

République Algérienne Démocratique et Populaire
Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique
Université Mouloud MAMMERI de Tizi-Ouzou



Faculté de Génie Electrique et Informatique

Département d'Electronique

Mémoire de fin d'études

*Présenté en vue de l'obtention du diplôme d'Ingénieur d'Etat
en Electrotechnique option Machines Electriques*

Thème

*Optimisation d'une MRVDS : Sensibilité du couple
moyen vis-à-vis des dimensions géométriques*

Proposé par :

M.: Said HARMIM

Réalisé par :

Mr: CHABANE Djafar

Melle: BERKOUNE Karima

Melle: AHDJOU DJ Ouissam

Promotion : 2010



Nous remercions et nous rendons grâce à Dieu qui nous a bénéficié d'une volonté suffisante pour accomplir ce modeste travail.

Nous tenons à remercier Mr HARMIM, notre promoteur pour sa disponibilité, sa serviabilité et ses conseils constructifs qui nous ont énormément aidés tout au long de notre travail (projet).

Nos remerciements vont aussi à toutes les personnes qui nous ont aidées de près ou de loin à mener à terme notre projet en particulier Mr BOUKAIS et Mr LOUDAH Mhane et à toute l'équipe du labo TEC 403.

Nous exprimons notre gratitude aux membres du jury d'avoir accepté de juger ce travail.

Merci



Je dédie ce modeste travail à la prunelle de mes yeux, mes très chers parents pour leur aide

et leur soutien tout au long de mes études, et qui ont fait de moi ce que je suis aujourd'hui et j'espère qu'un jour je serai capable de leur donner au moins le minimum de ce qu'ils m'ont offert car quoi qu'on face on arrivera jamais à leurs rendre tout.

A mes très chers frères : Fatah et sa petite famille, Yacine, Sofiane, merzouk à qui je Souhaite le succès dans leur vie.

A ma très chère sœur Lania que j'aime beaucoup

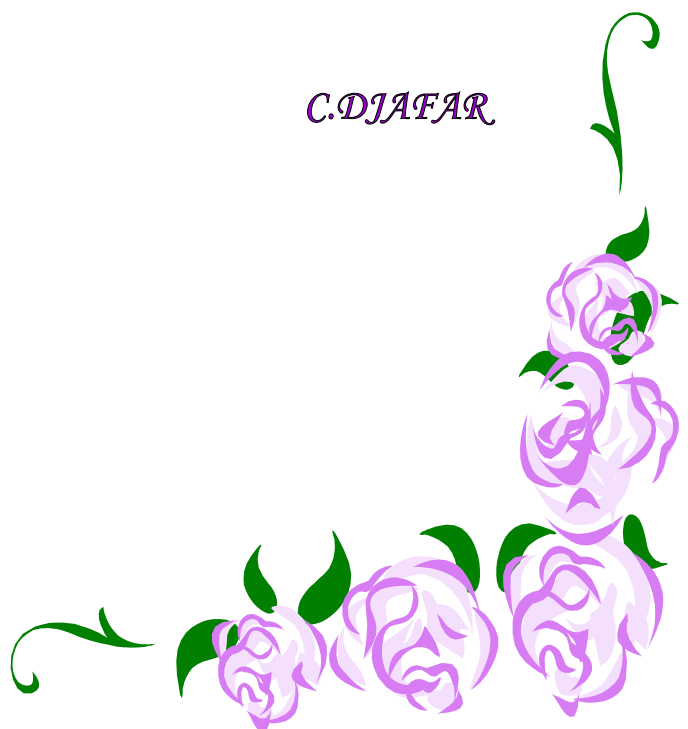
A mon très cher neveu ROMAIN et sa mère Ilydie que j'aime énormément

A la mémoire de mes chers grand-parents Ouardia, Mohand et Arezki

A mes très chères camarades Karima et Ouissam ainsi que leurs familles

A tous mes amis(es) : Mohand, Brahim, Hamid, Mokrane et Safia

C.DJAFAR





Je dédie ce modeste travail à la prunelle de mes yeux, mes très chers parents pour leur aide

et leur soutien tout au long de mes études, et qui ont fait de moi ce que je suis aujourd'hui et j'espère qu'un jour je serai capable de leur donner au moins le minimum de ce qu'ils m'ont offert car quoi qu'on face on arrivera jamais à leurs rendre tout.

A mes très chers frères : Djamel et sa petite famille, Hamid et Sofiane à qui je Souhaite le succès dans leur vie.

A ma très chère sœur Nacera et son mari Rais qui m'ont aidé énormément

*A ma très chère nièce que j'aime énormément **LEITITIA***

A la mémoire de ma chère grand-mère Ouzna

A ma tante Aldja et ses enfants

A mes très chers camarades Djafar et Ouissam ainsi que leurs familles

A tous mes amis(es) de près et de loin

B.KARIMA





Je dédie ce modeste travail à mes très chers parents pour leur aide et leur soutien tout au long de mes études, et qui ont fait de moi ce que je suis aujourd'hui et j'espère qu'un jour je serai capable de leur donner au moins le minimum de ce qu'ils m'ont offert.

A mes très chers frères : Mouloud et Yanis à qui je Souhaite le succès dans leur vie.

A mon très cher marie : Lyes

A ma très chère belle famille

A mes très chère sœurs : Mounia, Dounia et Lilia et leurs petites familles qui m'ont aidé énormément

A mes très chères nièces et neveux

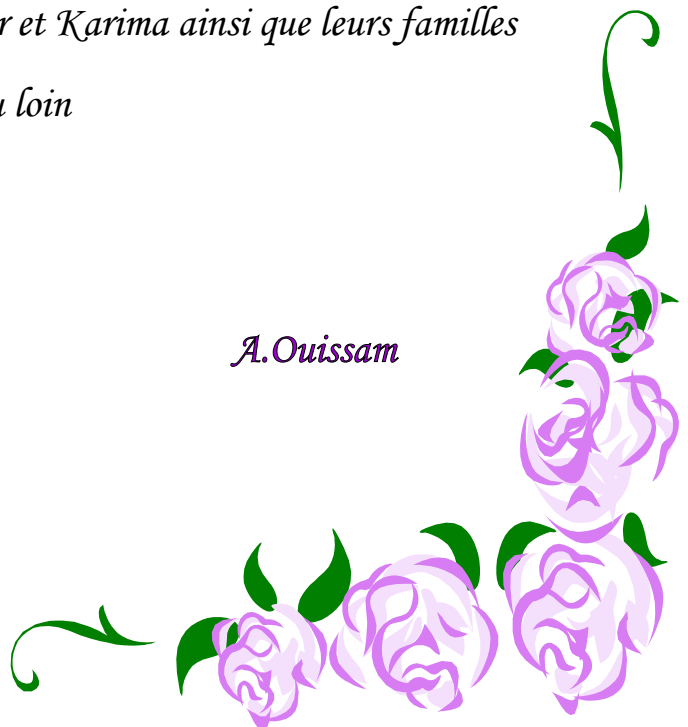
A mes chères grand-mères

A mes tentes et oncles et leurs enfants

A mes très chers camarades Djafar et Karima ainsi que leurs familles

A tout mes amis(es) des prés et du loin

A. Ouissam



Sommaire

Introduction générale :

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

Introduction.....	1
I.1 Les machines à inducteurs bobinés.....	1
I.1.1 Les machines à courant continu.....	1
I.1.2 Les machines à courant alternatif.....	2
- Les machines synchrones.....	2
- Les machines asynchrones.....	3
I.2 Les machines à aimants permanents.....	4
I.3 Les systèmes réductants.....	4
I.3.1 Système réductant à un seul bobinage.....	5
I.3.2 Système réductant à plusieurs bobinages.....	6
I.3.3 Electro-aimant.....	6
I.3.4 Moteur pas à pas.....	6
I.3.5 Les machines à réductance variable.....	7
I.3.5.1 Principe de fonctionnement des MRV.....	7
I.3.5.2 Classification des MRV.....	8
a) Machines synchrones à pôles saillants.....	8
b) MRVDS.....	9
c) MRV pôles.....	9
d) MRV vernier.....	10
e) MRV hydride.....	11
I.4 Avantages et inconvénients.....	12
Conclusion.....	12

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

Introduction	14
II.1 Energie magnétique emmagasinée.....	14

II.1.1 Définition.....	14
II.1.2 Diverses expressions de l'énergie magnétique emmagasinée.	16
II.1.2.1 Circuit électromagnétique indéformable.....	16
II.1.2.1.1 Circuits non saturé.....	16
a- Expression de l'énergie magnétique en fonction du flux et de la force magnétomotrice.....	17
b- Expression de l'énergie magnétique en fonction de l'inductance et du courant.....	18
II.1.2.1.2 Circuits saturés.....	19
II.1.2.2 Circuit électromagnétique déformable.....	22
II.1.2.2.1 Circuits magnétique saturés.....	22
a- Conservation des énergies.....	22
➤ Energie électrique.....	23
➤ Energie mécanique.....	24
➤ Energie magnétique.....	24
b- Diverses expressions du couple électromagnétique.....	25
➤ Couple électromagnétique en fonction de l'énergie magnétique.....	25
➤ Couple électromagnétique en fonction de la coénergie.....	26
II.1.2.2.2 Expression simplifiée du couple électromagnétique pour un circuit linéair.....	27
II.2 Conversion électromécanique d'une MRVDS.....	28
II.2.1 Expression du couple électromagnétique d'une MRVDS.....	28
II.3 Variations du couple électromagnétique en fonction de la position du rotor.....	31
II.3.1 Expression analytique du couple moyen.....	33
II.4 Limites de variation des paramètres géométriques retenus	43
Conclusion.....	46

Chapitre III: Optimisation de la MRVDS 6/4

Introduction	47
III.1 Présentation de la machine 6/4.....	47
III.1.1 Les démentions géométriques.....	47

III.1.2 Séquences d'alimentation.....	49
III.2 Présentation du logiciel Maxwell 2D.....	51
III.3 Les matériaux assignés.....	51
III.4 Le maillage utilisé de la machine	52
III.5 Les lignes du flux.....	53
III.6 Le couple électromagnétique produit par une phase alimenté en courant continu.....	56
III.7 Alimentation de la MRVDS 6/4.....	58
III.7.1 Structure du convertisseur statique.....	58
III.7.2 Alimentation de la machine.....	60
III.8 Méthodes de calcul du couple moyen.....	62
III.9 Optimisation de la MRVDS 6/4	65
III.9.1 Le couple moyen des différentes structures.....	66
III.9.2 Comparaison des couples instantanés et moyens entre la structure de départ et celle optimisée.....	77
III.9.3 Taux d'ondulation.....	79
Conclusion	81

Conclusion générale

Introduction générale

Les actionneurs électriques ont toujours constitué des éléments indispensables au fonctionnement des procédés industriels durant ce siècle. De plus, vue la tendance vers l'exploitation de sources d'énergie non polluantes, l'utilisation des moteurs électriques dans les différents secteurs de l'industrie ne fera qu'augmenter.

