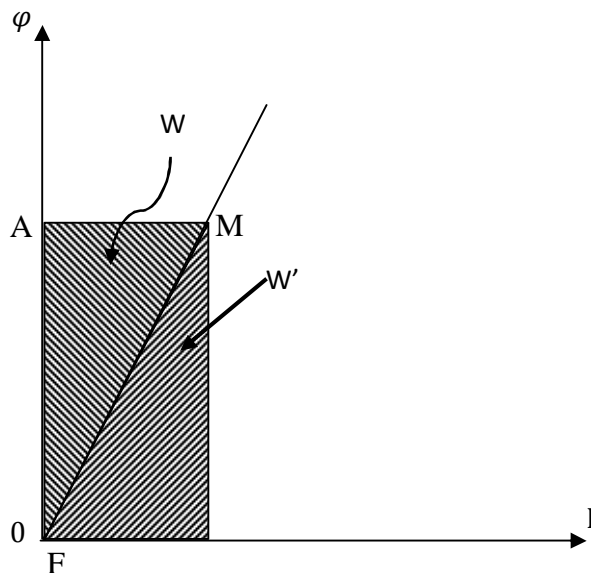
Si on représente l'état magnétique du noyau par sa courbe  $f(i)$ , on a les formules de définition suivantes :

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

**Remarque**

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

$$W = W' = \frac{1}{2} j \cdot F \tag{II-13}$$



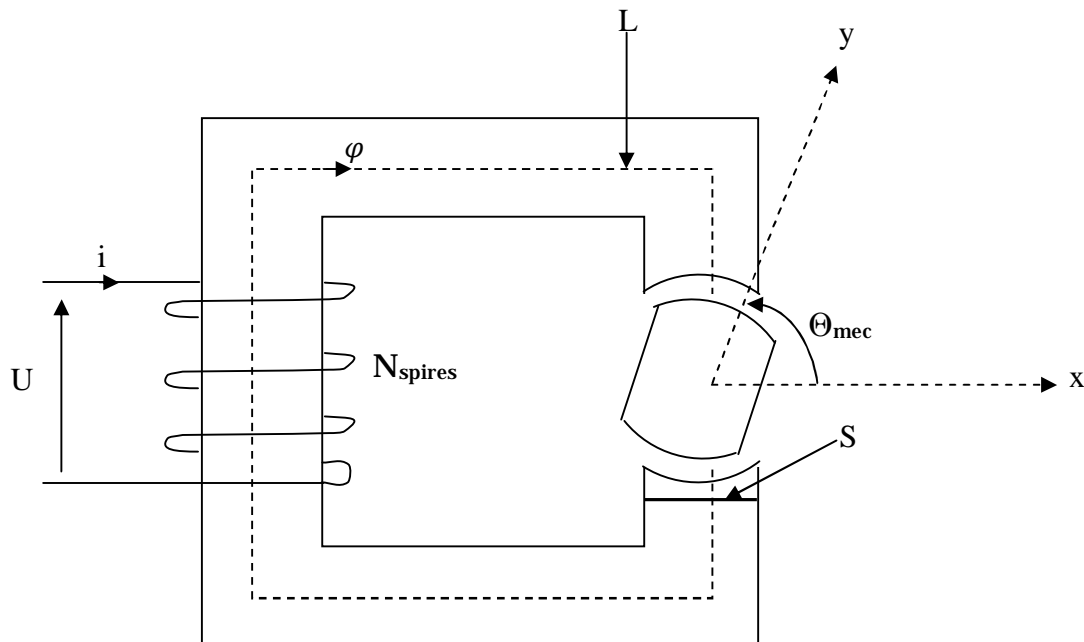
**Figure II-7** : Courbe de magnétisation énergie et coénergie d'un circuit linéaire.

### II.1.2.2 Circuits électromagnétiques déformables

#### II.1.2.2.1 Circuit magnétique saturé

##### II.1.2.2.1.1 Conservation des énergies

Un exemple du circuit magnétique déformable est représenté sur la figure II-8. Ce circuit est constitué de deux parties ; une partie fixe et une partie mobile. Sur son noyau est enroulé une bobine de  $N$  spires traversée par un courant  $i$  et produisant un flux  $\varphi$ . 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.



**Figure II-8** : Circuit magnétique déformable élémentaire.

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

### Ø Energie électrique

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

$$U = N \frac{dj}{dt} + r.i$$

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

$$U = N \frac{dj}{dt} = \frac{df}{dt} \quad \text{[II-14]}$$

$f$  : flux total embrassé par la bobine.

L'énergie électrique élémentaire fournie par la source vaut :

$$dW_{\text{élect}} = U.i.dt = \frac{df}{dt}.i.dt$$

$$dW_{\text{élec}} = i.df \quad \text{[II-15]}$$

### Ø Energie mécanique

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

$$dW_{\text{méc}} = C_e . dq_{\text{méc}} \quad \text{[II-16]}$$

$C_e$  : Couple électromagnétique

### Ø Energie magnétique

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

$$W = \int_0^f i df \quad \text{[II-17]}$$

Pour notre circuit de déformable, cette énergie est en plus fonction de la position  $q$  du rotor. En effet, la courbe de magnétisation varie pendant le déplacement.

$$W(f, q_{méc}) = \int_0^f i(f, q_{méc}) \cdot df \quad [\text{II-18}]$$

Sa variation élémentaire vaut d'une façon générale :

$$dW(f, q_{méc}) = \frac{\partial W(f, q_{méc})}{\partial f} \cdot df + \frac{\partial W(f, q_{méc})}{\partial q_{méc}} \cdot dq_{méc} \quad [\text{II-19}]$$

On peut donc écrire :

$$\begin{aligned} dW_{elec} &= dW_{méc} + dW \\ i \cdot df &= C_e \cdot dq_{méc} + dW \end{aligned} \quad [\text{II-20}]$$

### II.1.2.2.1.2. Diverses expressions du couple électromagnétique

ü Couple électromagnétique en fonction de l'énergie magnétique

Si on considère que le déplacement  $dq_{méc}$  s'effectue à flux constant  $df = 0$ .

L'expression II-19 devient :

$$dW(f, q_{méc}) = \frac{\partial W(f, q_{méc})}{\partial q_{méc}} \cdot dq_{méc} \quad [\text{II-21}]$$

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

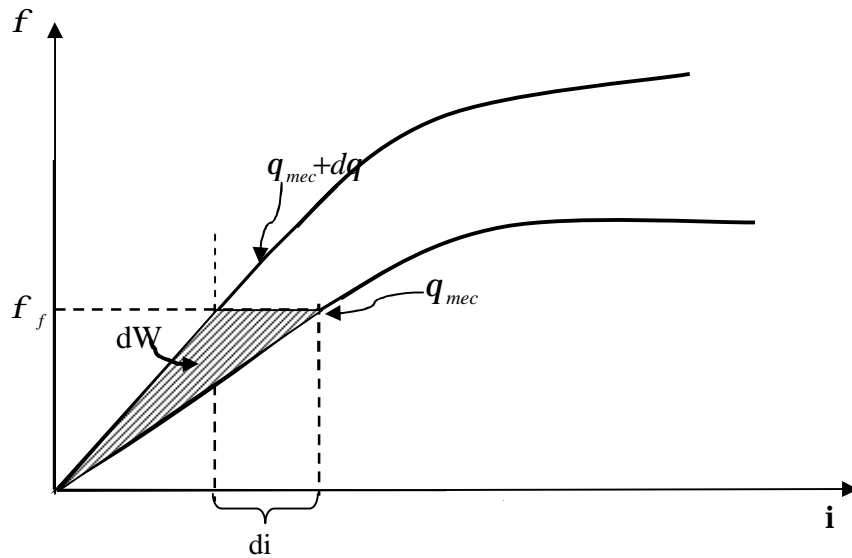


Figure II-9: Variation de l'énergie magnétique à flux constant

On substituant dans l'expression [II-20] par l'expression [II-21]

L'expression [II-20] s'écrit :

$$0 = C_e \cdot dq_{mec} + \frac{\partial w}{\partial q_{mec}} dq_{mec}$$

$$\Rightarrow C_e = \frac{-dW(f, q_{mec})}{dq} \quad \text{[II-22]}$$

ü Couple électromagnétique en fonction de la coénergie

Si l'on considère que le déplacement  $d\theta_{mec}$  s'effectue à courant constant  $di=0$ . Il est alors judicieux d'introduire la coénergie magnétique.

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

La coénergie est représentée dans le plan  $(f, i)$  délimitée par deux courbes de magnétisation avant et après déplacement. Voir figure II-10

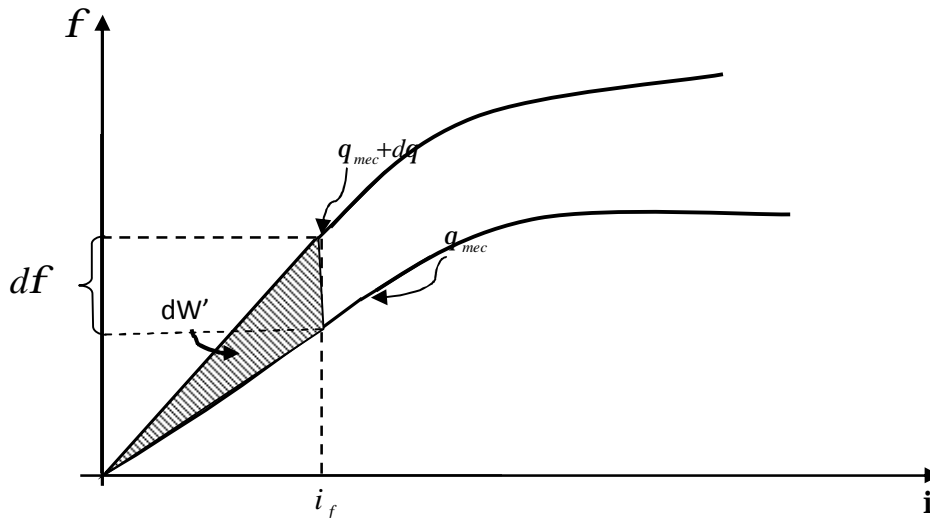


Figure II-10 : Variation de la coénergie magnétique

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

$$dW' + dW = f \cdot di + i \cdot df$$

Comme :  $di = 0$

Donc :

$$dW' + dW = i \cdot df \tag{II-24}$$

Remplaçant l'expression [II-21] dans [II-24], on aura :

$$dW' + dW = C_e \cdot dq_{méc} + dW$$

$$dW' = C_e \cdot dq_{méc}$$

$$\Rightarrow C_e = \frac{dW'(i, q_{méc})}{dq_{méc}} \tag{II-25}$$

### 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  $\theta_{méc}$  [13].

$$f = Nj = L(q_{mec}).i \quad \text{[II-26]}$$

Ou encore :

$$Ni = \mathfrak{R}(q_{mec}).j \quad \text{[II-27]}$$

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

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

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  $\theta_{méc}$  apparaît maintenant indépendamment de  $i$  ou de  $\varphi$ . L'énergie magnétique s'écrit, d'après [II-4] :

$$W(j, q_{mec}) = \frac{1}{2} \mathfrak{R}(q_{mec}) j^2$$

Et le couple électromagnétique vaut alors :

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

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

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

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

$$C_e = \frac{1}{2} \cdot i^2 \cdot \frac{dL(q_{mec})}{dq_{mec}} \quad \text{[II-29]}$$

Les deux expressions [II-28] et [II-29] sont naturellement identiques, compte tenu de l'une ou de l'autre des relations [II-26] et [II-27], et en dérivant :

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

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  $L(q_{mec})$  par  $\wp(q_{mec}) \cdot N^2$  on obtient également:

$$C_e = \frac{1}{2} \cdot i^2 \cdot N^2 \cdot \frac{d\wp(q_{mec})}{dq_{mec}}$$

$$C_e = \frac{1}{2} \cdot F^2 \cdot \frac{d\wp(q_{mec})}{dq_{mec}} \quad \text{[II-30]}$$

## 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 dites à double saillance et sont constituées de plusieurs phases fonctionnant de manière quasi indépendante. Ainsi, le calcul du couple électromagnétique d'une machine à reluctance variable à double saillance peut être déduit à partir d'une étude sur un modèle élémentaire représenté sur la figure II-11.

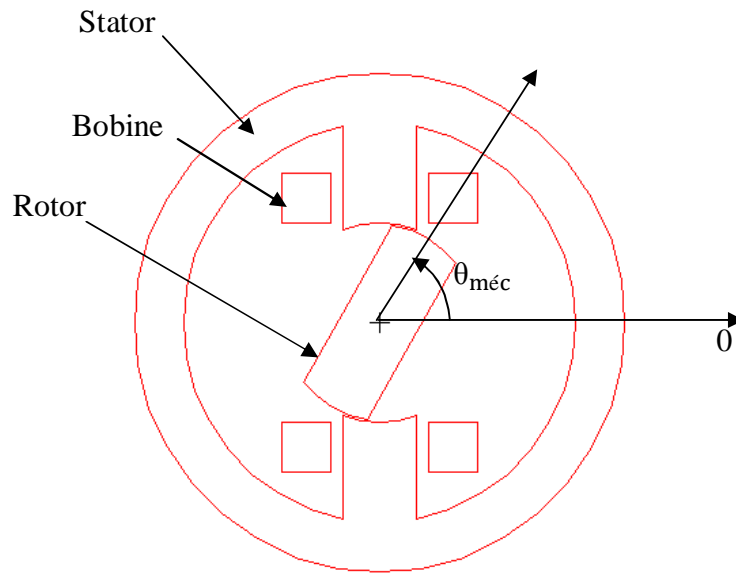


Figure II-11: Modèle élémentaire d'une MRVDS

Le couple développé par une MRV est basé sur la variation de l'énergie magnétique entre deux positions quelconque du rotor. En particulier on distingue deux positions remarquables du rotor.

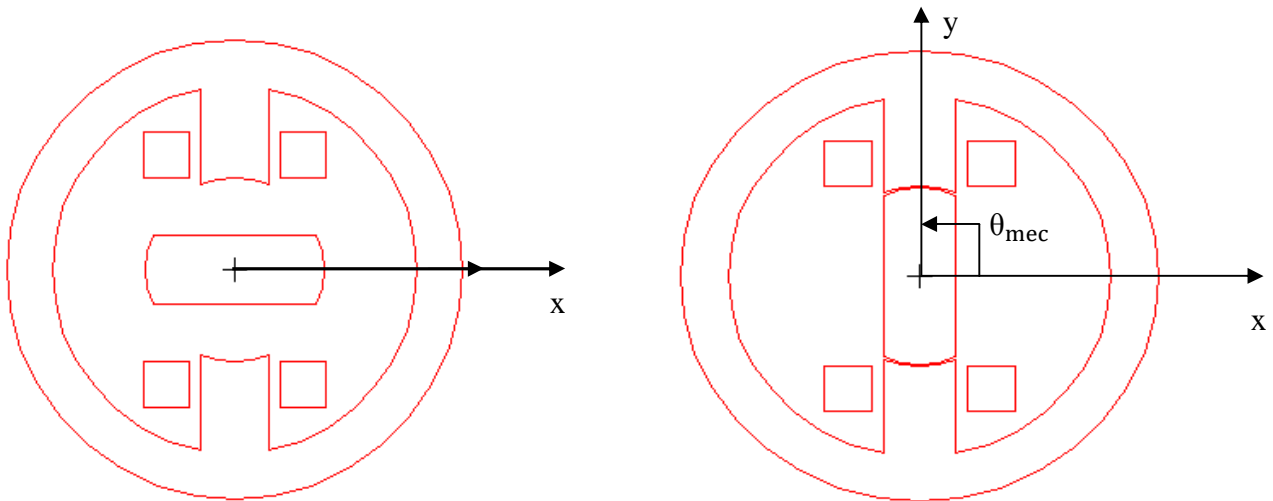
Ø La position de l'opposition  $\theta_{mec} = 0^\circ$

Ø La position de la conjonction :  $\theta_{mec} = 90^\circ$

Avec :

$\theta_{mec}$ : L'angle mécanique entre les axes liés au plot statorique et plot rotorique.

Ces deux positions sont montrées sur la figure II-12



La position d'opposition

$$\theta_{mec} = 0^\circ$$

la position de conjunction

$$\theta_{mec} = 90^\circ$$

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

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

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

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

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

Avec :

$W_{em}$  : Energie magnétique.

$W'_{em}$  : Coénergie magnétique.

$\theta_{mec}$  et  $\theta$  sont respectivement l'angle mécanique et l'angle électrique.

$N_r$ : Nombre de plots 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, le gradient de la perméance du circuit magnétique est positif et la machine développe alors un couple moteur.

Lorsque le rotor s'éloigne de cette position, le gradient de la perméance est négatif. Le circuit magnétique devient plus réloquent et la machine développe alors un couple résistante négatif. 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-11, 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 ( $5^\circ$  mécanique), et pour chaque position nous calculons la valeur du couple développé. L'allure de ce dernier est donnée sur la figure II-13.

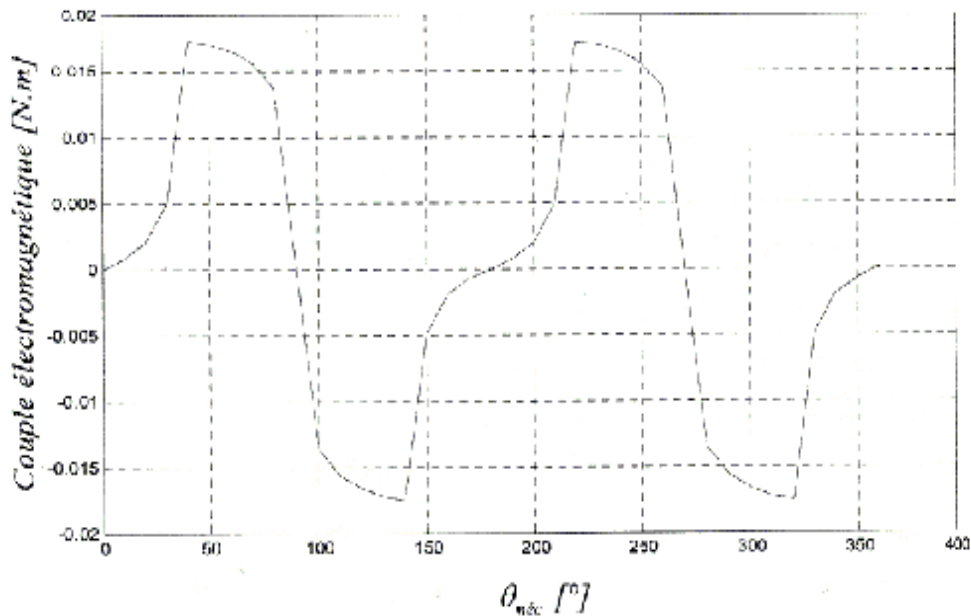


Figure II-13 Couple électromagnétique en fonction de la position du rotor pour la machine élémentaire

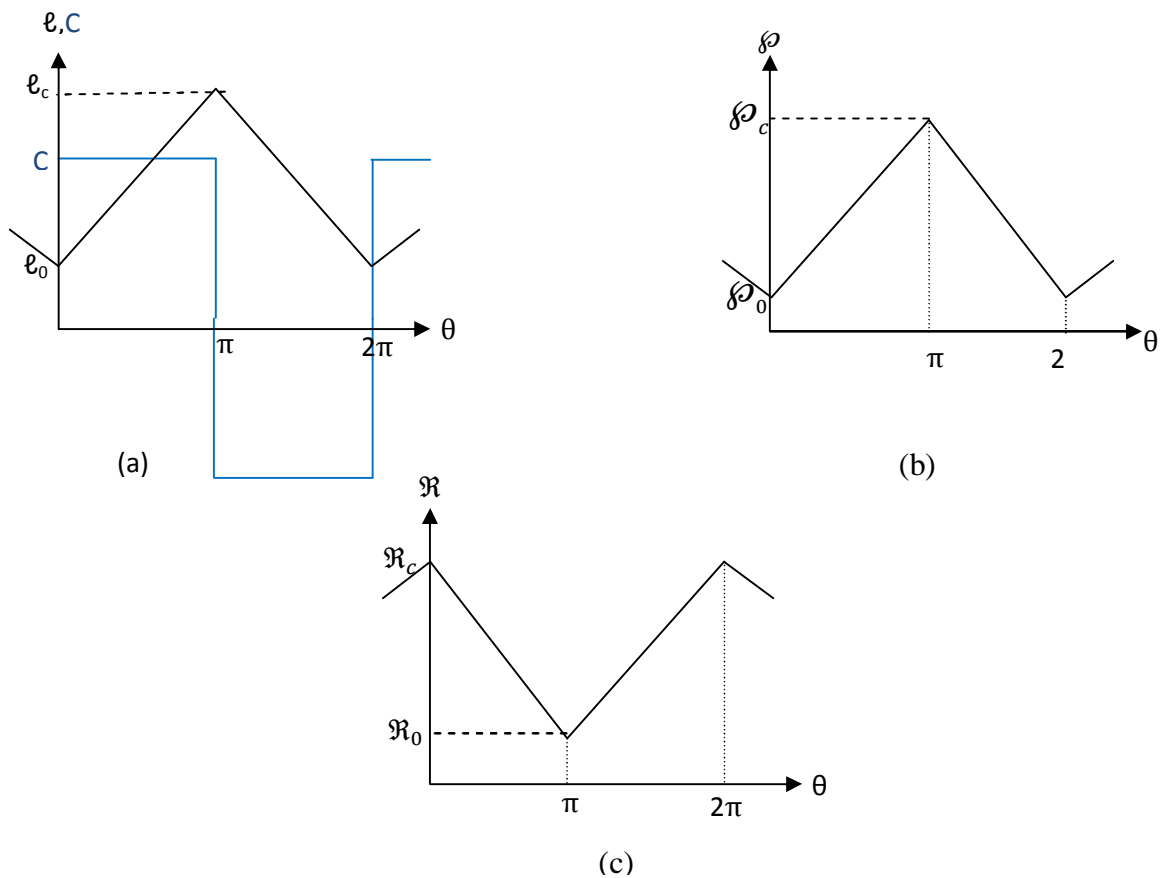
La forme du couple électromagnétique obtenue est représentée par la figure II-13 durant un tour mécanique total. A partir de la position d'opposition  $\theta_{mec}=0$  le couple croît lentement pour atteindre un maximum dans le sens positif autour de  $\theta_{mec} = 50^\circ$ . À partir de ce maximum, le couple décroît rapidement pour s'annuler à la position de conjonction  $\theta_{mec} = 90^\circ$ . Au-delà de cette position, le couple continue à décroître pour atteindre un maximum négatif aux alentours de  $\theta_{mec} = 135^\circ$  puis il croît pour s'annuler à nouveau à la position d'opposition  $\theta_{mec} = 180^\circ$ . Le couple est donc périodique de période 180 degrés mécaniques et il fait deux périodes par tour mécanique.

Pour obtenir donc un fonctionnement moteur de la machine, il faut alimenter la bobine lorsque la perméance est croissante c'est-à-dire lorsque la dent du rotor s'approche de celle du stator.

Dans le but de pouvoir développer un calcul analytique possible du couple électromagnétique moyen, nous allons adopter une grosse simplification en

supposant 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 ( $\ell$ ) et le couple ( $C$ ) idéalisés.



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

### 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.

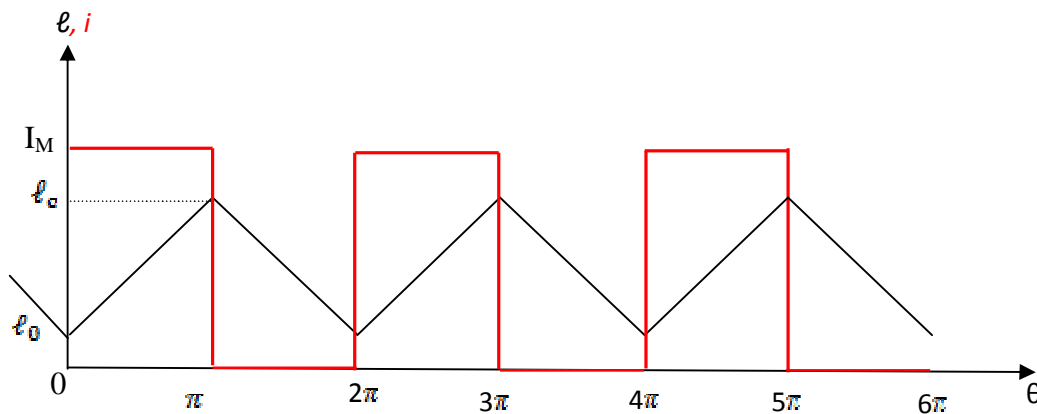


Figure II-15 : Variation de l'inductance et du courant en fonction de la position

La courbe du couple qui en résulte est donnée par la figure II-6 :

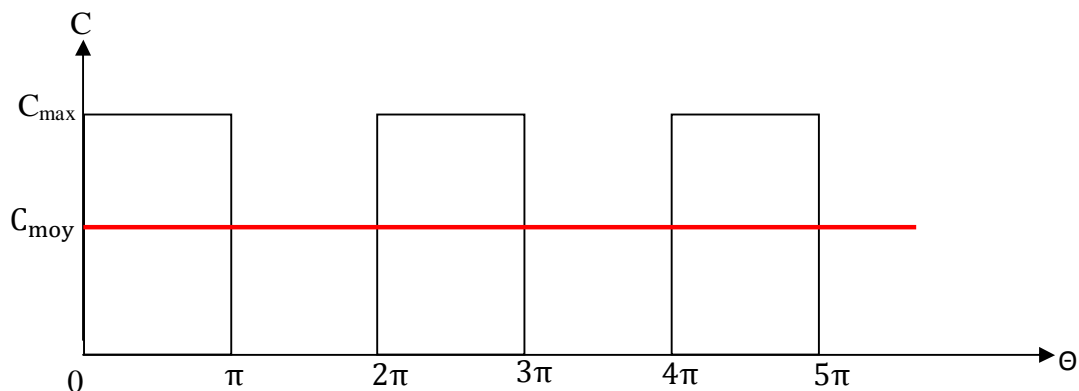


Figure II-16 : Couple idéal et couple moyen

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 expression suivante

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

En remplaçant [II-32] dans [II-31], on aura

$$C_{\text{moy}} = \frac{N_r}{4\pi} I_M^2 \int_0^\pi \frac{\ell_c - \ell_0}{\pi} d\theta = \frac{N_r}{4\pi} I_M^2 \frac{\ell_c - \ell_0}{\pi} \int_0^\pi d\theta$$

$$C_{\text{moy}} = \frac{N_r}{4\pi} I_M^2 (\ell_c - \ell_0) \quad \text{[II-34]}$$

On a:

$$\ell(\theta) = n^2 \varphi(\theta)$$

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

$$C_{\text{moy}} = N_r \frac{(nI_M)^2}{2} \frac{(\varphi_c - \varphi_0)}{2\pi} \quad \text{[II-35]}$$

$\varphi_c$  et  $\varphi_0$  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 influent sur le couple moyen

D'après l'expression II-33, 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 jonction  $\varphi_c$ .
- Diminuer la perméance d'opposition  $\varphi_o$ .

L'augmentation de  $I_M$  induit une augmentation de la densité de courant, ce qui provoque des pertes joules plus élevées. Si l'on veut que ces pertes ne soient pas excessives, il faut soit augmenter la taille de la machine soit modifier le système de refroidissement.

L'augmentation excessive du nombre de plots rotoriques  $N_r$  réduit la saillance de la machine et tend vers une structure lisse sans effet réactant. Une étude sur les combinaisons de nombres de plots 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  $q$  et le nombre de paires de pôle  $p$  [14]. Le nombre de plots rotoriques définit directement la fréquence d'alimentation et influence fortement sur les pertes fer [7]

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					

La figure II-17 représente une coupe transversale de la MRVDS 6/4 sur laquelle nous avons représenté les principaux paramètres définissant le circuit magnétique de la machine.

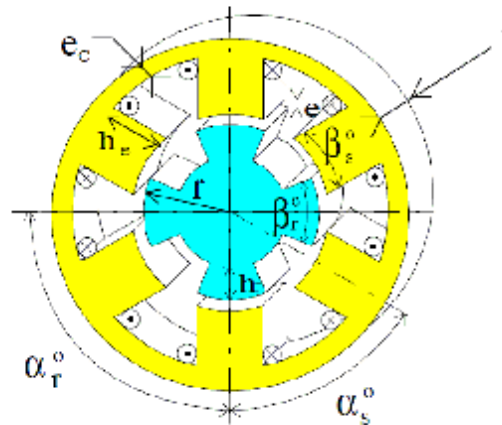


Figure-17 : Définition des principaux paramètres géométriques de la MRVDS 6/4

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 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 [7]. Dans notre cas, nous garderons  $e$  constant pour tous les calculs et simulation, car elle est bien optimisée [12].

L'action sur le rayon extérieur  $R_6$  et sur la longueur de la machine  $L$  touche aux contraintes volumiques, ce qui n'est pas souhaitable car nous voulons garder l'aspect général de la machine [15].

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 reste donc l'action sur  $\varphi_o$  et  $\varphi_c$  qui dépendent des paramètres géométriques suivants :  $\beta_s$ ,  $\beta_r$ ,  $h_s$ ,  $h_r$ ,  $e$ ,  $e_c$ . Néanmoins la saturation est prépondérante la forme même des plots statorique et rotorique peut être influente. Ceci nous amène à tester des formes des plots trapézoïdales au lieu des formes rectangulaires.

### Conclusion :

Nous avons entamé ce chapitre, par la description de diverses expressions de l'énergie électromagnétique pour un circuit déformable et indéformable. Pour mieux cerner la tâche, un calcul analytique du couple électromagnétique en fonction des paramètres géométrique a été élaboré.

Dans la suite du travail, nous allons faire un calcul par éléments finis afin d'étudier l'évolution de couple moyen en fonction de l'inclinaison des flancs latéraux des plots statorique et rotorique dans le but de dégager la structure qui offrirait un meilleure compromis entre, un couple moyen élevé et une ondulation la plus faible possible.

*Chapitre*

**III**

*Optimisation de la  
MRVDS 6/4*

## Introduction

Dans ce chapitre, nous exposons dans un premier temps notre machine de référence sur laquelle nous avons travaillé. Puis nous évoquons rapidement son principe d'alimentation ainsi que le logiciel de calcul utilisé pour calculer ses caractéristiques.

Dans un deuxième temps nous comparons le couple moyen produit par plusieurs structures obtenues par inclinaison des flancs latéraux statoriques et rotoriques. Cette étude comparative nous a permis de dégager la structure qui donne le couple moyen max. Cette dernière est ensuite confrontée à la structure de départ [8], et à une autre structure obtenue en jouant sur d'autres paramètres [11].

### III.1 Description de la MRVDS 6/4 utilisée

#### III.1.1 Dimensions géométriques

La MRVDS triphasée, sur laquelle nous travaillons, est une machine à 6 plots statorique et 4 plots rotoriques notée MRVDS 6/4. Cette machine est prise dans la thèse du Luc MOREAU [8]. Elle a été dimensionnée au laboratoire IREENA par le Professeur Zaim. Ses dimensions géométriques sont données sur une coupe transversale donnée sur la figure III-1.

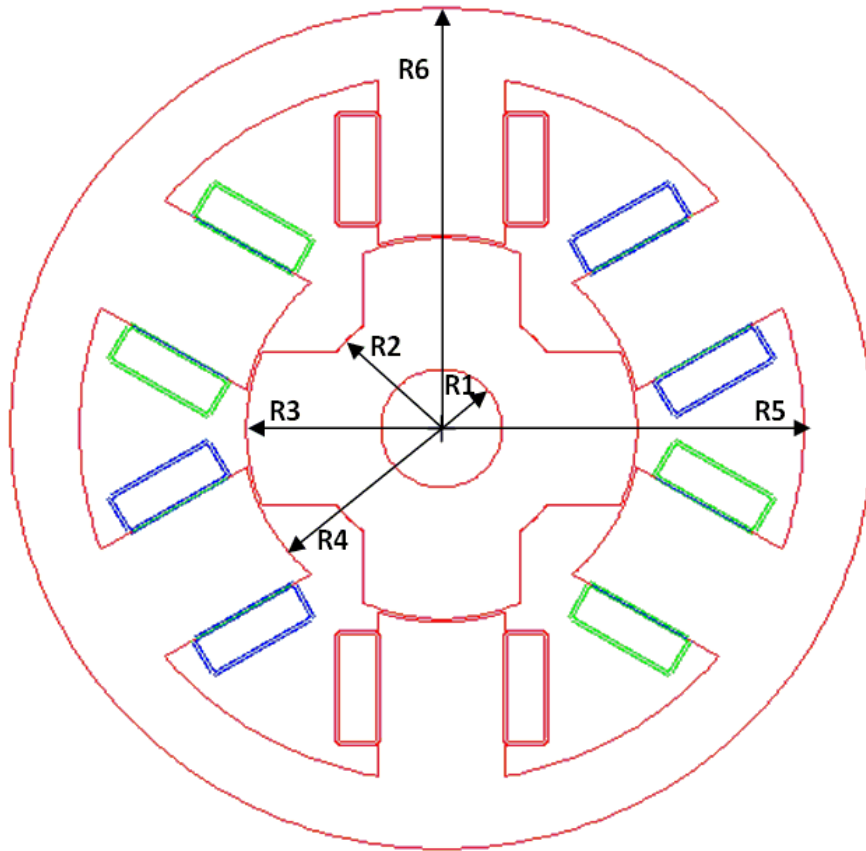


Figure III-1: Paramètres dimensionnels de la MRVDS 6/4

$R1=11.997\text{mm}$

$R2=25.325\text{mm}$

$R3=38.657\text{mm}$

$R4=39.323\text{mm}$

$R5=71.315\text{mm}$

$R6=85.312\text{mm}$

$\beta_s=37.57^\circ$

$\beta_r=47.58^\circ$

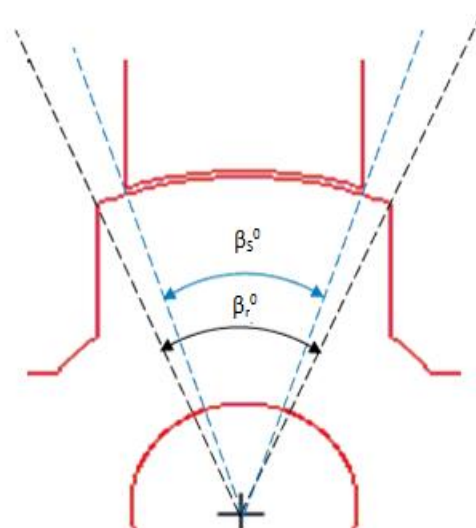


Figure III-1-a : Les angles d'ouvertures des plots rotorique et statorique

$a=3.9\text{mm}$   
 $b=22.6\text{mm}$   
 $c=7.9\text{mm}$   
 $d=6.6\text{mm}$   
 $e=0.6\text{mm}$   
 $f=14.6\text{mm}$