Plusieurs types de machines ont été inventés au début du 19^{ème} siècle, seulement quelques unes ont été introduites dans les applications industrielles. Vu l'état d'avancement dans les domaines de l'électronique de puissance, de l'informatique et de la commande, les caractéristiques des moteurs électriques étaient mal exploitées et le critère de choix était essentiellement 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 [2].

Malgré la simplicité de sa fabrication et ses bonnes caractéristiques électromagnétiques, le moteur à réluctance variable était peu utilisé. La complexité de sa commande et l'ondulation élevée du couple qu'il développe constituaient, son principal handicap.

Pendant les deux dernières décennies, des développements technologiques remarquables ont été réalisés dans le domaine de l'électronique de puissance et de l'informatique. Ceci a permis de relancer les travaux sur la machine à réluctance variable (MRV). Les nouvelles techniques de conception assistée par ordinateur ont permis de concevoir différentes structures des machines performantes. De plus, de nouveaux interrupteurs de puissance très performants et des 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, les circuits magnétiques du stator et du rotor ainsi que les encoches des deux armatures. La seconde est le dimensionnements 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 [5].

De nombreux travaux ont été réalisés sur le thème de l'optimisation. Ils ont notamment conduit à la création de logiciels d'expertise qui permettent de concevoir des prototypes répondant aux exigences du concepteur de manière générale. L'optimisation consiste à maximiser ou à minimiser une grandeur électrique ou magnétique appelée fonction objective en faisant varier un certain nombre de paramètres géométriques dans les limites physiques possibles appelées fonctions contraintes [13]. Le choix des fonctions contraintes dépend de la connaissance analytique de leurs influences sur la fonction objective.

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

Notre travail est subdivisé en trois chapitres.

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

Le deuxième chapitre est consacré à l'étude de la conservation de l'énergie pour des circuits déformables et indéformables. Par suite un calcul analytique du couple moyen produit par la MRVDS a été développé afin de dégager les paramètres influents. Enfin une étude de triangle de faisabilité permettant de dégager la plage de variation.

Dans le troisième chapitre nous présenterons la MRVDS 6/4 sur laquelle nous travaillerons ainsi que le logiciel Maxwell 2D qui nous permet de calculer le couple électromagnétique instantané en fonction de la position du rotor. Ensuite dans un premier temps nous allons voir trois techniques de calcul du couple moyen et choisir celle adéquate.

Dans un deuxième temps, analyser les résultats obtenus des couples moyens max, pour ensuite comparer les couples instantanés de la machine optimisée à celui de la machine de départ.

Nous terminerons par une conclusion générale.

Introduction

Au cours des années précédentes, plusieurs types de machines ont été développés, fabriqués et utilisés. Le principe de fonctionnement de la grande majorité des machines électriques est basé sur l'interaction des circuits électriques couplés magnétiquement. Néanmoins, il existe d'autres solutions pour créer un couple d'interaction, à savoir les machines à aimant permanent et les machines à réluctance variable.

Dans ce chapitre, nous allons tout d'abord nous intéresser 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 Les machines à inducteurs bobinés

I.1.1 Les machines à courant continu

La machine à courant continu est une vieille et noble dame, elle faisait figurer d'ancêtre des machines tournantes. Bien qu'elle ait été la première machine réalisée en 1836, elle est aussi la plus compliquée du point de vue de sa construction [1]. Elle fut, pendant de très nombreuses années, la cible emblématique de tous les développements sur les machines synchrones à commutation électronique [4].

Elle est toutefois fréquemment prise comme exemple pédagogique de la conversion électromécanique. Elle sert de support de réflexion pour l'explication des rôles de l'autopilotage et de la commutation dans les machines synchrones à commutation électronique [2].

C'est en fait une machine alternative munie d'un redresseur mécanique ; le collecteur. L'inducteur, alimenté en courant continu, se trouve au stator, alors que l'induit, parcouru par un courant alternatif se trouve au rotor [5].

La disposition générale fait intervenir les éléments suivants :

- ♣ La culasse statorique qui supporte les pôles. Elle est parcourue par un flux continu et peut donc être exécutée en acier.

- ♣ Les pôles principaux -stator- sont traversés par le flux magnétique inducteur créé par l'enroulement correspondant auquel ils servent de support. Ils sont généralement constitués par des tôles magnétiques afin de limiter les pertes par pulsation liées aux encoches rotoriques. L'ensemble des tôles crée une alternance périodique de flux nord et sud.

- ♣ Les pôles de commutation sont disposés entre les pôles principaux. Leur but est d'améliorer la commutation.

- ♣ L'enroulement rotorique est formé d'un bobinage enchevêtré, généralement à deux plans, de type imbriqué ou ondulé.

- ♣ Le collecteur est formé de lames de cuivre alternées avec des lames isolantes. L'ensemble forme un cylindre sur lequel frottent des balais, il y a autant de rangées de balais que des pôles.

Actuellement, la machine à courant continu voit son domaine d'application concurrencé en raison des avancées très significatives des machines à courant alternatif associées à leurs électroniques de commande [4].

I.1.2 Les machines à courant alternatif

♣ Les machines synchrones

Jusqu'aux années 1950-1960, les machines synchrones étaient essentiellement utilisées pour la production d'énergie électrique à partir de l'énergie mécanique en provenance de sources diverses. Ces sources sont sous la forme d'alternateur travaillant dans une gamme de puissance allant de quelques watts jusqu'à quelques centaines de mégawatts [4].

La machine synchrone est composée d'un rotor constituant, grâce à des enroulements alimentés en courant continu, un électro-aimant formé de $2p$ pôles, Nord et Sud alternés. En face de ce rotor se trouve un stator comportant des enroulements triphasés se succédant en p groupe de trois [3].

Lorsque le rotor tourne à une vitesse Ω , il entraîne avec lui un champ tournant à la vitesse Ω . Le stator est parcouru par des courants de pulsation $\omega = p\Omega$ qui créent également, grâce au décalage spatial des enroulements triphasés, un champ tournant à la vitesse $\frac{\omega}{p} = \Omega$.

De l'interaction des champs tournants du stator et du rotor résulte un champ total d'entrefer. Ce champ sert de support à la transmission de l'énergie entre la forme électrique qui se trouve du côté stator, et la forme mécanique qui se trouve sur l'axe du stator [6].

Les machines synchrones jouent un rôle prépondérant dans la conversion électromécanique de l'énergie du fait que la quasi-totalité des machines tournantes, produisant l'énergie électrique à partir de l'énergie mécanique, sont des machines synchrones appelées alternateurs.

Avec l'avancement massif de l'électronique de commande et de réglage, le moteur synchrone autopiloté a gagné une place très importante dans les entraînements à vitesse variable.

♣ Les machines asynchrones

Ce sont des machines à bobinages polyphasés au stator et au rotor dans lesquelles les bobinages sont court-circuités tandis que le stator est seul alimenté. Dans le fonctionnement industriel classique, la fréquence d'alimentation stator f_s est constante. Le stator (primaire) donne un champ tournant à la vitesse $\Omega_s = \frac{2\pi f_s}{p}$. Le courant rotorique prennent naissance par induction. Le nombre de pôles des deux armatures doit être le même tandis que le nombre de phases peut être différent. A l'arrêt, la machine se comporte comme un transformateur à champ tournant et développe un couple de démarrage. En rotation, à chaque vitesse obtenue en régime permanent, le moment du couple est parfaitement déterminé [4].

Contrairement à la machine synchrone, cette machine absorbe toujours de la puissance réactive, en moteur comme en générateur. En conséquence, dans un fonctionnement en générateur autonome, il faudra lui fournir la puissance réactive nécessaire. Ainsi, le fonctionnement d'un réseau ne comportant que des machines asynchrones n'est pas possible.

La présence de machines synchrones surexcitées, de batteries de condensateurs ou de dispositifs à semi-conducteurs produisant du réactif, est indispensable.

L'enroulement rotorique peut se présenter sous deux formes distinctes :

- Rotor à cage ou en court-circuit formé par des barres en aluminium ou en cuivre.
- Rotor bobiné constitué par un enroulement triphasé semblable à celui du stator, disposé dans les encoches à la périphérie du circuit magnétique.

Le moteur asynchrone est le moteur industriel par excellence. Les moteurs asynchrones 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.

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 [7].

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 :

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

I.3 Les systèmes réductants

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 réductance 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].

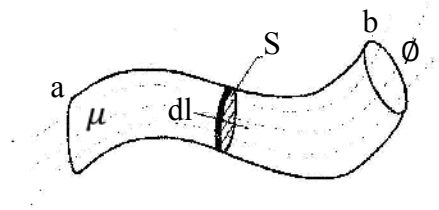


Fig I-1 : Echantillon d'un matériau magnétique

Ainsi, la réductance 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.

μ : 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 réductance nécessite des matériaux de grande perméabilité magnétique.

I.3.1 Système réductant à un seul bobinage

Le système le plus simple ne comporte qu'un seul bobinage. Pour réaliser une fonction d'information, un tel système est combiné avec un ressort de rappel ou un dispositif mécanique auxiliaire [5].

I.3.2 Système réductant à plusieurs bobinages

La présence de plusieurs bobinages permet de réaliser des fonctions mécaniques d'information sans dispositifs auxiliaires. Il peut s'agir aussi bien de mouvements de va-et-vient que de mouvements continus [5].

I.3.3 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 réductant [5].

I.3.4 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 [4] :

- ♣ Moteurs à aimants permanents.
- ♣ Moteur à réductance variable.

Il existe deux modes de fonctionnement des moteurs pas à pas [4] :

- ♣ 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.3.5 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 [5].

Un système réductant est caractérisé par les propriétés suivantes :

- ♣ 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.
- ♣ 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 perméances.
- ♣ 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 réductant devient alors très difficile à assimiler.

I.3.5.1 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.

I.3.5.2 Classification des MRV

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) [1].

a) Machines synchrones à pôles saillants

Ce sont des machines synchrones à pôles saillants au rotor sans excitation. Elles sont à champ tournant. Les enroulements 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.

b) 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 [11].

c) MRV pures

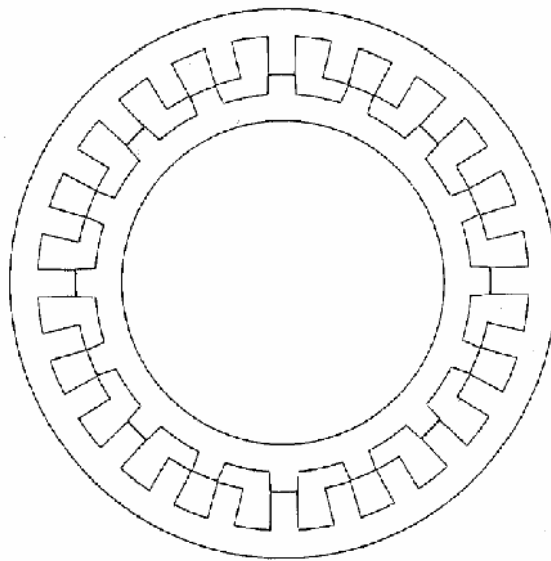
Cette MRV est principalement utilisée dans l'industrie pour les systèmes de démarreur alternateur, dans les véhicules hybrides ou les avions. Elle est aussi utilisée pour les systèmes de génération d'électricité dans l'aérospatial [3].

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

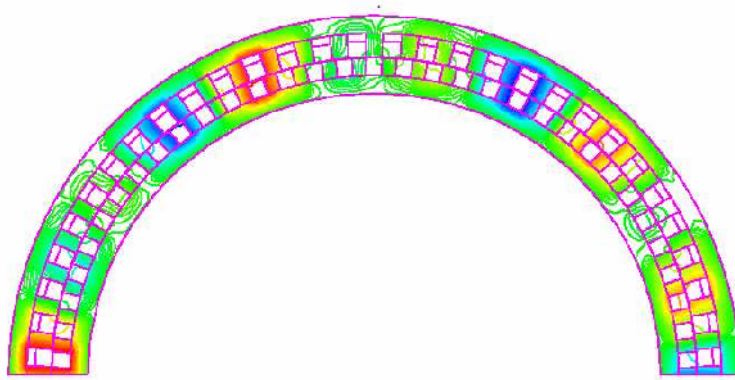
Pour une MRV alimentée par des courants de forme rectangulaire, la vitesse de rotation du rotor Ω est liée à la pulsation des courants statoriques ω et au nombre de dents au rotor N_r par la relation suivante :

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

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

**Fig I-2 : MRV pure****d) MRV Vernier**

Alors que la MRV pure est alimentée par des courants de forme rectangulaire, la MRV vernier est alimentée par des courants sinusoïdaux. En effet, le pas dentaire au rotor et au stator est légèrement différent, ce qui permet d'obtenir une perméance sinusoïdale. Le fonctionnement de cette machine, excitée au rotor et au stator, est similaire à celui d'une machine synchrone à rotor lisse. L'avantage de cette structure est que l'on peut lui associer un convertisseur classique. [3]

**Fig I-3: MRV à effet vernier**

e) MRV hybrides

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

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

$$|N_s - N_r| = p$$

Avec : p : Nombre de paires de pôles.

N_s : Nombre de plots au stator.

N_r : Nombre de plots au rotor.

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

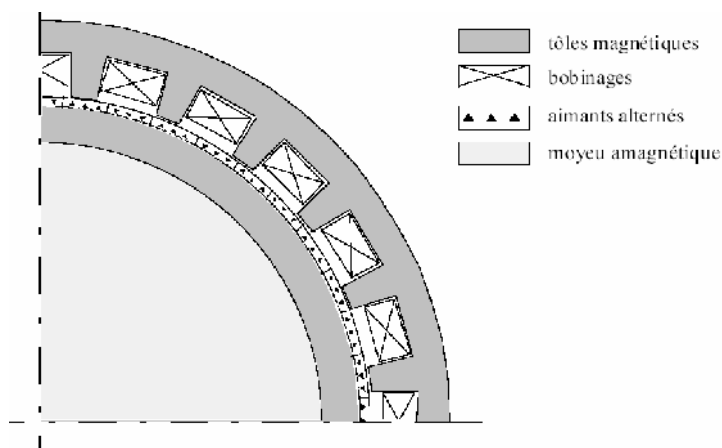


Fig I-4 : MRV hybrides

I.4 Avantages et inconvénients de la MRV

La MRV présente l'avantage d'une grande simplicité de construction mécanique, d'un faible coût, d'une bonne robustesse et d'un couple massique élevé. De plus, l'absence d'excitation au rotor permet de réduire les pertes qui sont alors principalement localisées dans le stator plus simple à refroidir. Les deux principaux inconvénients de cette machine sont la complexité de la commande et l'ondulation du couple provoquant un bruit important. Cette ondulation peut cependant être minimisée avec une stratégie de commande adéquate.

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 dents statoriques, 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.

Introduction

L'énergie est indispensable à la plupart des activités humaines. Elle est utilisée sous trois différentes formes finales : la chaleur pour l'industrie et le chauffage des locaux, la force motrice fixe pour l'électricité, l'éclairage, le froid, l'électroménager, les moteurs et certains procédés industriels et la force motrice mobile pour les transports.

Dans ce chapitre nous allons tout d'abord faire un bref rappel sur les principes fondamentaux de la conversion d'énergie, les diverses expressions de l'énergie magnétique, 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 μ , où règne un champ magnétique $\vec{H}$. La considération des équations de Maxwell montre qu'il y est emmagasiné une énergie magnétique dW [2]. L'énergie magnétique par élément de volume appelée communément densité d'énergie vaut par définition :

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

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

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

$$\frac{dW}{dv} = \frac{1}{2} \cdot B \cdot H$$

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

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

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

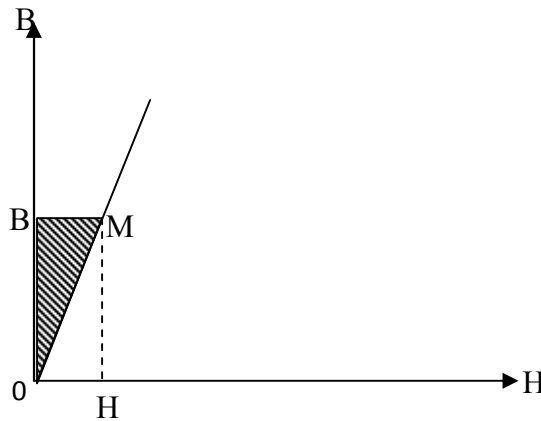


Fig II-1: Courbe de magnétisation $B=f(H)$ et la densité d'énergie magnétique

II.1.2 Diverses expressions de l'énergie magnétique emmagasinée

II.1.2.1 Circuits électromagnétiques indéformables

II.1.2.1. Circuits non saturés

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

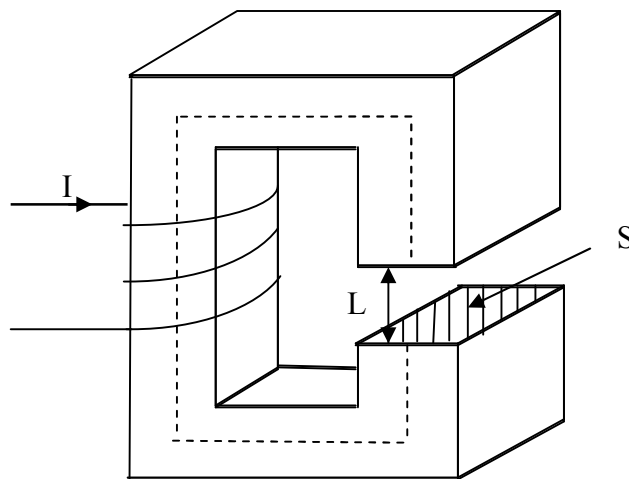


Fig II-2: Circuit magnétique

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

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

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

$$v = L \cdot S$$

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

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

En faisant intervenir le flux φ dans le circuit magnétique représenté par la fig II-2, $\varphi = B \cdot S$ et la force magnétomotrice $F = ni$ de la bobine reliée au champ par $H \cdot L = ni = F$, on peut exprimer l'énergie magnétique stockée par la relation suivante :

$$W = \frac{1}{2} \cdot \varphi \cdot F \quad [\text{II-3}]$$

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

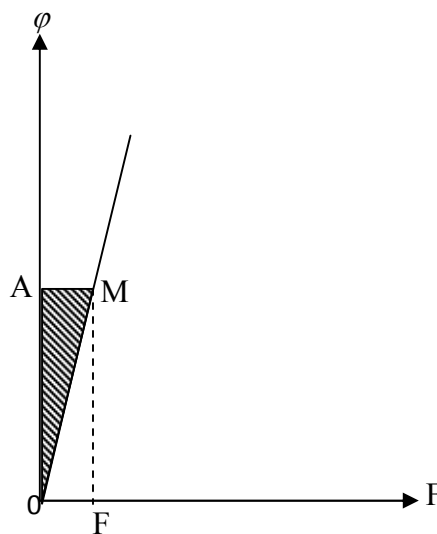


Fig II-3 : Courbe de magnétisation $\varphi(F)$ et d'énergie magnétique.