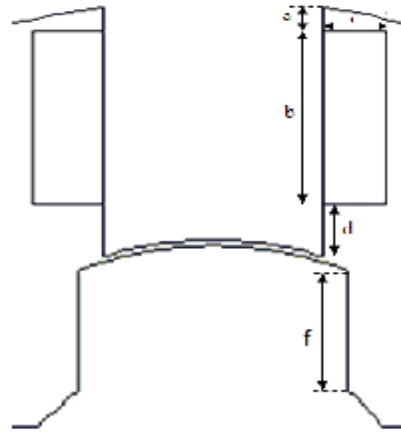
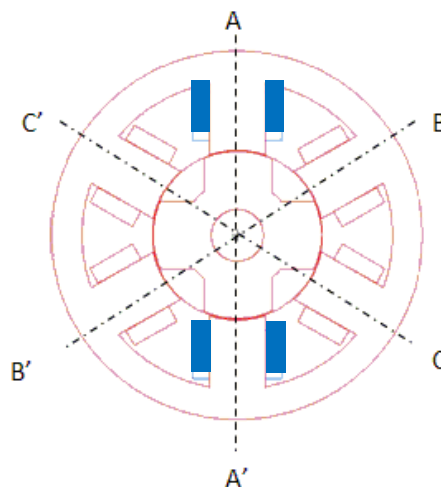


Figure III-1-b: Zoom sur les plots statoriques et rotoriques

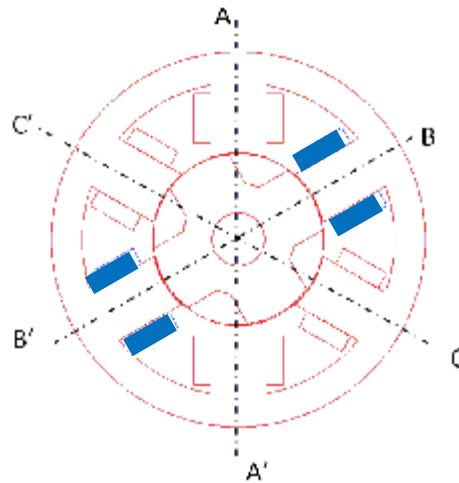
Chaque plot statorique comporte deux bobines de 50 spires. Ces bobines peuvent être connectées soit en série soit en parallèle. Il est ainsi possible d'obtenir 50 spires par plot soit 100 spires par phase, ou bien 100 spires par plot soit 200 spires par phase. Nos calculs sont effectués avec 200 spires par phase. La longueur de la machine est de 125mm. Le courant maximal d'alimentation de la machine est de 18A [8].

### III.1.2 Séquence d'alimentation de la machine

La MRVDS décrite auparavant est de type réluctant triphasé. L'alimentation de la phase A provoque la mise en regard des plots statoriques et rotoriques comme le montre la figure III-1-2-a.

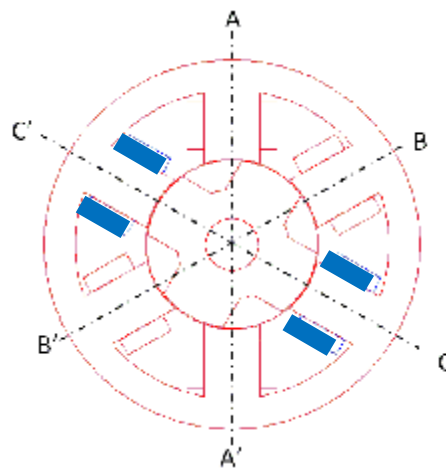


**Figure III-2-a : Alimentation de la phase A**  
L'alimentation successive de la phase B attire le plot du rotor le plus proche. Elle provoque un décalage du rotor jusqu'à ce que ce plot soit aligné avec celui du stator comme la montre la figure III-1-2-b.



**Figure III-2-b : 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 comme le montre la figure III-1-2-c.



**Figure III-2-c : 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 :

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

### III.3 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 suivant :

- ü Les bobines : cuivre (Copper)
- ü L'entrefer : vide (vaccum)
- ü L'arbre : acier dure
- ü Stator et rotor : leur matériau magnétique est caractérisé par la courbe de saturation de la figure III.3 tirée de la thèse de Luc MOREAU [8] et introduite dans la bibliothèque des matériaux du logiciel. Les valeurs associées à la courbe B(H) est donnée en annexe.

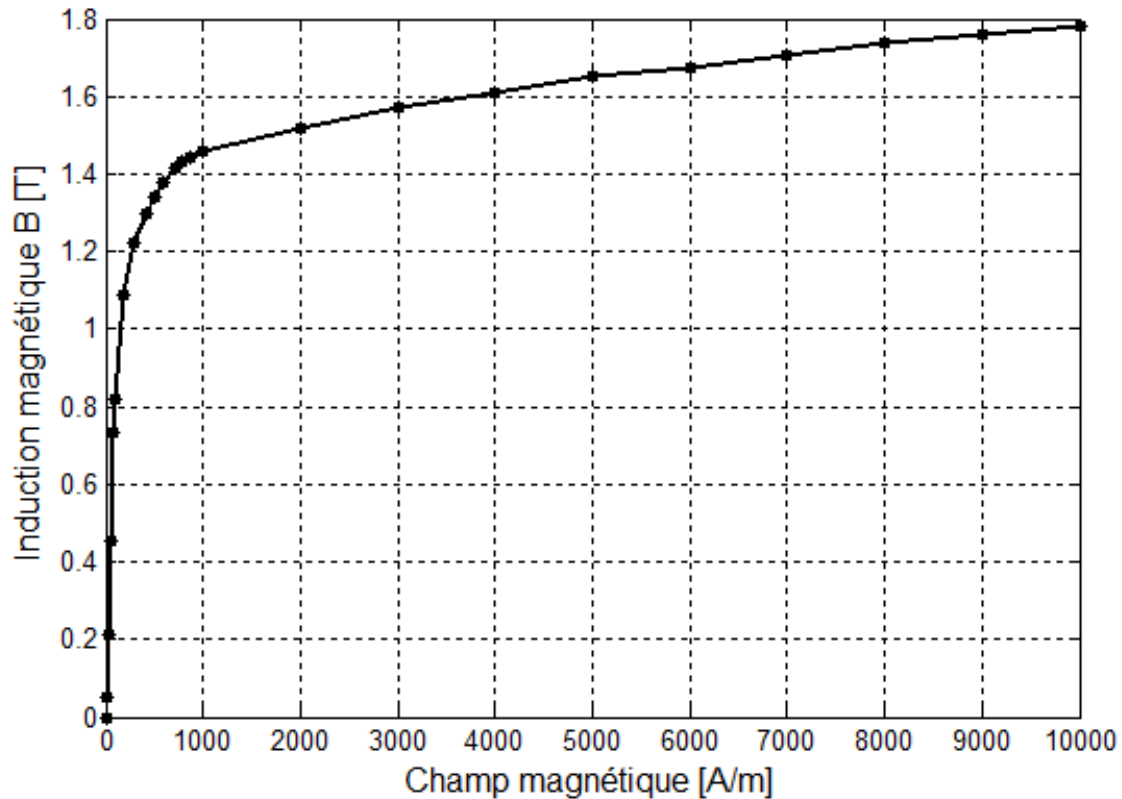


Figure III-3 : Courbe de magnétisation de la tôle magnétique

#### III.4 Le maillage utilisé de la machine

Le découpage du domaine d'étude en éléments finis est une étape essentielle dont dépend automatiquement 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

judicieux de descendre en dessous de cette valeur, car le facteur temps de calcul sera très lourd. Le maillage obtenu est représenté sur la figure III-4

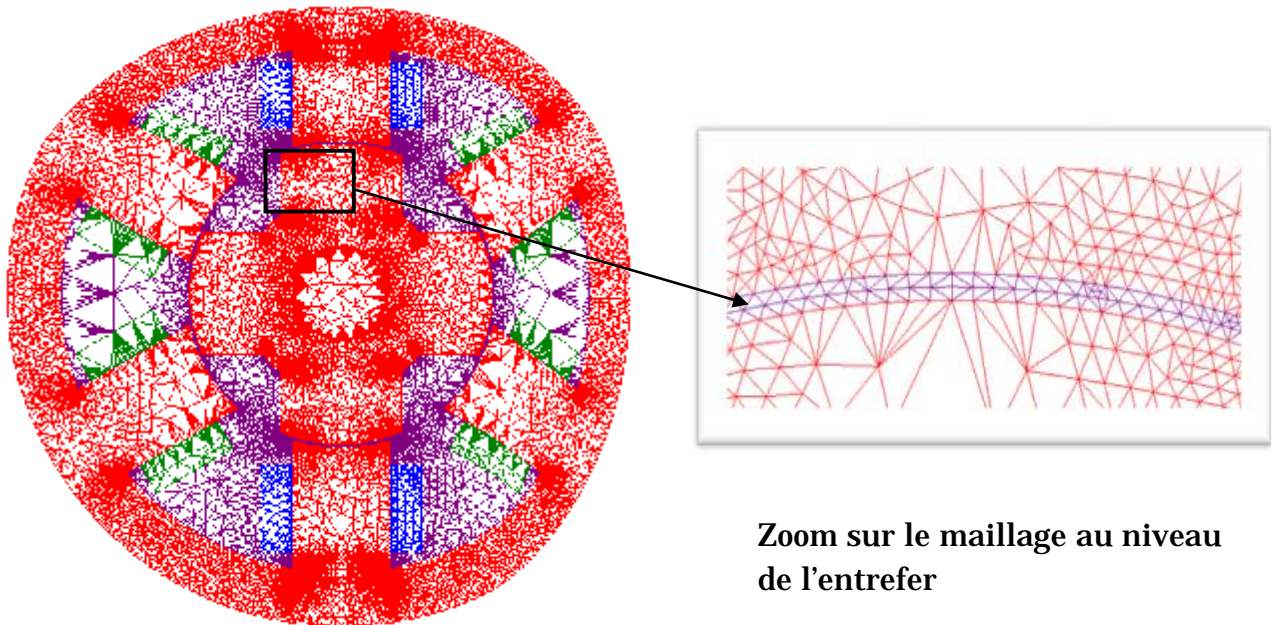


Figure III-4 : Le maillage de la MRVDS 6/4

### III.5 Les lignes de flux

La répartition des lignes de flux dans la machine, avec la phase A alimentée seule avec le courant nominal de 18A, dans les positions de conjonction et d'opposition, sont données sur la figure III-5-a et la figure III-5-b successivement.

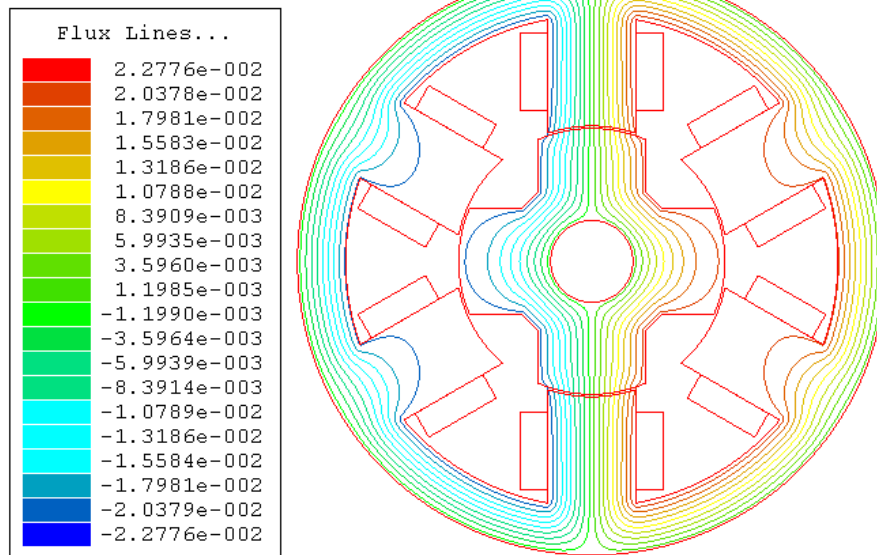


Figure III-5-a : Répartition des lignes de flux dans la position de conjonction

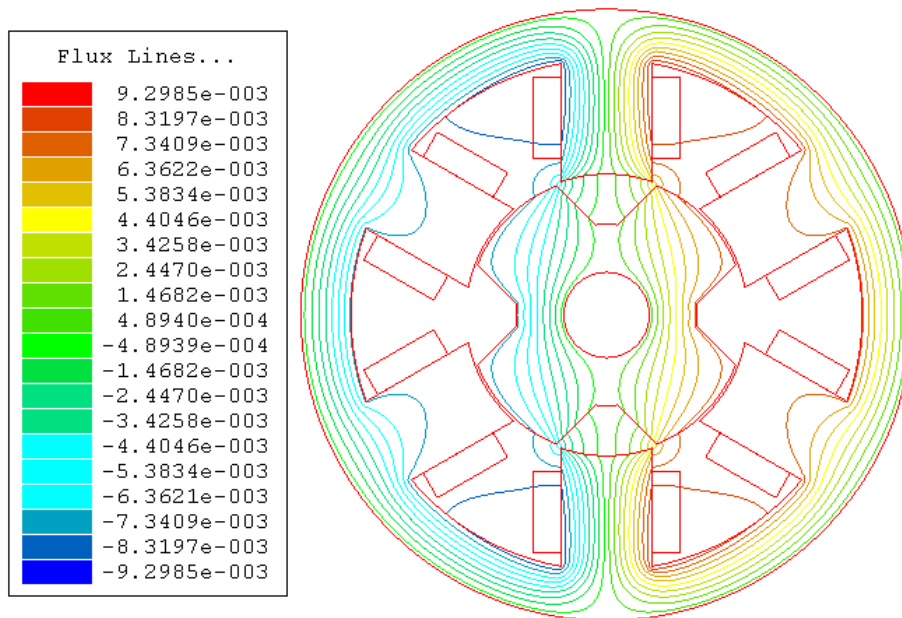


Figure III-5-b : Répartition des lignes de flux dans la position d'opposition

Comme la perméabilité magnétique du fer est plus élevée que celle de l'air, les lignes du flux passent en préférence dans les zones qui présentent le moins d'air, c'est-à-dire les endroits les moins réticent. 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 2D, nous déterminons le flux pour différentes valeurs du courant d'alimentation qui varie de 0 jusqu'à 18A, nous traçons la courbe  $\Phi=f(i)$  pour les deux positions remarquables (la position d'opposition  $\theta=0^\circ$  et la position de conjonction  $\theta=90^\circ$ ). Ces deux courbes sont représentées sur la figure III-6

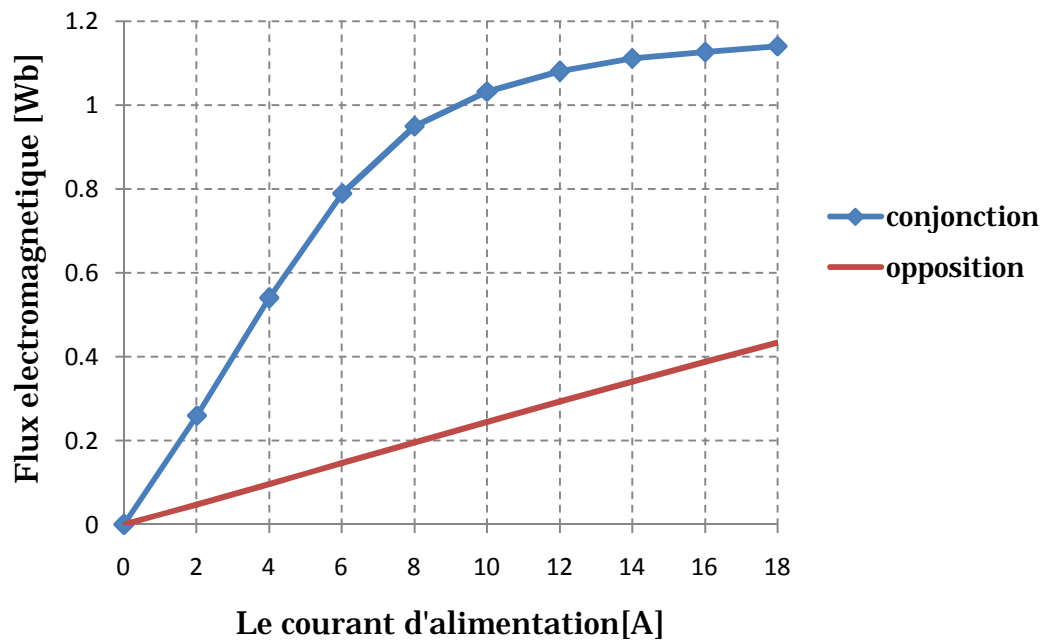


Figure III-6 : Courbe du flux totalisé en fonction des courants dans une phase pour les deux positions extrêmes.