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

$$n.i = F = \mathfrak{R}.\varphi \Rightarrow \varphi = \frac{1}{\mathfrak{R}} \cdot F$$

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

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

On peut donc aussi exprimer l'énergie magnétique sous l'une ou l'autre des formes suivantes :

$$W = \frac{1}{2} \cdot \mathfrak{R} \cdot \varphi^2 = \frac{1}{2} \cdot \wp \cdot F^2 \quad [\text{II-4}]$$

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

Il est parfois plus commode de faire intervenir l'inductance L de la bobine d'alimentation.

$$L = n \cdot \frac{\varphi}{i} = \frac{\lambda}{i}$$

$$\text{Avec : } \lambda = n\varphi$$

On représente alors la courbe de magnétisation sous une troisième forme $\lambda(i)$ fig II-4. Encore identique, à un changement d'échelle près sur l'axe, aux courbes $B(H)$ et $\varphi(F)$, et dont la pente représente précisément l'inductance L du noyau.

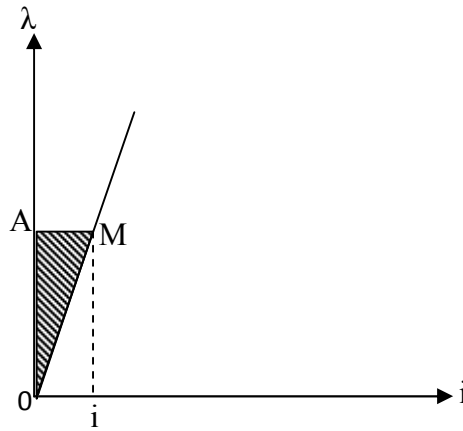


Fig II-4: Courbe de magnétisation $\lambda(i)$ et énergie magnétique.

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

$$W = \frac{1}{2} \cdot \lambda \cdot i = \frac{1}{2} \cdot L \cdot i^2 \quad [\text{II-5}]$$

II.1.2.1.2 Circuits saturés

Dans le cas des matériaux de perméabilité variable, c'est-à-dire pratiquement pour tous les matériaux ferromagnétiques. Les vecteurs $\vec{B}$ et $\vec{H}$ ne sont plus colinéaires, et on doit définir l'énergie magnétique de façon différentielle [2].

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

$$d\left(\frac{W}{v}\right) = H \cdot dB \quad [\text{II-6}]$$

En intégrant cette expression on aura :

$$\frac{W}{v} = \int_0^B H \cdot dB \quad [\text{II-7}]$$

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

Ou encore, pour une variation élémentaire dH du champ.

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

En intégrant cette expression on aura :

$$\frac{W'}{v} = \int_0^H B.dH \quad [\text{II-8}]$$

Cette quantité s'appelle la densité de Co-énergie associée.

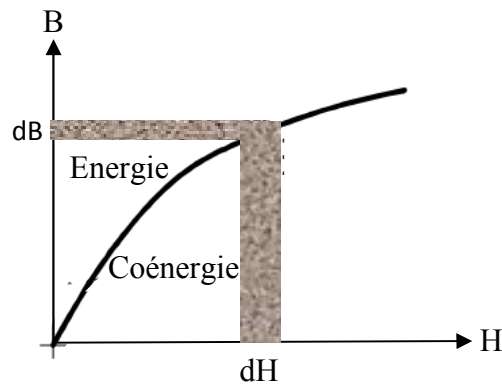


Fig II-5 : Représentation de l'énergie et de la coénergie pour un circuit saturé

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

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

Son énergie magnétique sera définie par :

$$W = \int_0^{\varphi_f} F.d\varphi \quad [\text{II-9}]$$

Sa Co-énergie se définit par :

$$W' = \int_0^{F_f} \varphi \cdot dF \quad [\text{II-10}]$$

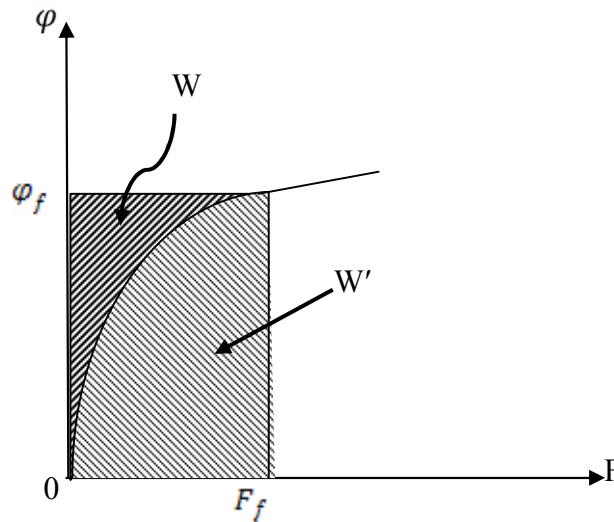


Fig II-6 : Energie et coénergie

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

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

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

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

Energie magnétique

$$W = \int_0^{\lambda} i \cdot d\lambda$$

Co-énergie magnétique

$$W' = \int_0^i \lambda \cdot di$$

$$W + W' = \lambda \cdot i$$

[II-11]

Remarque

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

$$W = W' = \frac{1}{2} \phi \cdot F \quad [\text{II-12}]$$

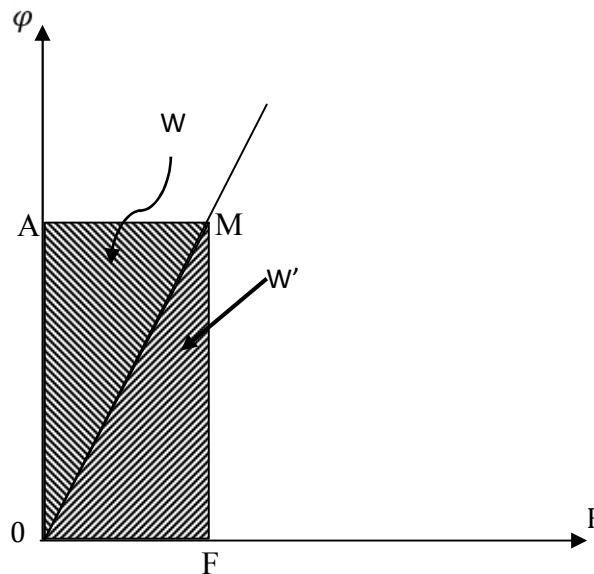


Fig II-7 : Courbe de magnétisation d'un circuit linéaire.

II.1.2.2 Circuits électromagnétiques déformables**II.1.2.2.1 Circuit magnétique saturé****a- Conservation des énergies**

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

Un exemple du circuit magnétique déformable est représenté sur la fig II-8. Ce circuit est constitué de deux parties ; une partie fixe (noyau) et une partie mobile. Sur son noyau est enroulé une bobine de n spires traversée par un courant i et produisant

un flux ϕ . Ce noyau est de section S , de longueur moyenne L . entre les deux parties, on laisse deux espaces de même épaisseur e , pour que la partie mobile puisse tourner librement autour de l'axe horizontal.

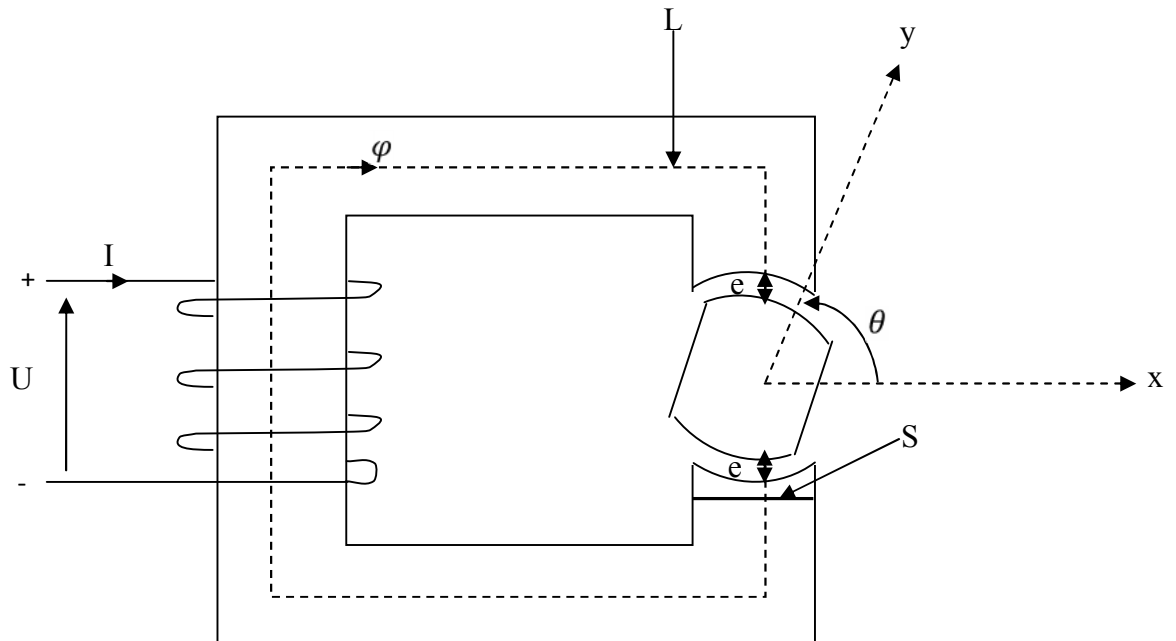


Fig II-8 : Circuit magnétique déformable élémentaire.

➤ Energie électrique

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

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

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

$$u = n \frac{d\phi}{dt} = \frac{d\lambda}{dt} \quad [\text{II-13}]$$

L'énergie électrique élémentaire fournie par la source vaut donc :

$$dW_{\text{elec}} = u.i.dt = \frac{d\lambda}{dt} . i . dt$$

$$dW_{elec} = i \cdot d\lambda \quad [\text{II-14}]$$

➤ Energie mécanique

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

$$dW_{mec} = C_e \cdot d\theta_{mec} \quad [\text{II-15}]$$

C_e : Couple électromagnétique

➤ Energie magnétique

L'énergie magnétique a été déjà définie au moyen de la courbe de magnétisation $\lambda(i)$ par l'expression [II-11].

$$W = \int_0^{\lambda} i d\lambda$$

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

$$W(\lambda, \theta_{mec}) = \int_0^{\lambda} i(\lambda, \theta_{mec}) \cdot d\lambda \quad [\text{II-16}]$$

Sa variation élémentaire vaut d'une façon générale :

$$dW(\lambda, \theta_{mec}) = \frac{\partial W(\lambda, \theta_{mec})}{\partial \lambda} \cdot d\lambda + \frac{\partial W(\lambda, \theta_{mec})}{\partial \theta_{mec}} \cdot d\theta_{mec} \quad [\text{II-17}]$$

On peut donc écrire :

$$dW_{elec} = dW_{mec} + dW$$

$$i.d\lambda = C_e.d\theta_{mec} + dW \quad [II-18]$$

b- Diverses expressions du couple électromagnétique

➤ Couple électromagnétique en fonction de l'énergie magnétique

Si on considère que le déplacement $d\theta_{mec}$ s'effectue de telle sorte à avoir un flux constant $d\lambda = 0$, l'expression (II-17) devient

$$dW(\lambda, \theta_{mec}) = \frac{\partial W(\lambda, \theta_{mec})}{\partial \theta_{mec}} \cdot d\theta_{mec}$$

L'énergie magnétique emmagasinée dans le circuit magnétique est représentée par la surface délimitée par les deux courbes de magnétisation de la figure ci-dessous

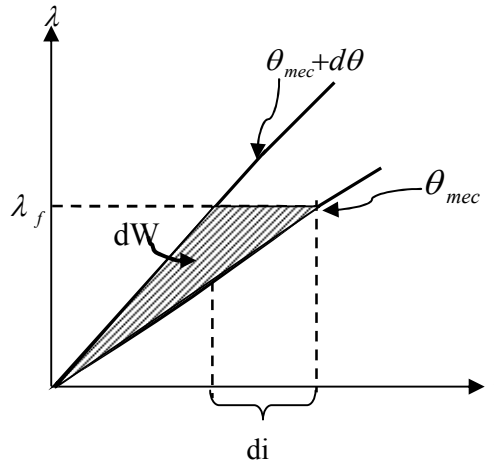


Fig II-9: Variation de l'énergie magnétique à flux constant

L'expression [II-18] s'écrit :

$$0 = C_e \cdot d\theta_{mec} + dW$$

$$\Rightarrow C_e = \frac{-dW(\lambda, \theta_{mec})}{d\theta} \quad [II-19]$$

➤ Couple électromagnétique en fonction de la coénergie

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

$$W'(i, \theta_{mec}) = \int_0^{i_f} \lambda(i, \theta_{mec}) \cdot di \quad [\text{II-20}]$$

Elle est représentée par la surface délimitée par deux courbes de magnétisation de la figure ci- dessous

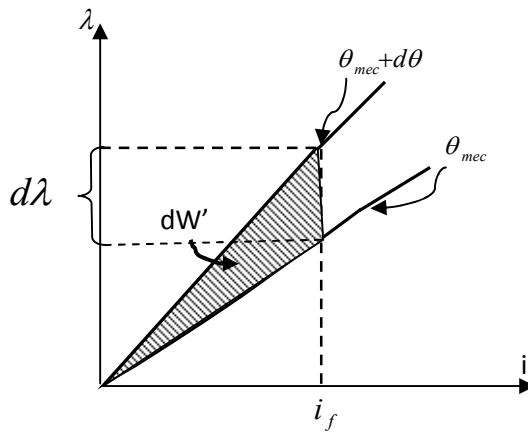


Fig II-10 : Variation de l'énergie magnétique à courant constant

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

$$dW' + dW = \lambda \cdot di + i \cdot d\lambda$$

Comme : $di = 0$

Donc :

$$dW' + dW = i \cdot d\lambda \quad [\text{II-21}]$$

Remplaçant l'expression [II-21] dans [II-18], on aura :

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

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

$$\Rightarrow C_e = \frac{dW'(i, \theta_{mec})}{d\theta_{mec}} \quad [\text{II-22}]$$

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 fig II-7, le flux est directement proportionnel au courant i , seul le facteur de proportionnalité (inductance ou reluctance) étant alors fonction de la position θ [2].

$$\lambda = n\varphi = L(\theta_{mec}).i \quad [\text{II-23}]$$

Ou encore :

$$ni = \Re(\theta_{mec}).\varphi \quad [\text{II-24}]$$

$$\Re(\theta_{mec}) = \frac{n^2}{L(\theta_{mec})}$$

$$\wp(\theta_{mec}) = \frac{1}{\Re(\theta_{mec})} = \frac{L(\theta_{mec})}{n^2}$$

L'énergie magnétique et la coénergie sont alors égales, et les expressions [II-19] et [II-22] se simplifient, par le fait que la variation θ_{mec} apparaît maintenant indépendamment de i ou de φ . L'énergie magnétique s'écrit, d'après [II-4] :

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

Et le couple électromagnétique vaut alors :

$$C_e = -\frac{1}{2}\varphi^2 \cdot \frac{d\Re(\theta_{mec})}{d\theta_{mec}} \quad [\text{II-25}]$$

La coénergie s'écrit d'après l'expression [II-5] :

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

Le couple électromagnétique vaut aussi d'après [II-22] :

$$C_e = \frac{1}{2} i^2 \cdot \frac{dL(\theta_{mec})}{d\theta_{mec}} \quad [\text{II-26}]$$

Les deux expressions [II-25] et [II-26] sont naturellement identiques, compte tenu d'une ou d'autre des relations [II-23] et [II-24], et en dérivant $L(\theta_{mec}) = \frac{n^2}{\Re(\theta_{mec})}$.

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

$$C_e = \frac{1}{2} i^2 \cdot n^2 \cdot \frac{d\wp(\theta_{mec})}{d\theta_{mec}}$$

$$C_e = \frac{1}{2} F^2 \cdot \frac{d\wp(\theta_{mec})}{d\theta_{mec}} \quad [\text{II-27}]$$

II.2 Conversion électromécanique d'une MRVDS

II.2.1 Expression du couple électromagnétique d'une MRVDS

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

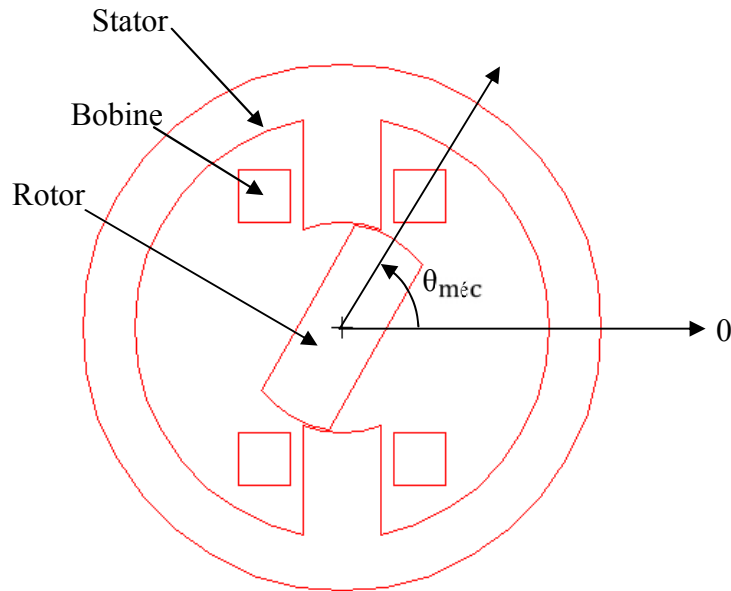


Fig II-11: Modèle élémentaire d'une MVRDS

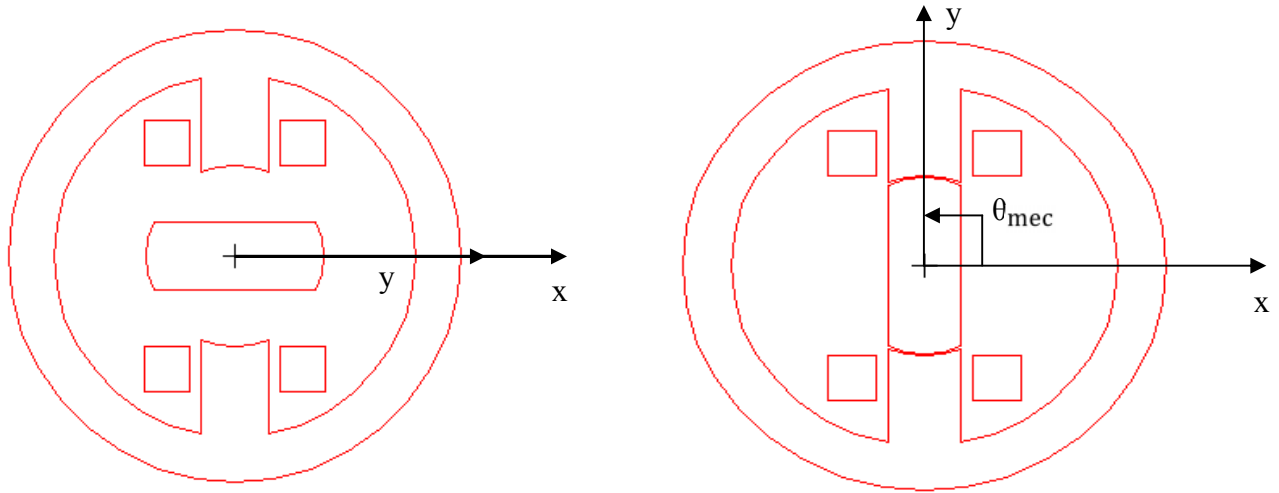
Le fonctionnement de la MRV est basé sur la variation de l'énergie magnétique entre deux positions remarquables du rotor

- La position de l'opposition $\theta_{mec} = 0$
- La position de la conjonction : $\theta_{mec} = \frac{\pi}{2}$

Avec :

θ_{mec} : L'angle mécanique entre les axes liés au stator et au pôle rotorique.