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

### III.6 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-7

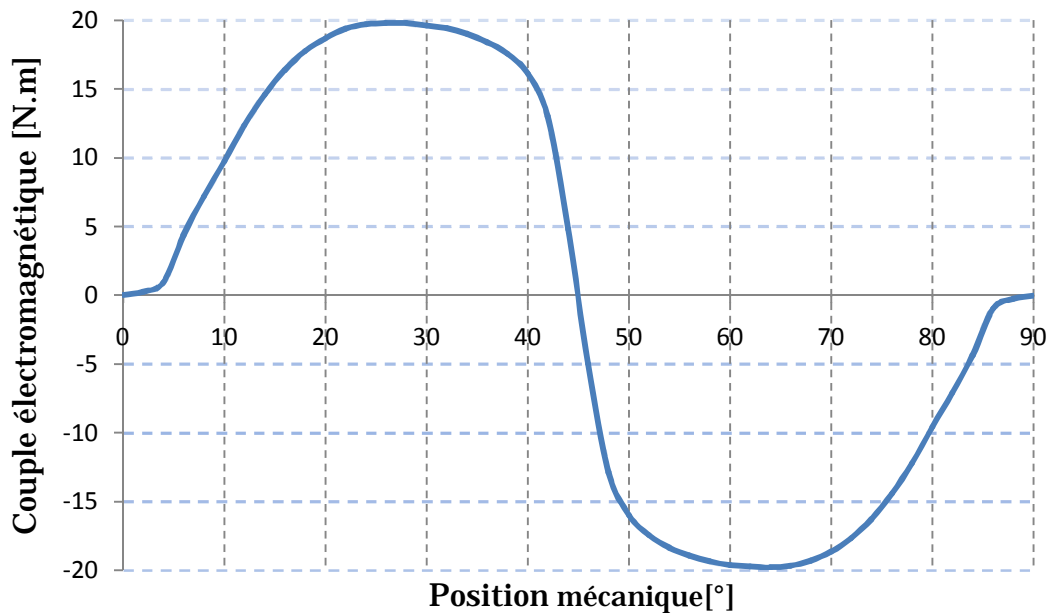


Figure III-7 : Courbe du couple électromagnétique d'une phase en fonction de la position mécanique du rotor

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

Le couple électromagnétique est alternatif, donc sa valeur moyenne est nulle  $C_{moy}=0$ . 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  $\theta_{mec} = [0,45^\circ]$  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  $\theta_{mec} = [45^\circ,90^\circ]$ .

### III.6.1 Convertisseur associé à la MRVDS 6/4

Nous avons cité 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 les MRVDS. De plus, chaque phase peut être alimentée indépendamment des autres phases, 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 est indiqué dans la figure III-8.

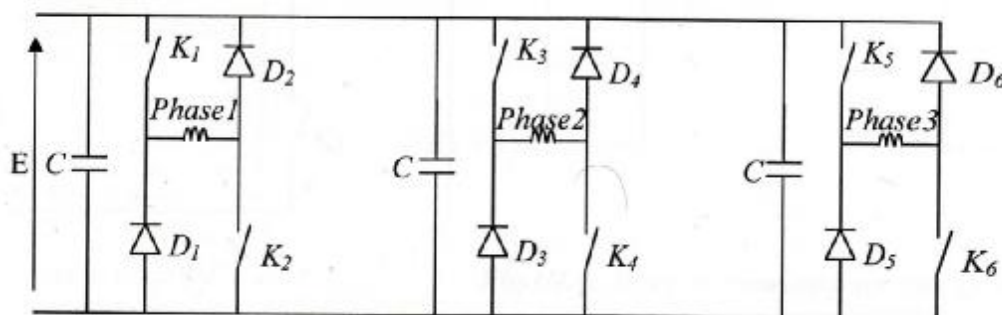


Figure III-8 Structure du convertisseur associé à la machine MRVDS 6/4

L'alimentation d'une phase doit correspondre à des créneaux du courants rectangulaire, ceci n'est pas le cas dans la pratique à cause du caractère inductif de la MRVDS.

Pour obtenir des courants d'alimentation de forme quasi-créneaux, ces derniers sont régulés autour des courants de référence parfaitement en créneaux avec une commande généralement tout ou rien. La forme de courant d'alimentation est représentée dans la figure III-8-1

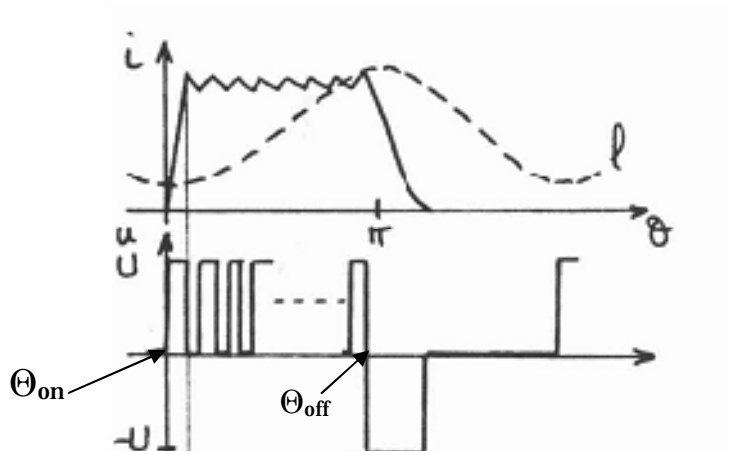


Figure III-8-1 Forme de courant d'alimentation

Pour la suite de notre travail nous admettons que l'alimentation est en créneaux de courant parfaitement rectangulaire. La figure III-9 représente le couple de chaque phase alimentée par des créneaux de courants.

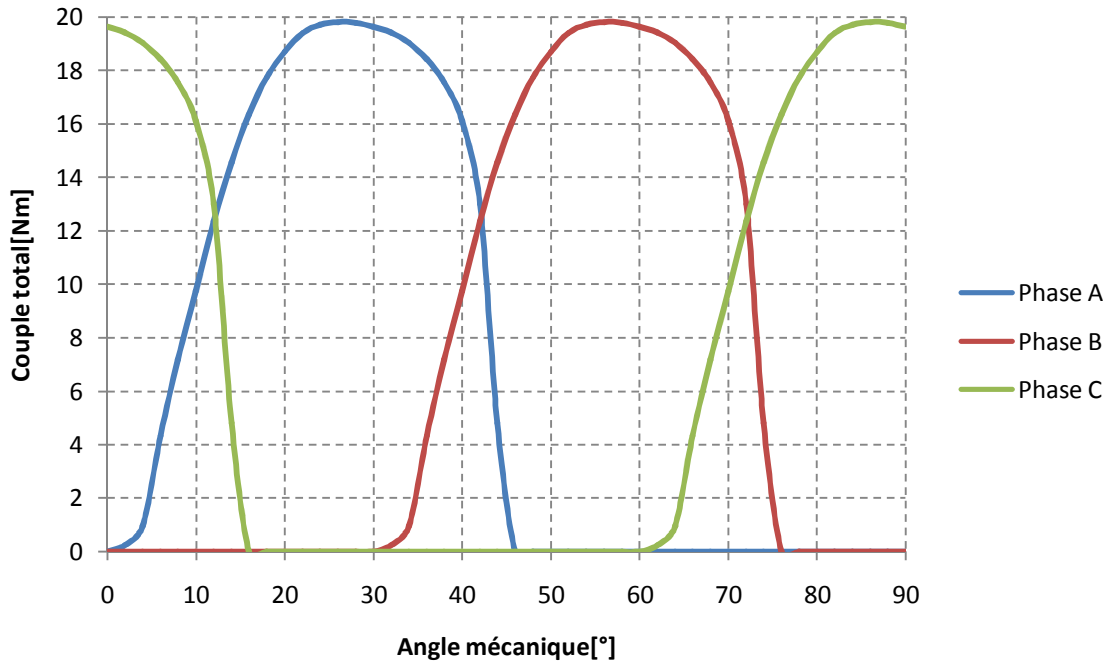


Figure III-9 Couples électromagnétiques instantanés des trois phases en fonction de la position mécanique du rotor

Dans ce cas le couple moyen  $C_{\text{moy}}$  n'est pas nul, mais notre machine n'est pas judicieusement alimentée car il y a des 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  $\theta_{\text{on}}=12^\circ$  et  $\theta_{\text{off}}=42^\circ$  par rapport à la position d'opposition de la phase A, et chaque phase conduira pendant un intervalle  $\theta_{\text{méc}}=30^\circ$ .

La caractéristique du couple électromagnétique instantané de la MRVDS est donnée sur la figure III-10

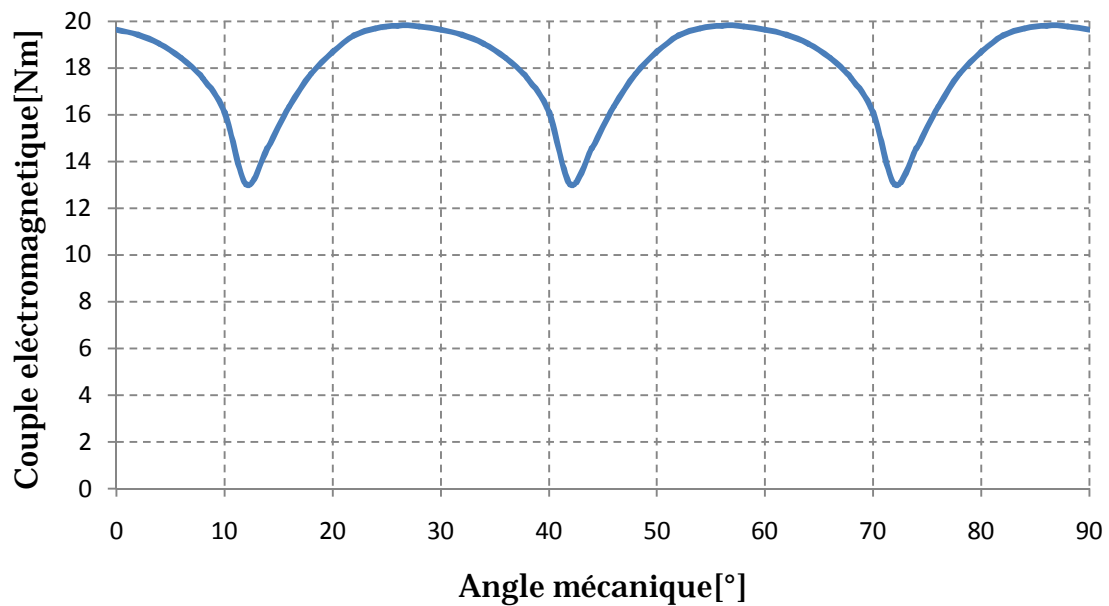


Figure III-10 Couple électromagnétique de la MRVDS en fonction de la position mécanique du rotor

### III.7 Optimisation de la MRVDS 6/4

#### III.7.1 Résumé des travaux effectués dans le mémoire [11]

Les performances des MRVDS sont intimement liées à leur géométrie. Il n'existe pas de règle universelle régissant la conception des MRVDS. Les auteurs de la référence [11] ont utilisé le même prototype d'étude sauf qu'ils ont étudié l'influence de la hauteur ainsi que des angles d'ouverture des plots statoriques et rotoriques. Ils ont pu faire une optimisation de la structure de départ tirée de la thèse de Luc Moreau [8]. Ce travail a abouti à une structure ayant les performances suivantes :

Le couple moyen vaut 20.43 [N.m] et l'ondulation de ce couple est de 64%  
Les résultats de notre travail seront à la fin confrontés à ces performances.

### III.7.2 Introduction de notre travail

Notre travail consiste à étudier, l'influence de l'inclinaison des flancs latéraux des plots statoriques et rotoriques sur les caractéristiques de la MRVDS. Nous inclinons les flancs dentaires statoriques et rotoriques dans deux sens opposés par rapport à la position initiale de la structure de départ sur deux côtés (dent et base) de chaque plot. Lors de cette recherche, la hauteur des dents statoriques et rotoriques, l'entrefer et l'épaisseur de la culasse restent fixes.

On notera :

**Ksd**: Coefficient réduction ou d'élargissement des flancs statoriques côté dent.

**Krd**: Coefficient réduction ou d'élargissement des flancs rotorique côté dent.

**Ksb**: Coefficient réduction ou d'élargissement des flancs statoriques côté base.

**Krb**: Coefficient réduction ou d'élargissement des flancs rotorique côté base.

Ces coefficients prennent deux valeurs 0,8 pour la réduction et 1,2 pour l'élargissement. En d'autre terme nous avons réduit puis élargis les flancs de 20%.

La combinaison de ces coefficients statoriques et rotoriques, nous permettent de tester 16 structures. La figure III-11 représente les différentes combinaisons entre ces coefficients.

Les coefficients d'inclinaison et d'élargissement des flancs rotorique et statorique		Ksd		Ksb	
		0,8	1,2	0,8	1,2
Krd	0,8	X	X	X	X
	1,2	X	X	X	X
Krb	0,8	X	X	X	X
	1,2	X	X	X	X

Figure III-11 Les différentes combinaisons entre les coefficients.

Afin de garder le même convertisseur et le même système de refroidissement, toutes ces structures sont alimentées par le courant nominal égal à 18A.

### III.7.3 Simplification du travail

Au départ, il est facile de dessiner sur Maxwell 2D les bobines collées sur les flancs dentaires statoriques. Dans notre cas Les formes trapézoïdales des plots statorique affectent la forme des bobinages ce qui rend le dessin sur Maxwell 2D très délicat. Comme Les dimensions des bobines peuvent changer d'une structure à une autre, il est évidant de pallier ce problème. Nous avons fait une simplification pour faciliter le dessin sur Maxwell 2D. Pour ce faire, nous avons fait deux essais ; le premier avec des bobines collées, le second avec des bobines décollées des flancs. Les deux types des bobines (collée, non collée) sont représentées respectivement dans la figure III-12-a et figure III 12-b.

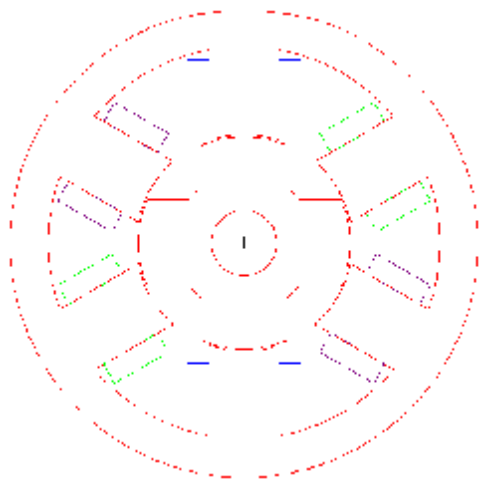


Figure III-12-a Les bobines collées

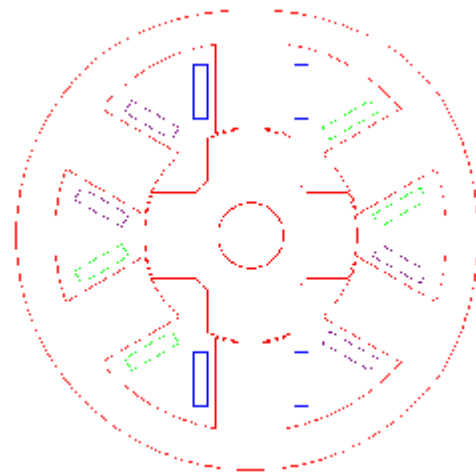


Figure III-12-b les bobines non collées

Les couples électromagnétiques des deux structures qui valident notre simplification de travail, est représentée dans la figure III-12.