Ces deux positions sont montrées sur la fig II-12.



La position d'opposition

$$\theta_{mec} = 0$$

la position de conjonction

$$\theta_{mec} = \frac{\pi}{2}$$

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

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

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

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

Avec : W_{em} représente l'énergie magnétique.

W'_{em} représente la coénergie magnétique.

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

N_r : Nombre de dents rotoriques équi-répartis.

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

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

Lorsque le rotor s'éloigne de cette position, la perméance diminue. Le circuit magnétique devient plus réluctant et la machine développe alors un couple résistive 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-13, nous avons fait un calcul numérique avec la méthode des éléments finis à l'aide du logiciel MAXWELL 2D. Pour se faire, la bobine d'alimentation est alimentée par un courant constant. On fait pivoter le rotor par pas grossiers, et pour chaque position nous calculons la valeur du couple résultant.

L'allure de ce dernier est donnée sur la fig II-13:

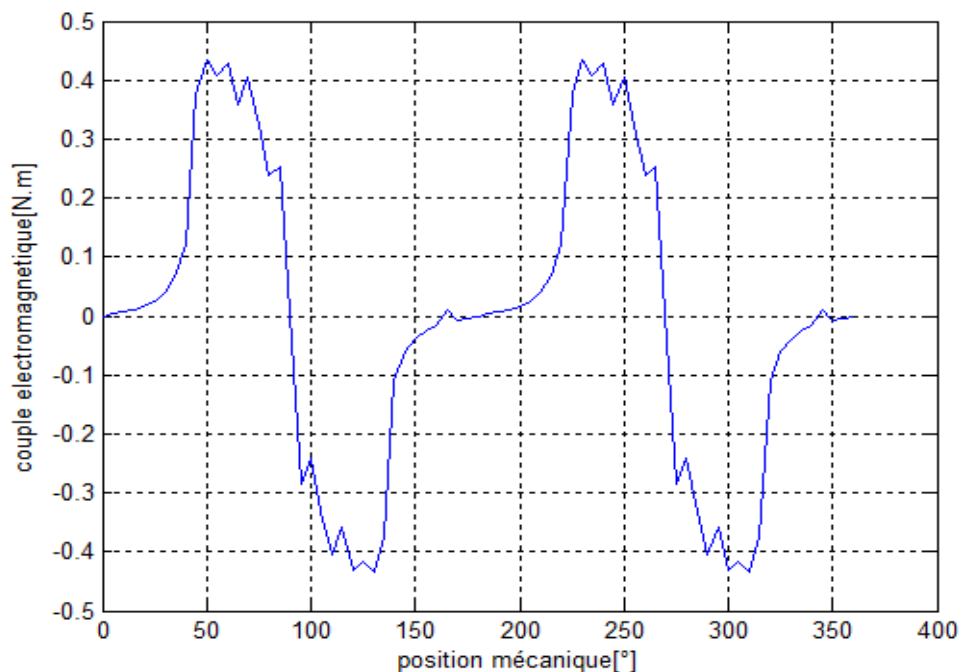


Fig II-13 : Variation du couple électromagnétique en fonction de la position du rotor

La forme du couple électromagnétique obtenue est celle du couple total représentant la somme des couples d'attraction et du couple de répulsion durant un tour mécanique total. A partir de la position d'opposition $\theta_{mec}=0$ le couple croît lentement autour de $\theta_{mec}=7.5^\circ$, puis il croît rapidement 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 pousser la simplification à l'extrême 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 (l) et le couple (C) idéalisés.

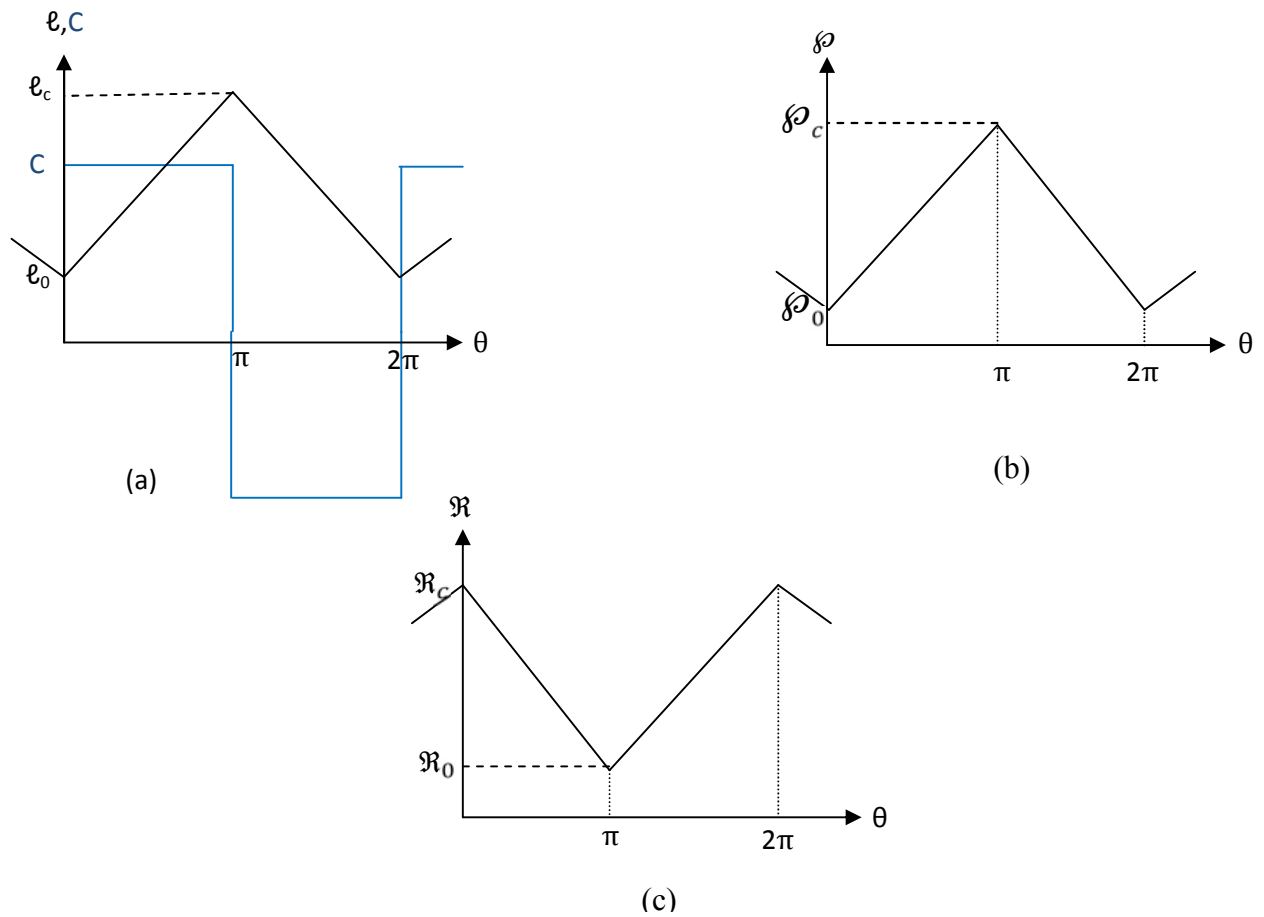


Fig II-14 : Variation de l'inductance (l), de la reluctance ($\mathfrak{R}$), de la perméance (ϕ) et du couple (C) en fonction de la position du rotor

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.

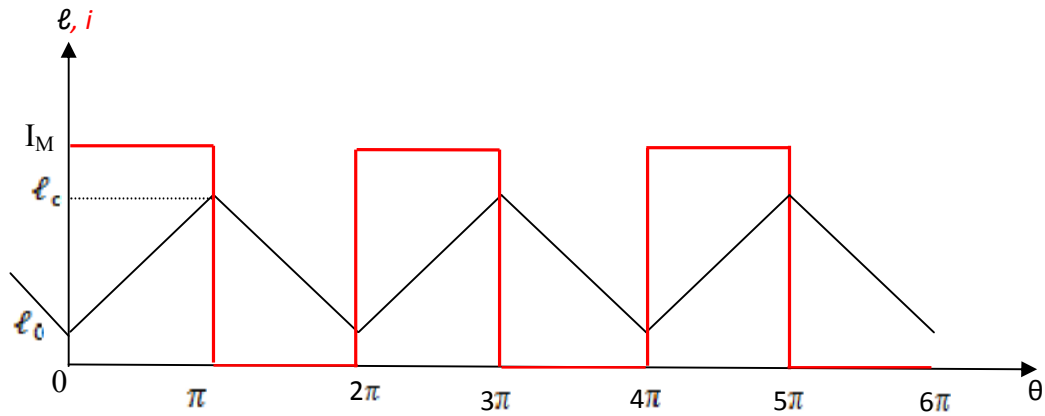


Fig II-15 : Variation de l'inductance et du courant en fonction de la position

La courbe du couple qui en résulte est donnée par la figure suivante :

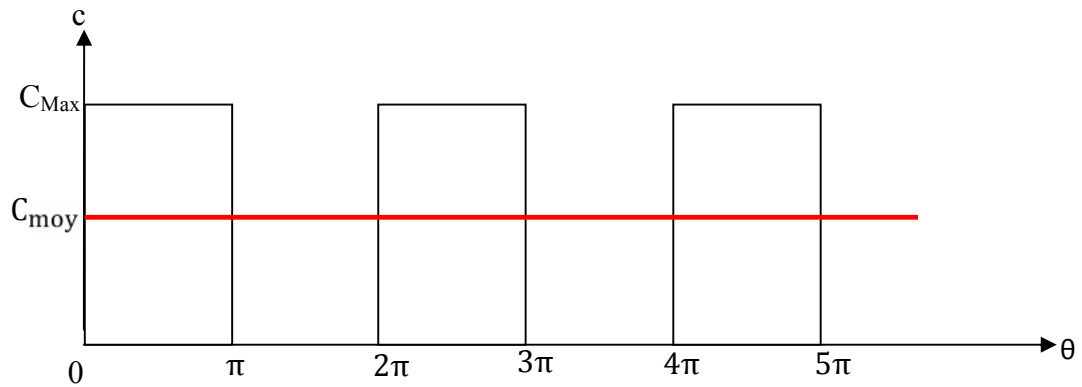


Fig II-16 : Couple idéal et couple moyen

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

$$C = \frac{1}{2} i^2 \frac{d\ell(\theta_{m\acute{e}c})}{d\theta_{m\acute{e}c}} = \frac{N_r}{2} i^2 \frac{d\ell(\theta)}{d\theta}$$

En calculant la valeur moyenne de ce couple, on aura

$$C_{\text{moy}} = \frac{1}{2\pi} \int_0^\pi C d\theta \quad [\text{II-28}]$$

En remplaçant le couple par son expression dans [II-28], on obtient

$$C_{\text{moy}} = \frac{1}{2\pi} \int_0^\pi \frac{N_r}{2} i^2 \frac{d\ell(\theta)}{d\theta} d\theta \quad [\text{II-29}]$$

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

$$\frac{d\ell(\theta)}{d\theta} = \frac{\ell_c - \ell_o}{\pi} \quad [\text{II-30}]$$

En remplaçant [II-30] dans [II-29], on aura

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

$$C_{\text{moy}} = \frac{N_r}{4\pi} I_M^2 (\ell_c - \ell_o) \quad [\text{II-31}]$$

On a:

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

En remplaçant $\ell(\theta)$ par son expression dans [II-31], on trouve

$$C_{\text{moy}} = N_r \frac{(nI_M)^2}{2} \frac{(\wp_c - \wp_o)}{2\pi} \quad [\text{II-32}]$$

$\wp_c$ et $\wp_o$ sont les perméances 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 perméances extrêmes.

D'après l'expression II-32, 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 $\wp_c$.
- Diminuer la perméance d'opposition $\wp_o$.

Mais l'augmentation de I_M induit l'augmentation de la densité de courant δ , ce qui provoque des pertes joules plus élevées. Ces pertes peuvent s'exprimer à partir du volume de cuivre et des ampères-tours efficaces nI_{eff} dans chaque phase :

$$P_j = \rho * \frac{N_s}{2} * (nI_f)^2 * \frac{K_l * l}{K_b * S_b}$$

$$= 2.N_s.\rho. K_l K_b S_b \delta^2$$

Où :

N_s : Nombre de dents statoriques.

K_l : Coefficient de longueur l , prenant en compte les têtes de bobines.

ρ : Résistivité des conducteurs.

s_b : Surface bobinaire.

Comme $\delta = \frac{nI_{eff}}{S_b} = \text{cst}$, donc pour garder les pertes joules constantes, le courant et la surface bobinaire doivent rester constants.

L'augmentation excessive de nombre de dents rotoriques N_r , réduit la saillance de la machine et tend vers une structure lisse sans effet réactif. Une étude sur les combinaisons de nombres de dents rotorique N_r et statorique N_s a été effectuée pour les MRVDS, le tableau ci-dessous représente les principales possibilités de combinaisons ainsi que le nombre de phase q et paire de pôle p [1].

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

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

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

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

$$C_{\text{moy}} = N_r \frac{(nI_M)^2}{2} \frac{\varphi_c}{2\pi} \quad [\text{II-33}]$$

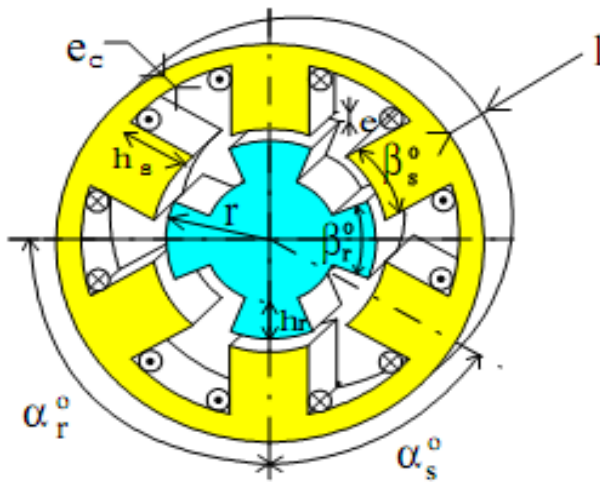


Fig II-17 : Définition des principaux paramètres géométriques des MRVDS

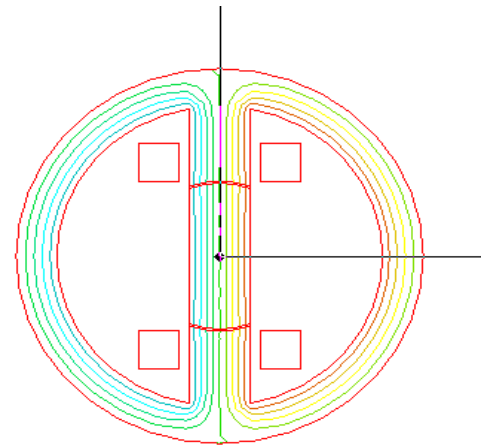


Fig II-18 : Représentation des lignes du flux dans la position de conjonction

La perméance de conjonction peut se calculer simplement par :

$$\wp_c = \frac{1}{\mathfrak{R}_e + \mathfrak{R}_f} \quad [\text{II-34}]$$

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

$$\wp_c \cong \frac{1}{\mathfrak{R}_e} \quad [\text{II-35}]$$

$$\wp_c \cong \frac{\mu_0 S}{L} \cong \frac{\mu_0 S}{2e} \quad [\text{II-36}]$$

Avec: $S = \tau l \quad [\text{II-37}]$

On suppose que l'entrefer (e) est tellement petit devant les largeurs des plots rotoriques et statoriques, ce qui signifie que la surface de l'entrefer est égale à la surface de la culasse, en plus on considère $\beta_s^\circ = \beta_r^\circ$.

$$\beta_s^r = \frac{\tau}{r} \Rightarrow \tau = \beta_s^r r \quad [\text{II-38}]$$

Avec : B_s^r en radian.

$$\beta_s = \frac{\beta_s^r}{\alpha_s^r} \Rightarrow \beta_s^r = \beta_s \alpha_s^r \quad [\text{II-39}]$$

Avec : $\alpha_s^r = \frac{2\pi}{N_s} \Rightarrow \beta_s^r = \beta_s \frac{2\pi}{N_s} \quad [\text{II-40}]$

En remplaçant [II-40] dans [II-38] on trouve :

$$\tau = \beta_s \frac{2\pi}{N_s} r \Rightarrow S = \beta_s \frac{2\pi}{N_s} rl \quad [\text{II-41}]$$

En remplaçant [II-41] dans [II-36] on trouve :

$$\wp_c \cong \mu_0 \frac{\beta_s \frac{2\pi r l}{N_s}}{2e} \quad [\text{II-42}]$$

Dans le cadre de ces hypothèses, et en remplaçant $\wp_c$ par sa valeur dans l'équation [II-33], le couple moyen vaut :

$$C_{\text{moy}} = q \frac{N_r}{4\pi} (nI_M)^2 \mu_0 \frac{\beta_s \frac{2\pi r l}{N_s}}{2e} \quad [\text{II-43}]$$

La densité de courant efficace dans les conducteurs s'écrit :

$$\delta = (nI_{\text{eff}}) / (K_b S_b) \quad [\text{II-44}]$$

L'aire bobinable S_b sera calculée d'une façon approximative, en la considérant définie sur la base d'un rectangle, dont les dimensions sont la hauteur des dents statoriques et la largeur du demi intervalle polaire au niveau de l'entrefer s'exprime par :

$$S_b = h_s \frac{1}{2} r (\alpha_s^\circ - \beta_s^\circ) = h_s \frac{1}{2} r (\alpha_s^\circ - \beta_s \alpha_s^\circ) S_b = \frac{1}{2} h_s \alpha_s^\circ (1 - \beta_s)$$

$$s_b = \frac{1}{2} h_s \alpha_s^\circ (1 - \beta_s) = \frac{1}{2} h_s \frac{2\pi}{N_s} (1 - \beta_s)$$

$$S_b = (h_s \frac{\pi}{N_s}) (1 - \beta_s) \quad [\text{II-45}]$$

Dans le cas général, on a :

$$K_i = \frac{I_{\text{max}}}{I_{\text{eff}}} \quad [\text{II-46}]$$

k_i : facteur de forme du courant

On peut donc écrire :

$$nI_{\text{max}} = K_i nI_{\text{eff}} \quad [\text{II-47}]$$

A partir de l'équation [II-43], on abouti à :

$$(nI_{\text{eff}})^2 = \delta^2 K_b^2 S_b^2 = \delta^2 K_b^2 (1 - \beta_s)^2 r^2 h_s^2 \frac{\pi^2}{N_s^2} \quad [\text{II-48}]$$

$$\Rightarrow (nI_{\text{max}})^2 = k_i \delta^2 K_b^2 (1 - \beta_s)^2 r^2 h_s^2 \frac{\pi^2}{N_s^2} \quad [\text{II-49}]$$

On remplace $(nI_{\text{max}})^2$ par son expression dans II-43, le couple moyen vaut :

$$C_{\text{moy}} = q \frac{N_r}{N_s^3} \pi^2 \mu_0 (K_i K_b)^2 \beta_s (1 - \beta_s)^2 \frac{r^3 \cdot L \cdot h_s^2}{e} \delta^2 \quad [\text{II-50}]$$

Où :

q : Nombre de phases.