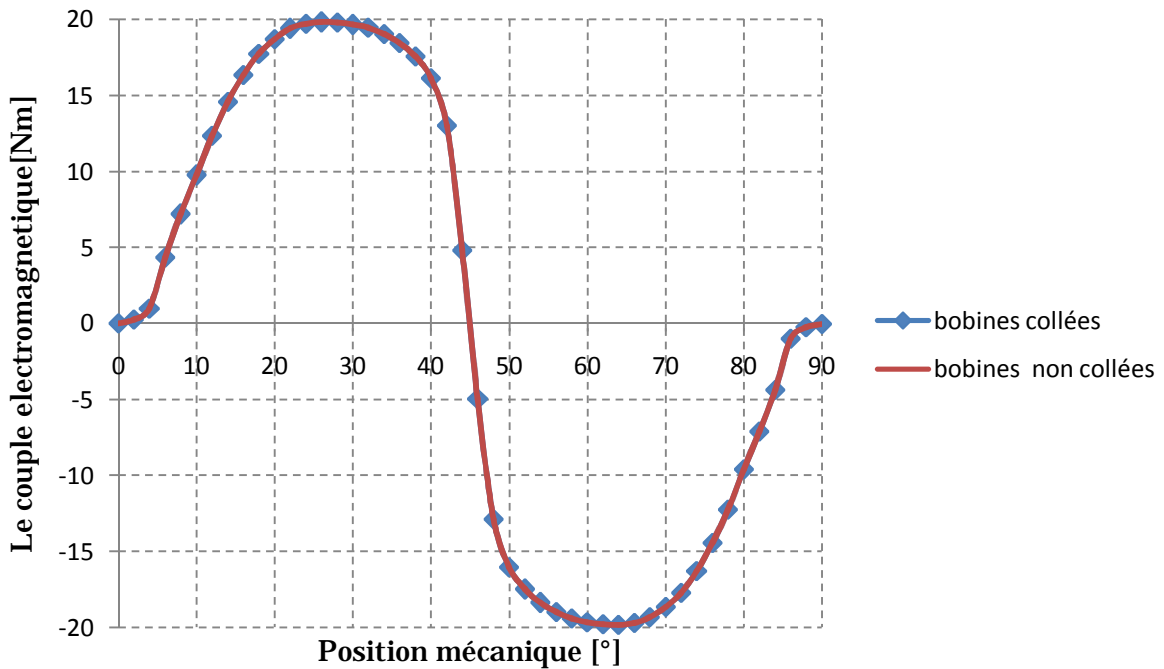


Figure III-12 Couple en fonction de la position du rotor pour les deux cas bobines collées et bobines non collées

Les couples obtenus dans les deux cas de figure sont identiques. On peut dire donc que cette simplification est valable.

#### III-7-4 Procédure du travail

Pour les 16 structures à optimisées, nous déterminons les caractéristiques magnétiques suivantes :

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

### III-7-4-1 Les caractéristiques magnétiques de sélection

#### III-7-4-1-1 Le flux totalisé $\Phi(i)$

Dans le plan  $[\Phi, i]$ , l'air comprit entre les deux positions extrêmes, correspond à la coénergie convertie pendant un cycle d'alimentation, vu que le couple est la dérivée de cette coénergie par rapport au déplacement, ce dernier est directement proportionnel à cet air. Donc il faut prendre l'air le plus grand.

#### III.7.4.1.2 L'inductance $L(\theta^\circ)$

La variation des flancs statorique et rotorique influence directement sur l'angle d'ouverture des dents statoriques et rotoriques, la largeur des dents est liée directement à la durée angulaire du plat d'opposition et de conjonction de l'onde d'inductance, qui joue un rôle fondamental dans le fonctionnement. L'inductance d'une phase évolue quasi-linéairement avec l'angle de recouvrement des dents rotoriques et statoriques. Elle prend une valeur minimale en position d'opposition et une valeur maximale en position de conjonction. Le couple est la dérivée de l'inductance par rapport à l'angle mécanique, donc il faut choisir la structure ou l'inductance  $L_{opp}$  la plus petite et  $L_{conj}$  la plus grande.

#### III.7.4.1.3 Le couple $C(\theta^\circ)$

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.7.4.2 Organisation du travail

Nous avons classé les 16 structures obtenus en quatre groupes de quatre structures chacun. Dans chaque groupe de structures, nous associons une des deux valeurs des coefficients statorique aux quatre valeurs des coefficients rotoriques. Les groupes obtenus sont les suivantes :

ü Premier groupe: nous avons maintenu le coefficient de réduction des dents statorique côté base constant  $k_{sb}=0,8$ , et nous avons varié les coefficients de réduction et d'élargissement des plots rotoriques côté base et côté dent. Ces structures sont représentées dans la figure III-13.

ü Deuxième groupe : nous avons maintenu le coefficient de réduction des dents statorique côté dent constant  $k_{sd}=0,8$ , et nous avons varié les coefficients de réduction et d'élargissement des dents rotoriques côté base et côté dent. Ces structures sont représentées dans la figure III-14.

ü Troisième groupe: nous avons maintenu le coefficient d'élargissement des dents statorique côté base constant  $k_{sb}=1,2$ , et nous avons varié les coefficients de réduction et d'élargissement des dents rotoriques côté base et côté dent. Ces structures sont représentées dans la figure III-15.

ü Quatrième groupe : nous avons maintenu le coefficient d'élargissement des dents statorique côté dent constant  $k_{sd}=1,2$ , et nous avons varié les coefficients de réduction et d'élargissement des dents rotoriques côté base et côté dent. ces structures sont représentées dans la figure III-16.

III-7-4-3 Analyse des résultats obtenus

III-7-4-3-1 Premier groupe

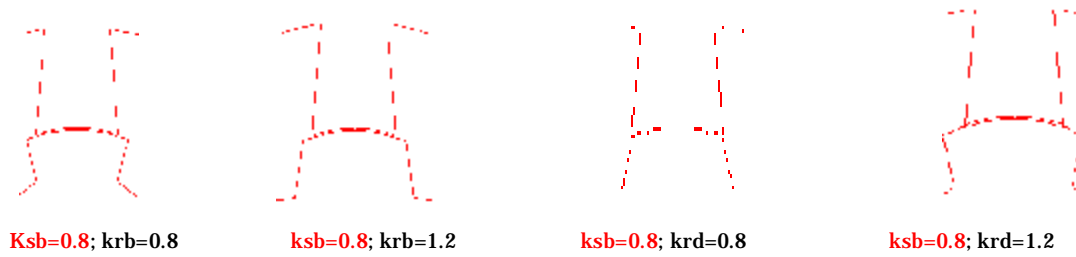


Figure III.13 Les structures ou ksb est constant et les autres coefficients variables

Les caractéristiques  $f(i)$ ,  $L$  [ $\theta^\circ$ ] et  $C$  [ $\theta^\circ$ ] sont représentées sur les figures ci-dessous :

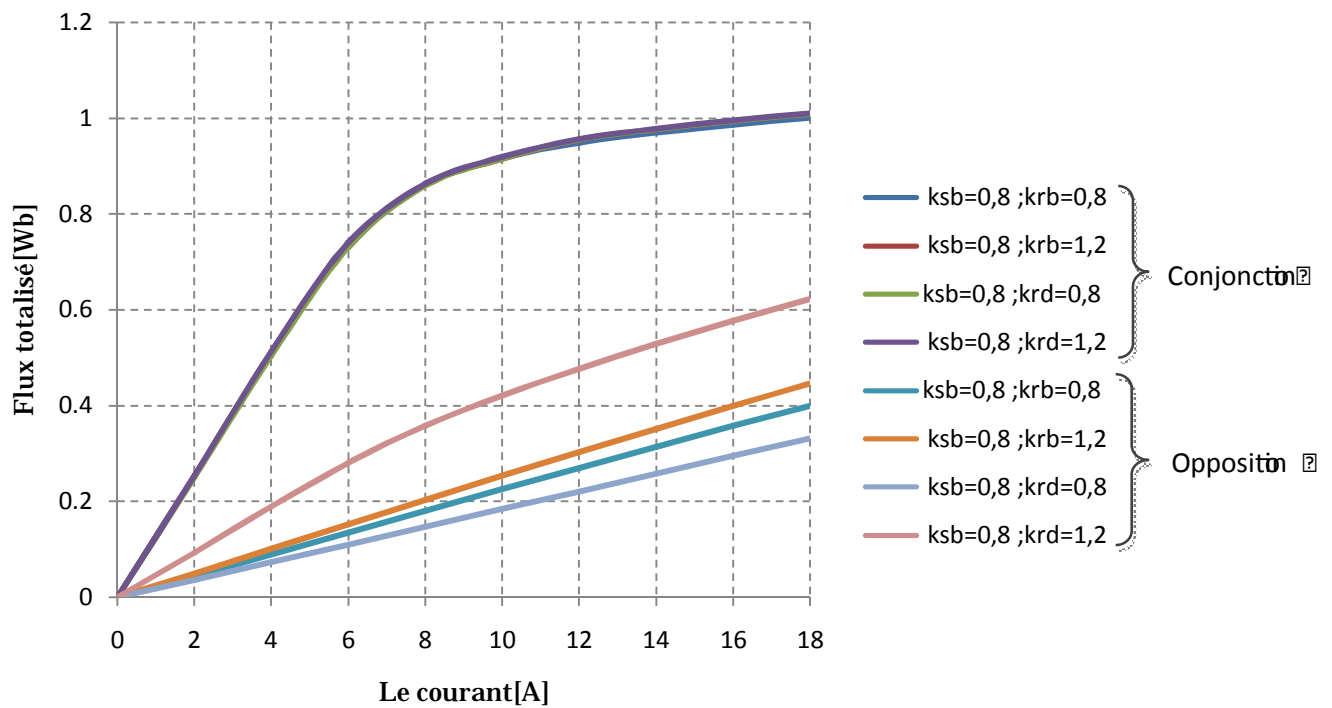


Figure III-13.1: Caractéristiques magnétique. flux(I)

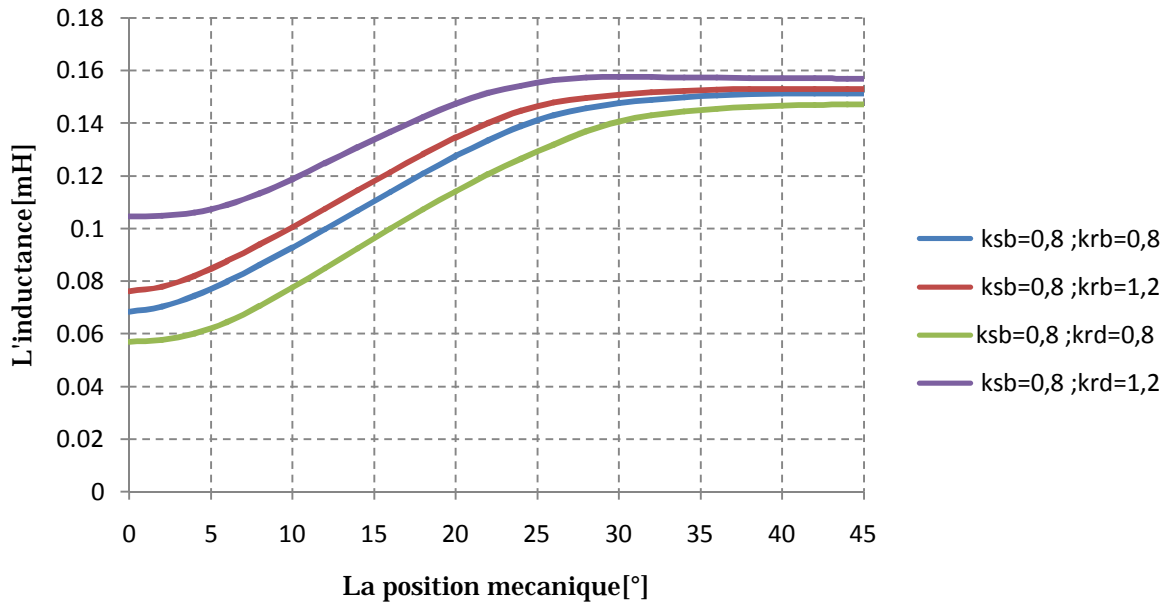


Figure III-13.2 : Evolution de l'inductance d'une phase L (téta)

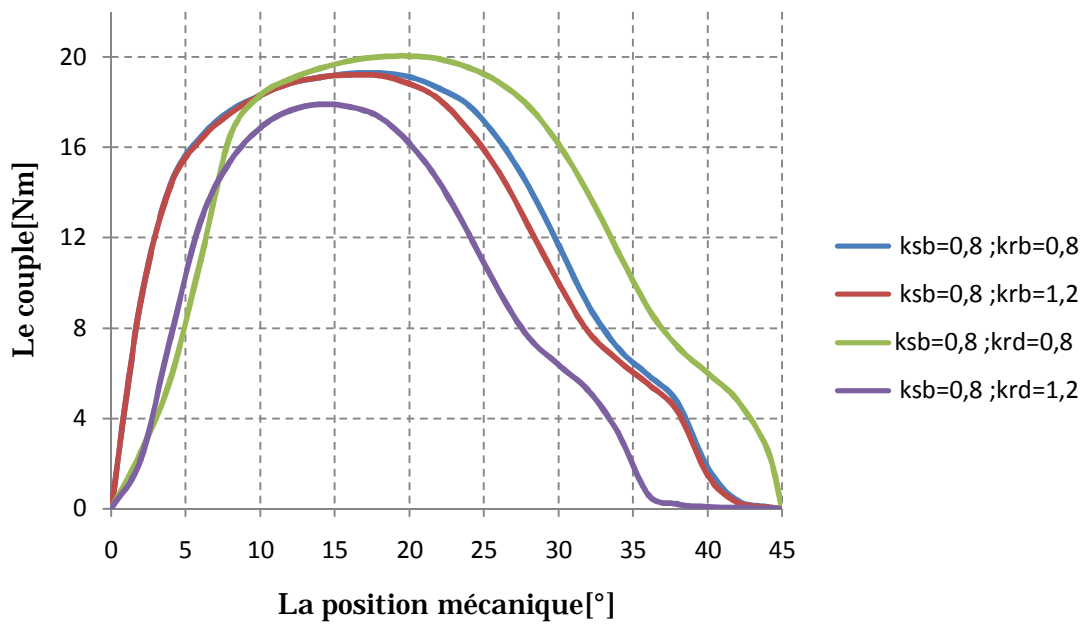


Figure III-13.3: Caractéristique du couple en fonction de la position mécanique du rotor

D'après les critères de sélection discutés précédemment. Si nous s'intéressons à la caractéristique de flux  $f(i)$ , il est évident que la structure  $k_{sb}=0,8$  ;  $k_{rd}=0,8$  semble être la plus intéressante. Si nous regardons la caractéristique  $L$  [ $\theta^\circ$ ], il est intéressant de prendre toujours le cas  $k_{sb}=0,8$  ;  $k_{rd}=0,8$ , et si l'on s'intéresse à celle du couple électromagnétique nous constatons que la structure  $k_{sb}=0,8$  ;  $k_{rd}=0,8$  se confirme pleinement.

On peut donc conclure que la structure où  $k_{sb}=0,8$  ;  $k_{rd}=0,8$  est celle qui offrirait le couple moyen le plus élevé parmi les structures de ce groupe.

III-7-4-3-2 Deuxième groupe:

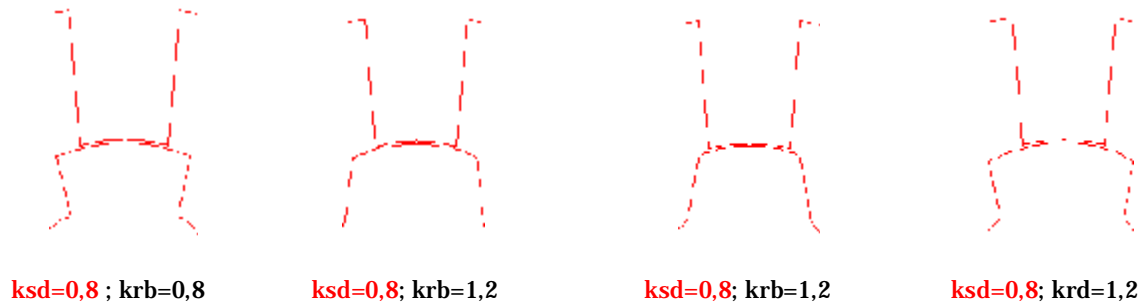


Figure III-14 Les structures où ksd est constant et les autres coefficients variables

Les caractéristiques  $f(i)$  et L [θ°], C [θ°] sont représentés sur les figures ci-dessous :

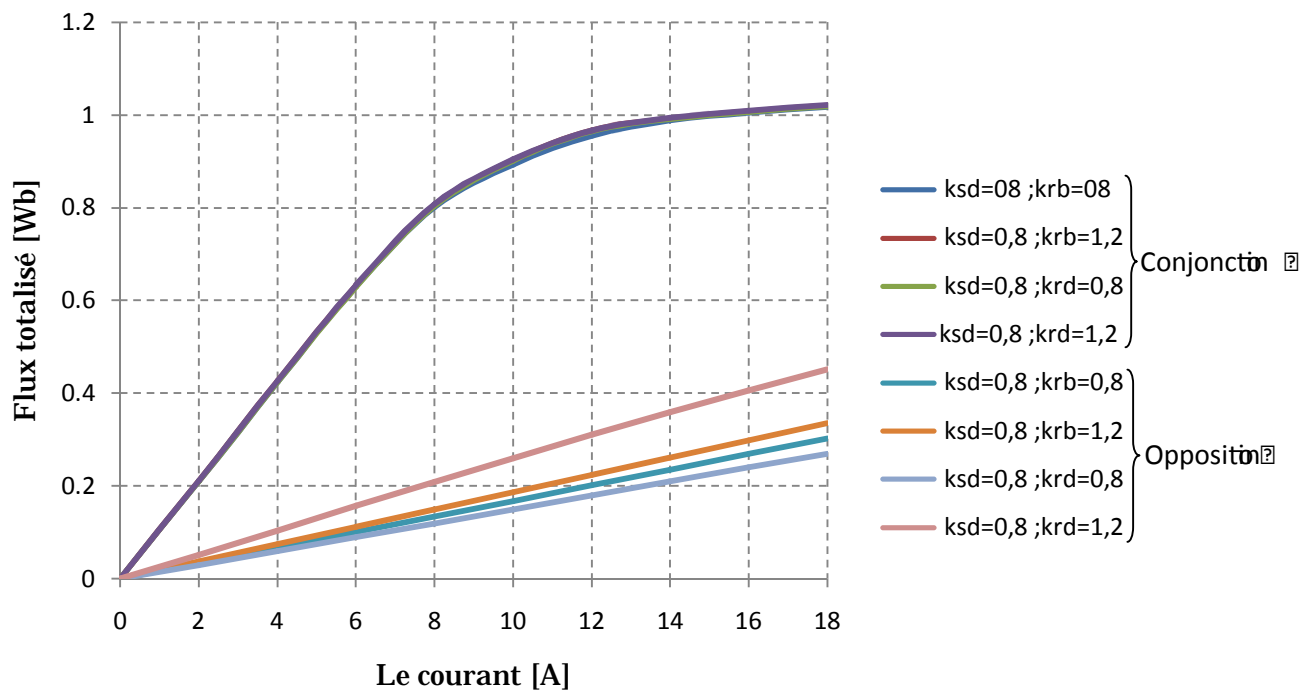


Figure III-14.1 : Caractéristiques magnétique. Flux (I)

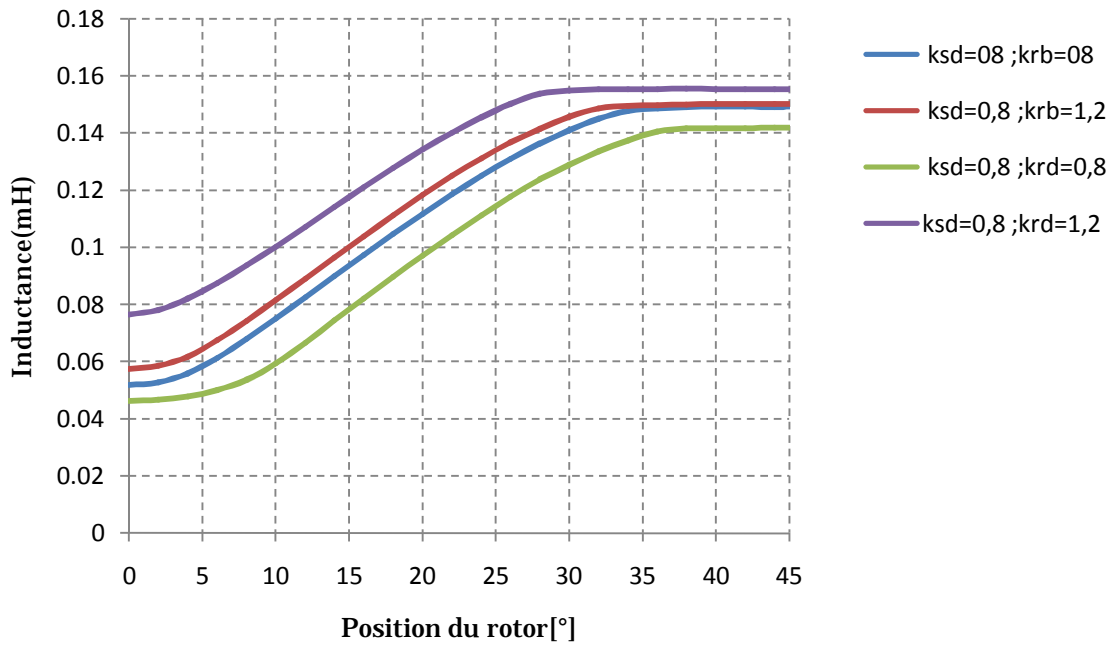


Figure III-14.2 : Evolution de l'inductance d'une phase L (téta)

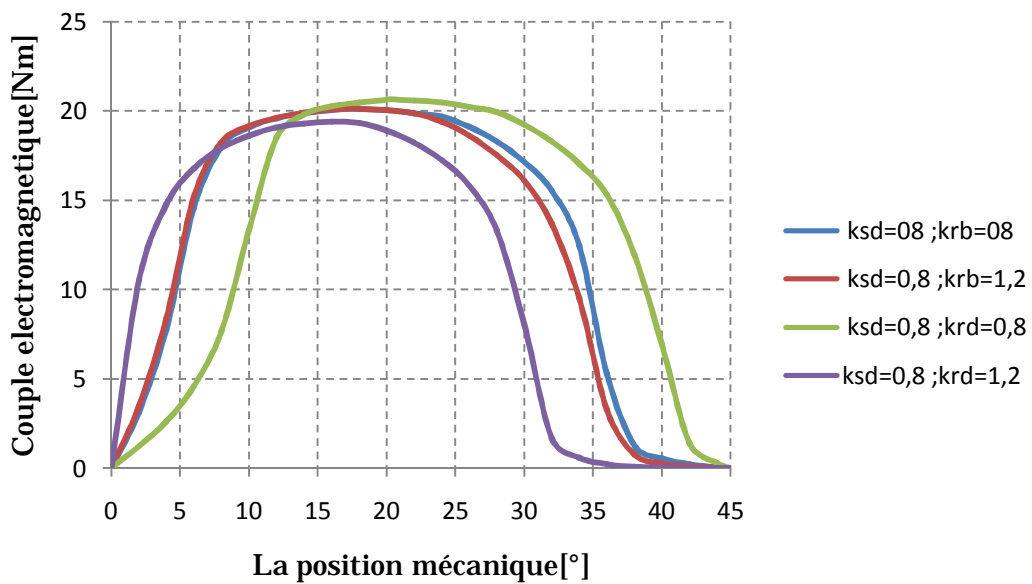


Figure III-14.3: Caractéristiques du couple en fonction de la position mécanique du rotor

D'après les critères de sélection discutés précédemment. Si nous s'intéressons à la caractéristique de flux, il est évident que la structure  $k_{sd}=0,8$  ;  $k_{rd}=0,8$  semble être la plus intéressante. Si nous regardons la caractéristique  $L$  [ $\theta^\circ$ ], il est intéressant de prendre toujours le cas  $k_{sd}=0,8$  ;  $k_{rd}=0,8$  et si l'on s'intéresse au couple électromagnétique on constate que la structure  $k_{sd}=0,8$  ;  $k_{rd}=0,8$  se confirme pleinement.

On peut donc conclure que la structure ou  $k_{sd}=0,8$  ;  $k_{rd}=0,8$  est celle qui offrirait le couple moyen le plus élevés parmi les structures de ce groupe. .

III-7-4-3-3 Troisième groupe

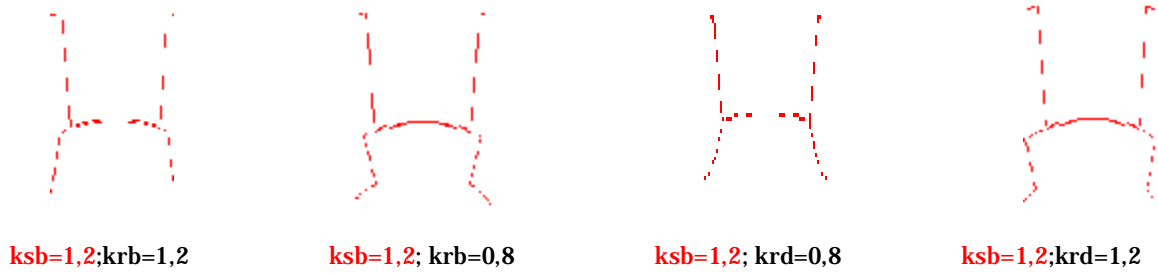


Figure III-15 Les structures où  $k_{sb}$  est constant et les autres coefficients variables

Les caractéristiques  $f(i)$  et  $L$  [ $^\circ$ ],  $C$  [ $^\circ$ ] sont représentés sur les figures ci-dessous :

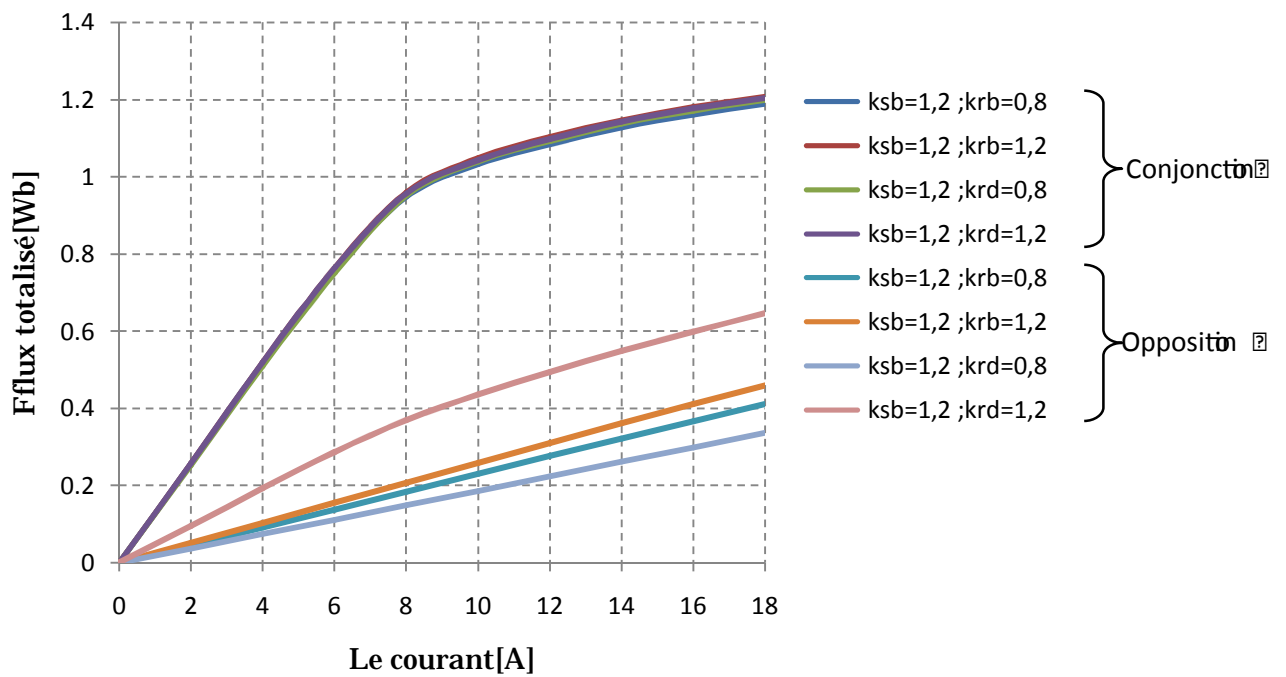


Figure III-15.1 : Caractéristiques magnétique de flux (I)

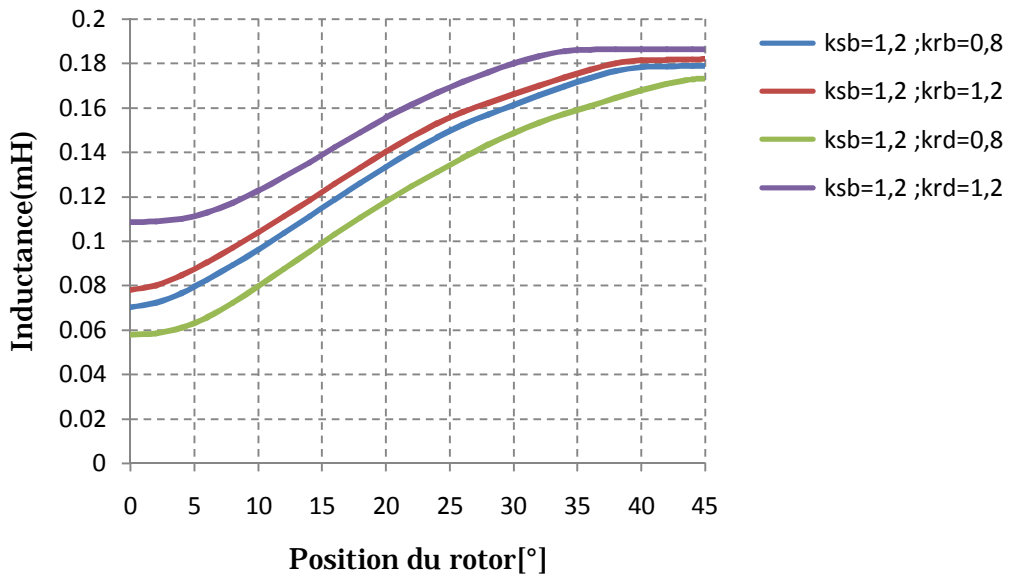


Figure III-15.2 : Evolution de l'inductance d'une phase L (téta)

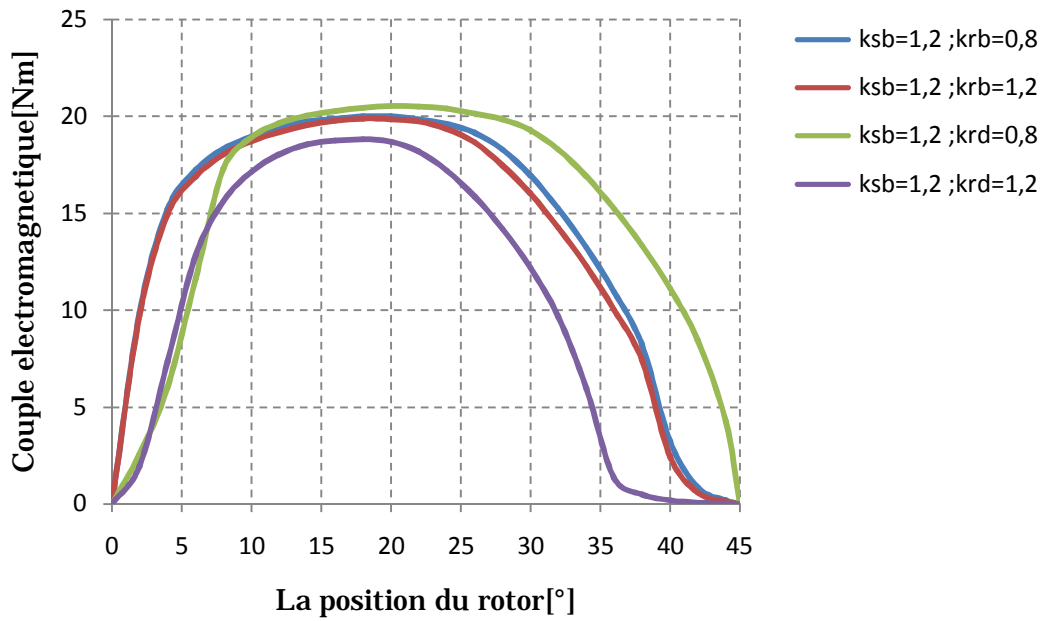


Figure III-15.3 : Caractéristiques du couple en fonction de la position mécanique du rotor

D'après les critères de sélection discutés précédemment. Si nous s'intéressons à la caractéristique de flux, il est évident que la structure  $k_{sb}=1,2$  ;  $k_{rd}=0,8$  semble être la plus intéressante. Si nous regardons la caractéristique  $L$  [ $\theta^\circ$ ], il est intéressant de prendre toujours le cas  $k_{sb}=1,2$  ;  $k_{rd}=0,8$ . Si on s'intéresse au couple on constate que la structure  $k_{sb}=1,2$  ;  $k_{rd}=0,8$  se confirme pleinement.

On peut donc conclure que la structure ou  $k_{sb}=1,2$  ;  $k_{rd}=0,8$  est celle qui offrirait le couple moyen le plus élevé parmi les structures de ce groupe.

III.7.4.2.4 Quatrièmes structures

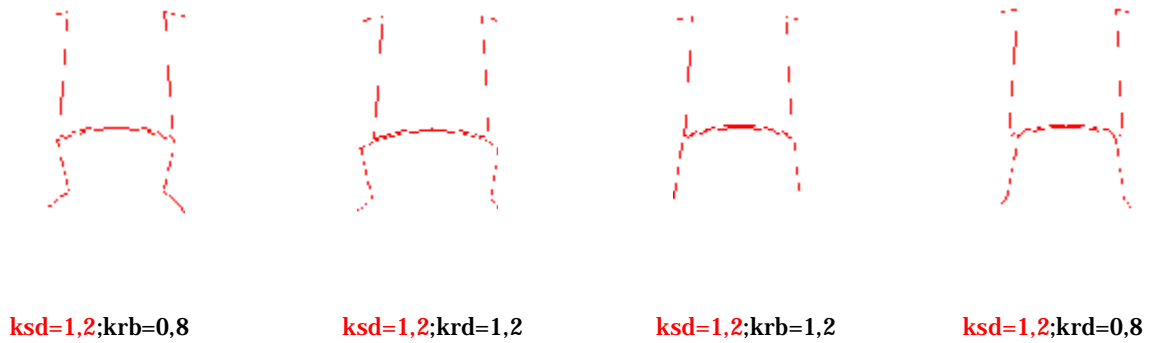


Figure III-16 Les structures ou ksd est constant et les autres coefficients variables

Les caractéristiques  $f(i)$  et  $L$  [ $\theta^\circ$ ],  $C$  [ $\theta^\circ$ ] sont représentés dans les figures ci-dessous :

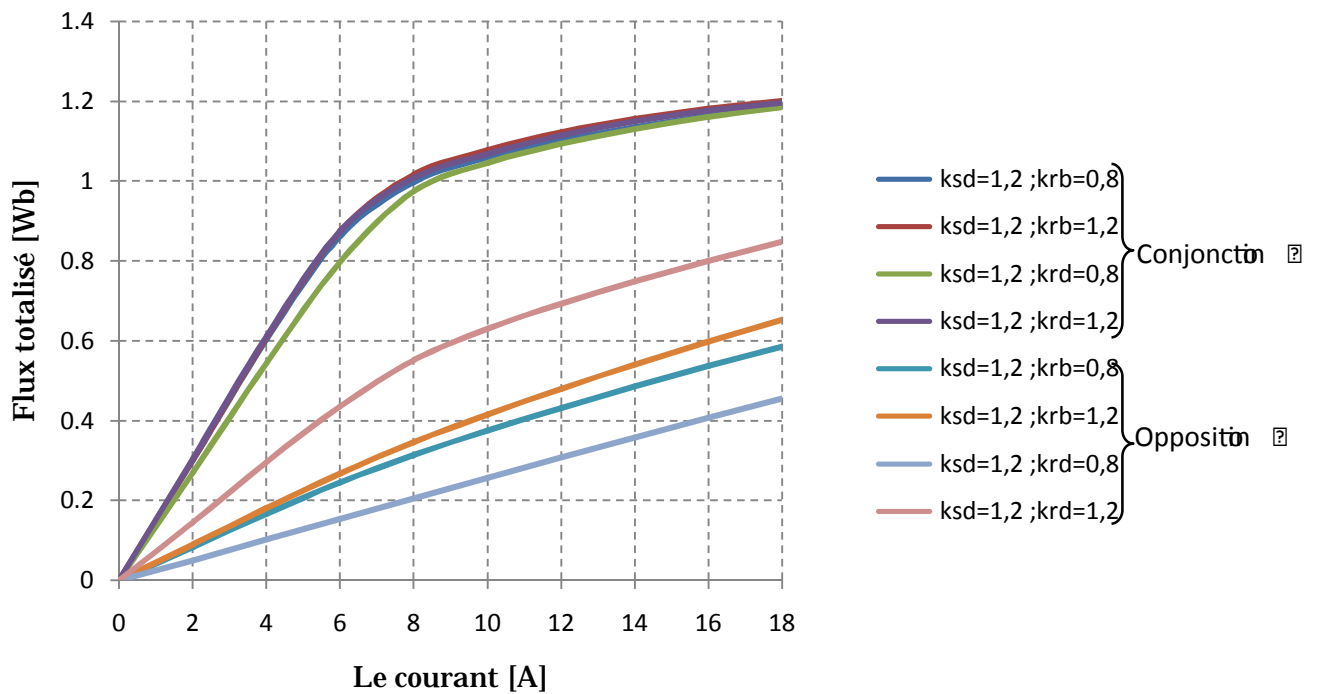


Figure III-16-1 : Caractéristiques magnétique. Flux (I)

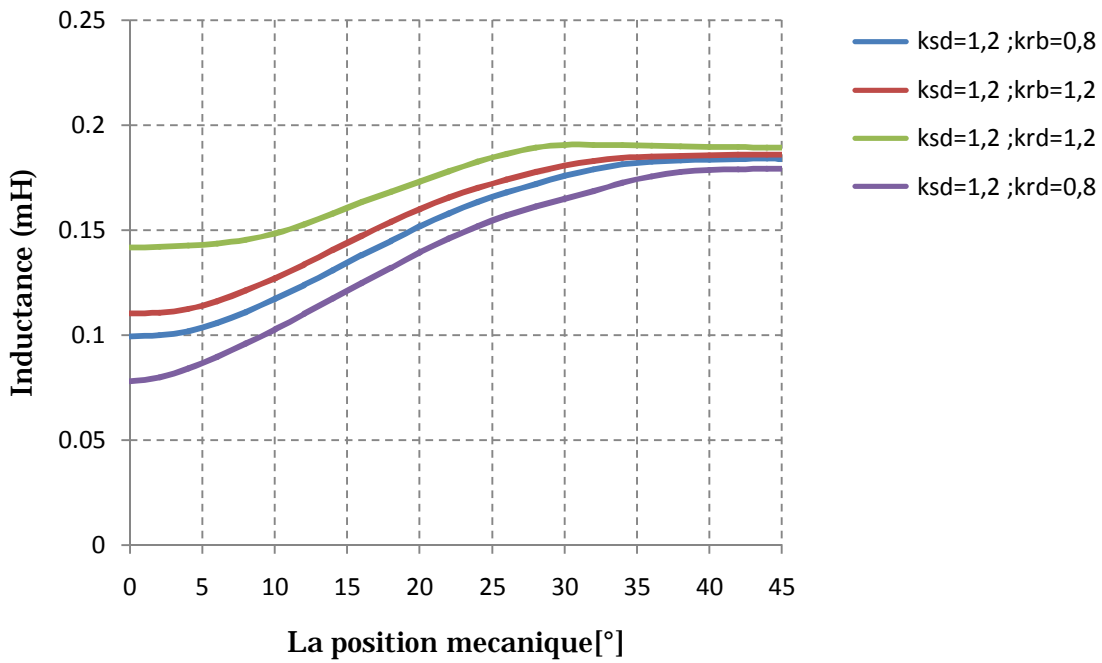


Figure III-16-2 : Evolution de l'inductance d'une phase L (téta)

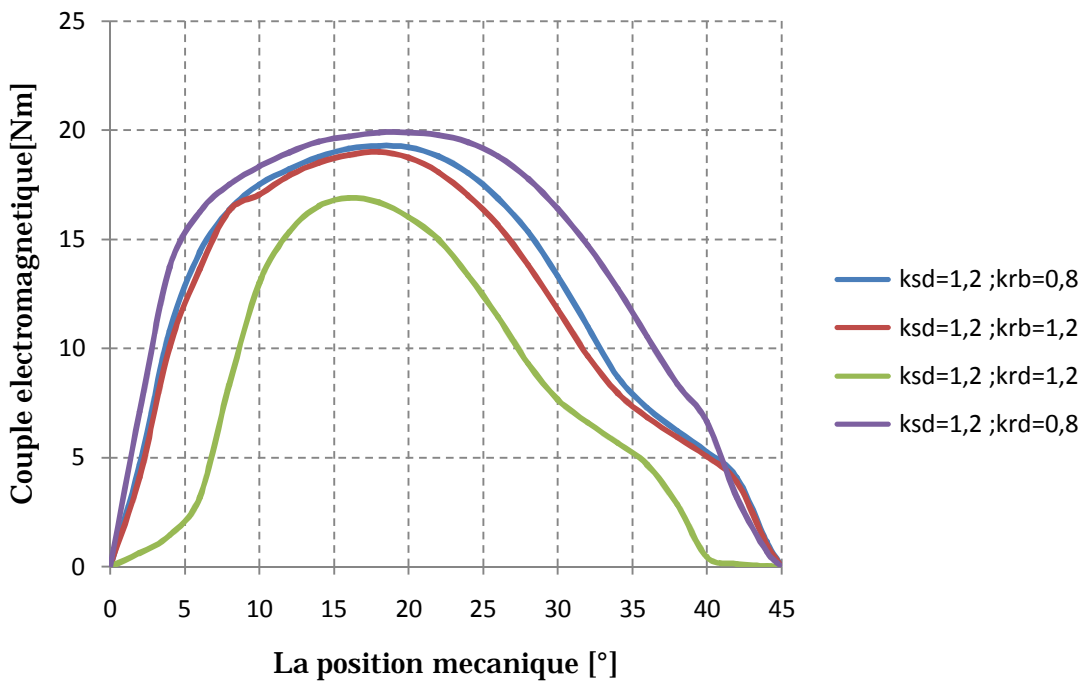


Figure III-16-3: Caractéristiques du couple en fonction de la position du rotor

D'après les critères de sélection discutés précédemment. Si nous s'intéressons à la caractéristique de flux, il est évident que la structure  $ksd=1,2 ; krd=0,8$  semble être la plus intéressante. Si nous regardons la caractéristique  $L [\theta^\circ]$ , il est intéressant de prendre toujours le cas  $ksd=1,2 ; krd=0,8$ . Si on s'intéresse au couple on constate que la structure  $ksd=1,2 ; krd=0,8$  se confirme pleinement.

On peut donc conclure que la structure ou  $ksd=1,2 ; krd=0,8$  est celle qui offrirait le couple moyen le plus élevé parmi les structures de ce groupe.

### III.7.4.3 Confrontation des structures sélectionnées

Pour chacune des structures sélectionnées précédemment, nous calculons la valeur du couple moyen. Ces derniers sont représentés sur l'histogramme suivant :

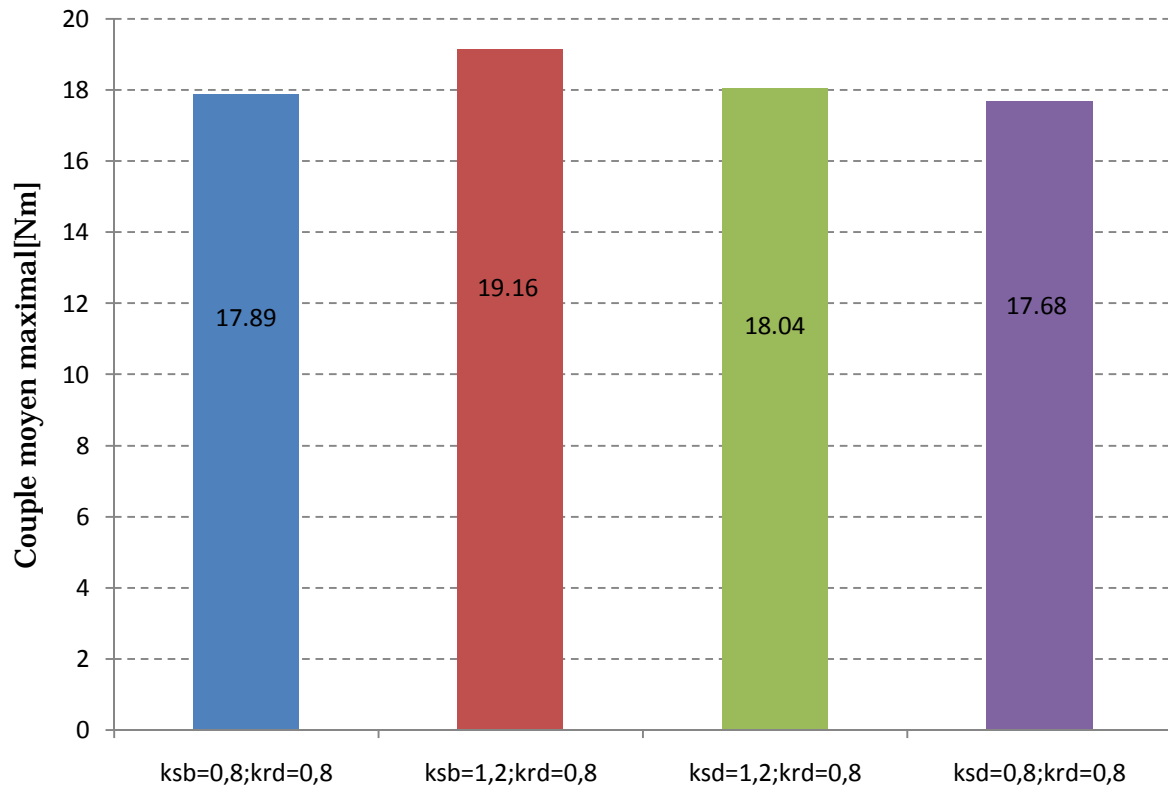


Figure III-17 : Comparaison des couples moyens des différentes structures sélectionnées.

A partir de cet histogramme, nous constatons que le couple moyen max est obtenu pour la structure qui présente les caractères suivants :

Le coefficient d'élargissement des dents statoriques côté base  $Ksb=1,2$  et le coefficient de réduction des dents rotoriques côté dent  $krd=0,8$ .

Le couple moyen pour cette structure vaut  $C_{moy}=19.16$  [Nm]

On notera que : l'angle d'allumage et d'extinction est distincte d'une structure à une autre. Pour la structure optimisée  $ksb=1,2$  ;  $krd=0,8$ , l'angle d'allumage vaut :  $\theta_{on}=7^\circ$ , l'angle d'extinction vaut :  $\theta_{off}=37^\circ$ .

### III.8 Comparaison des couples instantanés et moyens entre la structure de départ et celles optimisées

Ci-dessous, nous donnons les géométries des structures de départ et celles optimisées.

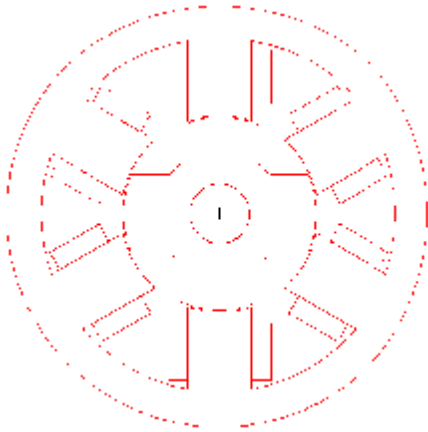


Figure- a Structure de départ

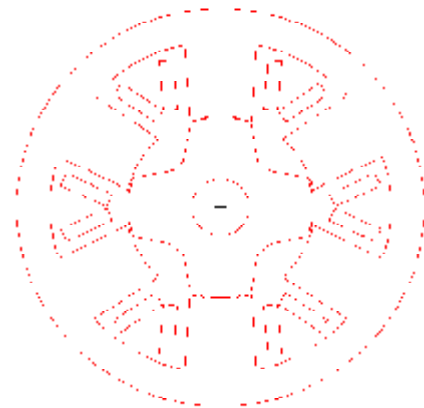


Figure-b Structure optimisée en jouant sur les flancs statoriques et rotoriques

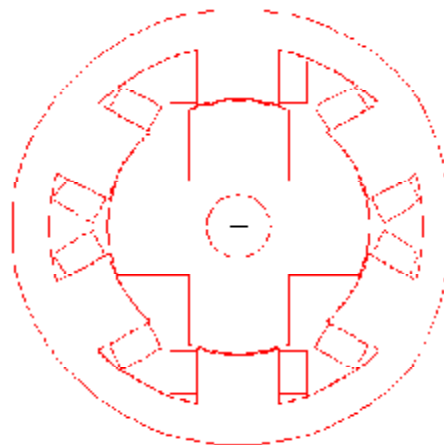


Figure-c Structure optimisée en agissant sur  $\beta_r$  et  $\beta_s$  et  $h_s$  [11]

Figure III-18 Les différentes structures à comparée

A l'aide d'un calcul par éléments finis effectué par le logiciel, nous déterminons le couple électromagnétique instantané, de notre structure optimisée, de la structure de [11]. Les résultats obtenus seront comparés à ceux

obtenus pour la structure de départ. Les courbes du couple sont représentées sur la figure III-19 et figure III-20.

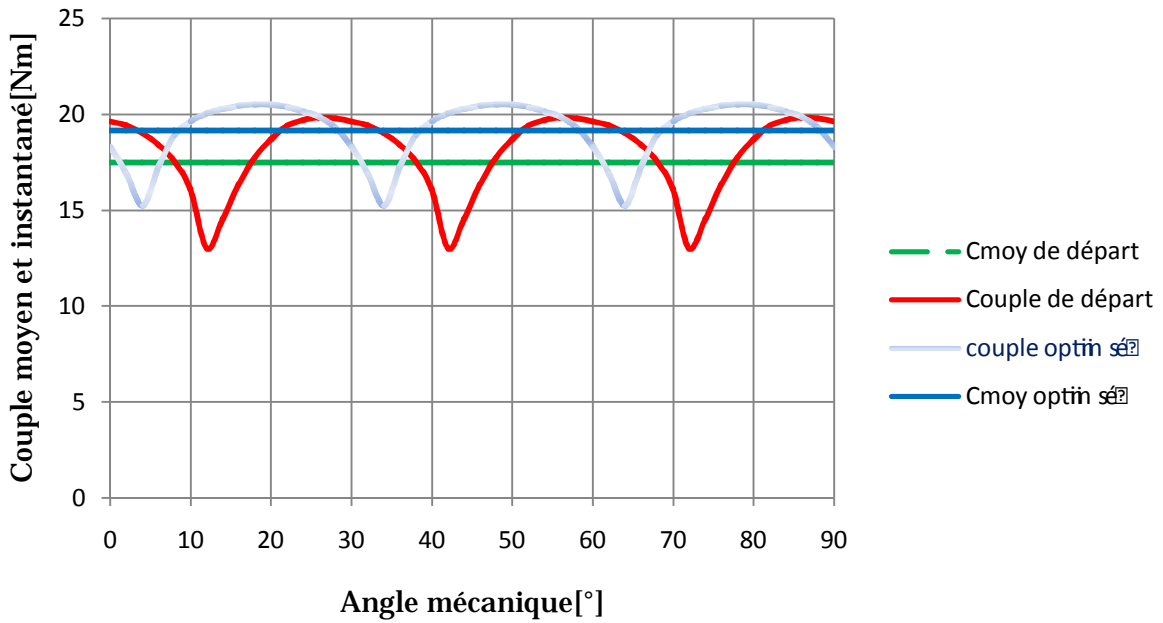


Figure III-19 : Comparaison des couples instantanés et moyens de notre structure optimisée et la structure de départ.

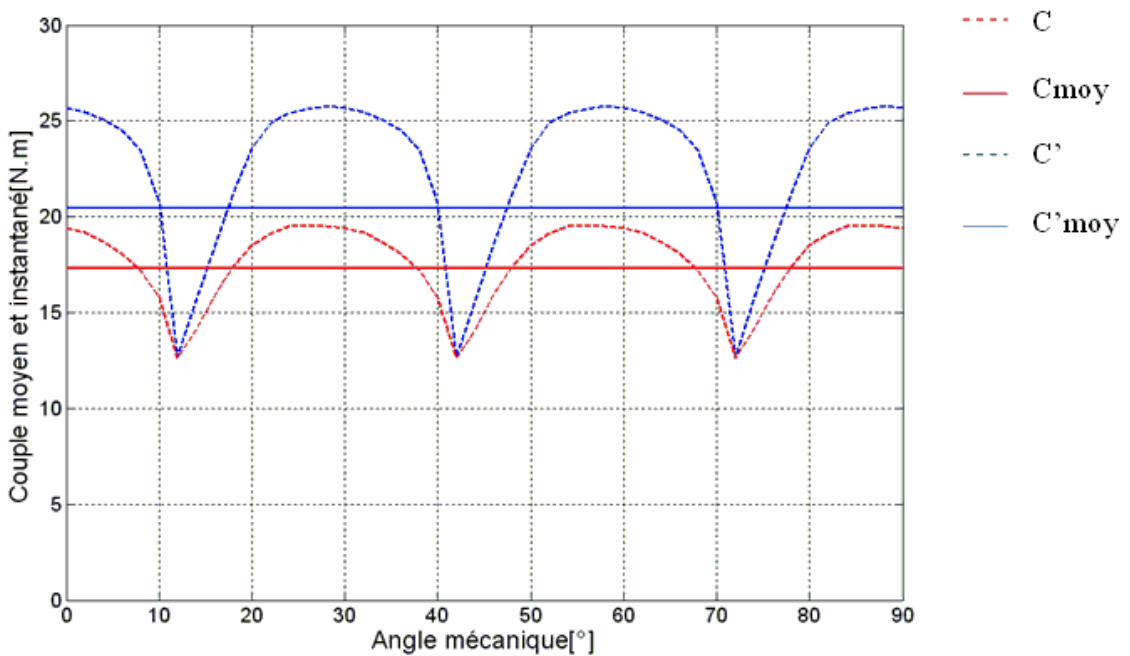


Figure III-22 Comparaison des couples instantanés et moyens de la structure de départ et la structure de mémoire [11]

Avec :

$C$  : Couple instantané de la structure de départ.

$C_{\text{moy}}$  : Couple moyen de la structure de départ

$C'$  : Couple moyen de la structure optimisée de mémoire [11].

$C'_{\text{moy}}$  : Couple moyen de la structure optimisée de mémoire [11].

Nous constatons, d'après ces figures, que les couples moyens et instantanés des structures optimisées sont plus élevés que ceux de la structure de départ.

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

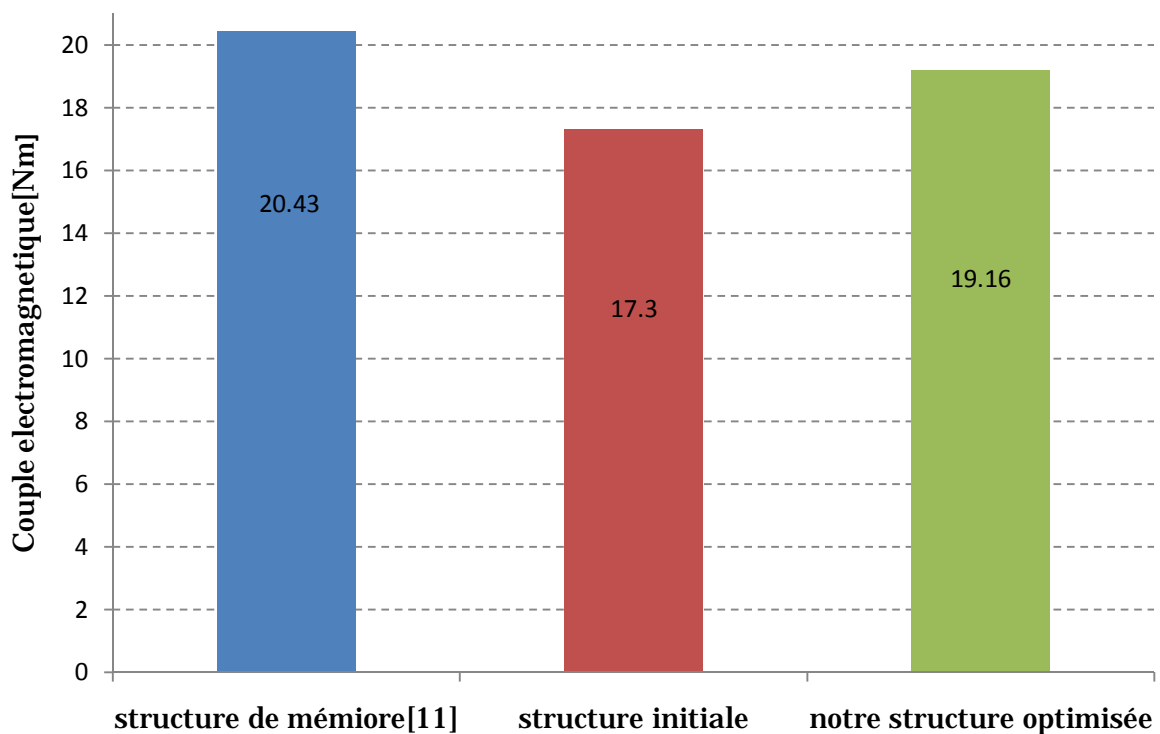


Figure III-22: Histogramme du couple moyen des structures optimisées.

A partir de ces résultats, nous constatons que le couple moyen max obtenu par les deux structures optimisées (structure de mémoire [11] et notre structure) est supérieur à celui de la structure de départ. La structure ou varie les angles d'ouverture ainsi que la hauteur des plots statoriques et rotoriques nous donne un couple moyen plus élevé.

### III.9 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.

Application numérique :

$\Delta C\%$  structure initial=40%

$\Delta C\%$  de notre structure optimisée=27%

$\Delta C\%$  structure optimisée de mémoire [11]=64%

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

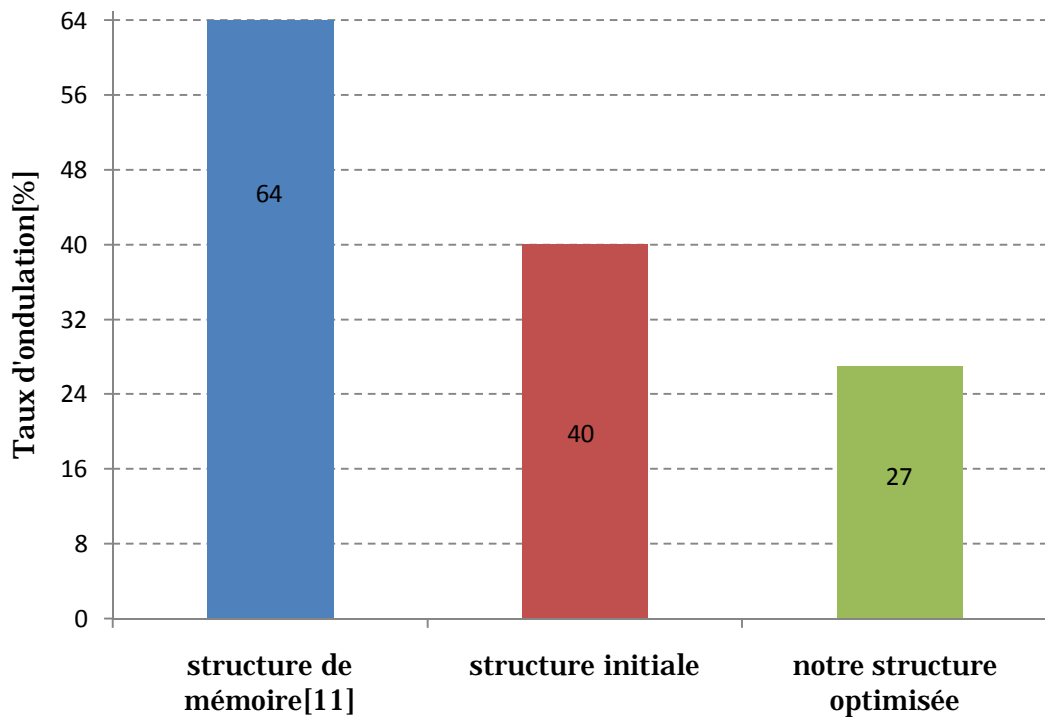


Figure III-23 : Histogramme du taux d'ondulation du couple des structures optimisées.

Nous constatons, d'après cette figure, que le taux d'ondulation de la structure de mémoire [11] donne une ondulation du couple plus élevé que celui de la structure de départ, ce qui n'est pas souhaitable. Pour notre structure ou nous avons varié les flancs dentaires statoriques et rotoriques, le taux d'ondulation est fortement diminué que celui de la structure de départ, ce qui constitue une bonne topologie pour réduire les ondulations du couple. Le pourcentage d'augmentation du couple moyen est comme suit :

$$\Delta C\% = \frac{C_{\text{optimisé}} - C_{\text{départ}}}{C_{\text{départ}}} * 100 = 10.75\%$$

Le pourcentage de diminution de taux d'ondulation de notre structure se calcule comme suit :

$$\Delta T\% = \frac{T_{\text{optimisée}} - T_{\text{départ}}}{T_{\text{départ}}} * 100 = 32.5\%$$

## Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté les résultats de calcul du couple électromagnétique des différentes structures de la MRVDS. Puis nous avons pu effectuer une optimisation pour son couple moyen.

L'inclinaison des flancs latéraux des plots statoriques et rotoriques nous a amené à une structure optimisée, dont le coefficient d'élargissement et le coefficient de réduction des dents statoriques et rotoriques sont respectivement,  $k_{sb}=1,2$  et  $k_{rd}=0,8$ .

D'après les résultats obtenus précédemment, on peut conclure que la structure optimisée en jouant sur les flancs rotoriques et statoriques est la plus intéressante vu qu'elle améliore le couple moyen, mais surtout, elle réduit considérablement le taux d'ondulation.



*Conclusion*

*Générale*

Malgré que le principe de la machine à réluctance variable ait été mis en œuvre depuis environ un siècle (production de courants à fréquence élevée en radioélectricité et autres fours à induction,...), il n'a connu de réel développement que très récemment grâce aux progrès réalisés dans divers domaines (électronique de puissance et de commande, matériaux de plus en plus performants, modélisation et simulation). Ce type de machine surtout apprécié pour sa simplicité ; rotor et stator constitués d'un simple empilage de tôle bon marché, bobines concentrés sur des plots statoriques, et sa robustesse ainsi que son faible coût pour des performances très intéressantes. La MRV fonctionne aussi bien en moteur ; machines lentes à couple élevé ou dispositifs d'entraînement à vitesse élevée que en générateur ; éolienne...., domaine dans lequel elle marque un réel retour.

Le travail que nous avons effectué porte sur l'optimisation de la structure d'une MRVDS 6/4 en jouant sur la réduction ou l'élargissement des flancs dentaires statoriques et rotoriques, afin de déterminer la meilleure structure pouvant répondre à un compromis entre un grand couple moyen et de très faibles ondulations du couple électromagnétique pour un courant donné.

Afin d'étudier l'influence de l'inclinaison des flancs latéraux des plots statoriques et rotoriques sur la forme du couple d'une MRVDS 6/4, nous avons constitué seize structures résultants de la combinaison des coefficients de réductions et d'élargissement des flancs statoriques et rotoriques. Ensuite nous nous sommes intéressés au calcul du couple électromagnétique, du flux totalisé et de l'inductance de ces seize structures à l'aide d'un calcul par la méthode des éléments finis en utilisant le logiciel Maxwell 2D.

Les principaux résultats de cette étude montrent que, le couple moyen le plus élevé possible avec de faibles ondulations est obtenu pour la structure ayant les coefficients suivants

$K_{sb}=1,2$  et  $k_{rd}=0,8$ , c'est à dire pour une structure caractérisée pas des plots statoriques plus large à la base qu'au niveau de l'entrefer et des plots rotoriques plus réduits au niveau de l'entrefer qu'à la base.

En confrontant les performances de notre structure optimisée à celle obtenue par le travail de fin d'étude [11] et qui consistait à jouer sur les angles d'ouvertures des plots statoriques et rotoriques ainsi que la hauteur de ces derniers, il nous semble très intéressant de combiner les deux optimisations. Cette combinaison qui consisterait à utiliser tous les paramètres essayés dans les deux travaux, permettrait certainement d'aboutir à un compromis très intéressant. Aussi, diminuer encore plus le coefficient de réduction des plots latéraux statorique et rotorique (moins de 0,8) ou bien augmenter au delà de 1,2 le coefficient d'élargissement de ces plots pourrait peut être aboutir à un meilleur compromis entre un couple moyen élevé et une ondulation faible.

Enfin, nous souhaitons que ce travail puisse servir tous ceux qui sont dans le domaine notamment ceux qui seront amenés à travailler sur les MRVDS.



# *Bibliographie*

# Bibliographie

- [1] E.Gaucheron.  
«Les moteurs électriques».  
Paris, Schneider Electric, 2004.
- [2] D.bareille, et J-P.Daunis.  
«Electrotechnique transformateurs et machines tournantes».  
Paris, DUNOD, 2006.
- [3] F.NOTELET, et G.Suguiier.  
«Electrotechnique industrielle».  
Paris, Lavoisier, 1994.
- [4] T.WILDI.  
«Electrotechnique 4<sup>eme</sup> édition».  
Paris, Boeck, 2004.
- [5] B. Multon.  
«Moteurs pas à pas structures électromagnétiques et alimentation».  
Notes de cours agrégation. Génie électrique.  
ENS de Cachan, 2004.
- [6] G.lacroux.  
«Les aimants permanents».  
Paris, Lavoisier, 1989.
- [7] L.BEN AMOR.  
«Commande non linéaire d'un moteur a reluctance variable».  
Thèse de Ph.D, Université de Montréal ,1996.

[8] Luc Moreau.

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

Thèse de Doctorat, université de Nantes, 2005.

[9] B. Multon et C.Glaize

«Optimisation du dimensionnement des alimentations des machines a reluctance variable».

L.E.SI.R, E.N.S. de Cachan, 1986.

[10] S. Mouellef.

«Contribution a l'étude d'une d'une machine à réductance variable : conception, modélisation et simulation d'une MRVDS 6/4»

Thèse de magister, Constantine ,2008

[11] D.CHABANE, K.BERKOUNE, et O.AHDJOUJ.

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

P.F.E INGENIEUR, UMMTO, 2010.

[12] F. Messai.

«Contribution à l'étude génératrice à réductance variable».

Thèse de magister, Constantine, 2009.

[13] Thierry Lubin.

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

Thèse de Doctorat, Nancy1, 2003.

[14] B.Multon.

«Conception et alimentation électronique des machines à réductance variable à double saillance».

Thèse de Doctorat, ENS de Cachan, 1994.

[15] F. Rebahi.

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

Thèse de magister, Université de Constantine, 2009.

[16] Marcel Jufer.

«Electromécanique».

Lausanne, presses polytechniques et universitaires Romandes, 1998.

[17] B-Saint Jean.

« Électronique et machine électrique».

Paris, Eyrolles, 1997.



# *Annexes*



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

<b>B[T]</b>	<b>H [A/m]</b>
<b>0</b>	<b>0</b>
<b>0,0526</b>	<b>20,84</b>
<b>0,2105</b>	<b>41,67</b>
<b>0,4563</b>	<b>62,5</b>
<b>0,7342</b>	<b>83,34</b>
<b>0,821</b>	<b>104,167</b>
<b>0,9</b>	<b>187,5</b>
<b>1,221</b>	<b>291,67</b>
<b>1,3</b>	<b>416,67</b>
<b>1,342</b>	<b>500</b>
<b>1,378</b>	<b>583,34</b>
<b>1,418</b>	<b>708,34</b>
<b>1,431</b>	<b>799,67</b>
<b>1,441</b>	<b>875</b>
<b>1,46</b>	<b>1000</b>
<b>1,518</b>	<b>2000</b>
<b>1,57</b>	<b>3000</b>
<b>1,61053</b>	<b>4000</b>
<b>1,6526</b>	<b>5000</b>
<b>1,676</b>	<b>6000</b>
<b>1,7052</b>	<b>7000</b>
<b>1,7368</b>	<b>8000</b>
<b>1,76</b>	<b>9000</b>
<b>1,779</b>	<b>10000</b>