N_r et N_s : Nombre de plots rotoriques et statoriques.

r : Rayon de l'entrefer.

L : Longueur de la machine.

h_s : Hauteur de la dent statorique.

δ : Densité de courant.

e : Largeur de l'entrefer.

Cette expression est très approximative. Elle nous permet néanmoins de dégager les paramètres sur lesquels on peut agir pour éventuellement maximiser le couple moyen.

Pour augmenter le couple moyen, on peut :

Agir sur le nombre de dents rotoriques N_r , le nombre de dents statoriques N_s , et le nombre de phase de la machine q , néanmoins ces paramètres ne doivent pas être touchés car ça change la nature de la machine.

D'après l'expression [II-50], le couple moyen est inversement proportionnel à l'épaisseur de l'entrefer e . la réduction de l'entrefer e permet d'agir sur le couple moyen. Cette minimisation est limitée par les contraintes mécaniques de précision, de centrage et par le bruit acoustique qui seront d'autant plus élevées que l'entrefer est

réduit. Dans notre cas, nous garderons e constant pour tous les calculs et simulation, car elle est bien optimisée.

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

L'action sur la densité de courant δ n'est pas souhaitable, car elle entraîne l'augmentation des pertes joules qui modifie le système de refroidissement.

La valeur de la perméance d'opposition $\wp_0$ que nous avons négligée devant $\wp_c$ dépend en fait principalement de deux rapports de dimensions des dentures statoriques et rotoriques. La fig II-20 décrit qualitativement l'influence des paramètres géométriques statoriques et rotoriques sur la perméance $\wp_0$ [1].

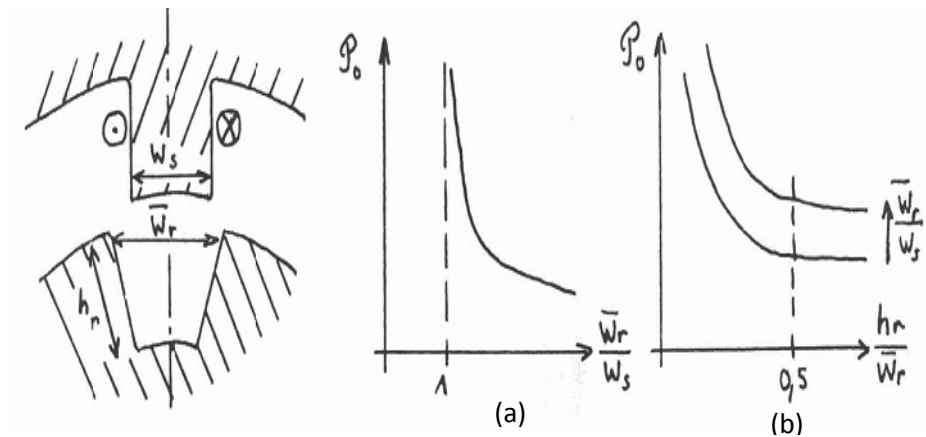


Fig II-19 : Paramètres géométriques influents sur la perméance d'opposition

Pour réduire la perméance d'opposition :

D'après la fig II-19-a), le rapport $\frac{W_r}{W_s}$ doit être plus élevé que possible. On suppose que W_s est fixe, dans ce cas on doit augmenter W_r et cela en diminuant N_r ou β_r .

➤ Si on réduit N_r , W_r augmente, mais la réduction de N_r entraîne la diminution de couple moyen.

➤ Pour augmenter W_r , on doit diminuer β_r conformément à l'équation :

$W_r = \alpha_r - \beta_r$, et sa limite est définie par l'égalité des angles polaires statorique

et rotorique.

D'après la fig II-19-b), on a tout intérêt à ce que la hauteur h_r des dents rotoriques soit la plus élevée possible. Sa valeur limite est définie par le risque de saturation de la base des dents.

Dans le cas de notre machine, voir paramètres géométriques données dans le chapitre III.

$$\text{Le rapport } \frac{w_r}{w_s} = \frac{\alpha_r - \beta_r}{w_s} = \frac{90 - 47.58}{37.57} = 1.13$$

$$\text{Le rapport } \frac{h_r}{w_r} = \frac{h_r}{(\alpha_r^r - \beta_r^r) * R_3} = \frac{h_r}{(\alpha_r^o - \beta_r^o) \frac{\pi}{180} * R_3} \frac{14.663}{28.606} = 0.512$$

D'après ces calculs, nous observons que les dimensions des plots statoriques et rotoriques ont été judicieusement bien choisies pour réduire la perméance d'opposition φ_0 .

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

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

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

II.4 Limites de variation des paramètres géométrique retenus

La machine est destinée pour un fonctionnement moteur dans un véhicule hybride, un espace bien déterminé lui a été attribuée. Pour cette raison, on a intérêt à garder l'épaisseur de la culasse constante e_c .

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

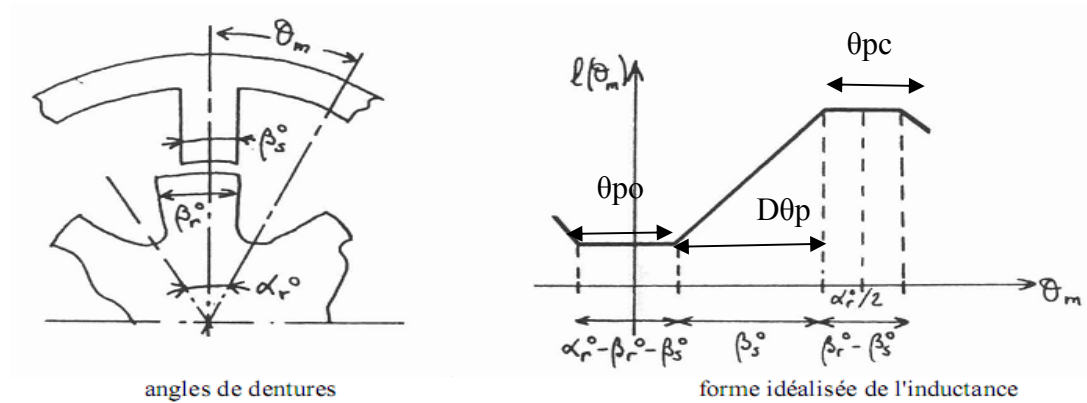


Fig II-20 : L'angle de recouvrement des dents statoriques et rotoriques correspondant à l'angle de production du couple

L'inductance varie linéairement lorsque la surface en regard des dents rotoriques et statoriques varie aussi linéairement [1].

$D\theta_p$ est l'angle de recouvrement mécanique vis-à-vis des dents statoriques et rotoriques en conjonction.

$$D\theta_p = \beta_s^\circ$$

Quand aux "plats" d'opposition et de conjonction, ils correspondent respectivement à l'angle pendant lequel l'inductance est maximale ou minimale.

$$\theta_{po} = \alpha_r^\circ - \beta_r^\circ - \beta_s^\circ$$

$$\theta_{pc} = \beta_r^\circ - \beta_s^\circ$$

Le plat d'opposition nous permet d'avoir la première condition, qui est $\alpha_r^\circ - \beta_r^\circ - \beta_s^\circ \geq 0$ qui se traduit par : la largeur inter polaire du rotor doit être supérieure ou égale à celle de la dent statorique, cette condition est donnée sur la fig II-21-a) par la droite (ϵ) et comme la surface ne peut pas être négative, notre domaine sera limité par le triangle ADE.

Le cas particulier où la largeur de la dent statorique est égale à la largeur de la dent rotorique c-à-d, $\beta_r^\circ = \beta_s^\circ$ est représenté sur la figII-21-a par la droite (Δ).

La droite (Δ) coupe le triangle ADE en deux triangles ABE et ABD. Dans le premier triangle(ABE) on a $\beta_r^\circ < \beta_s^\circ$ correspondant à des dents statoriques plus larges que les dents rotoriques. Dans le deuxième triangle(ABD) on a $\beta_r^\circ > \beta_s^\circ$ correspondant à des dents rotoriques plus larges que les dents statoriques. Ces deux parties donnent des comportements symétriques. Pour des raisons de place bobinable, on préfère avoir des arcs polaires statoriques plus petits que ceux rotoriques, ainsi seul le triangle ABD nous intéresse [1].

En plus de ça on a :

$$\beta_{s\min}^\circ = \frac{2\pi}{qN_r} \quad \text{et} \quad \beta_{r\min}^\circ = \frac{\alpha_r^\circ}{2}$$

Dans le cas de notre machine :

$$\beta_{s\min} = 30^\circ \quad \text{et} \quad \beta_{r\min} = 45^\circ$$

Les deux droites qui passent par ces deux points nous permettent de limiter encore plus le triangle ABD et de le ramener au triangle BCF .

Le triangle construit selon ces conditions est appelé triangle de faisabilité, il est représenté sur la fig II-21-b.

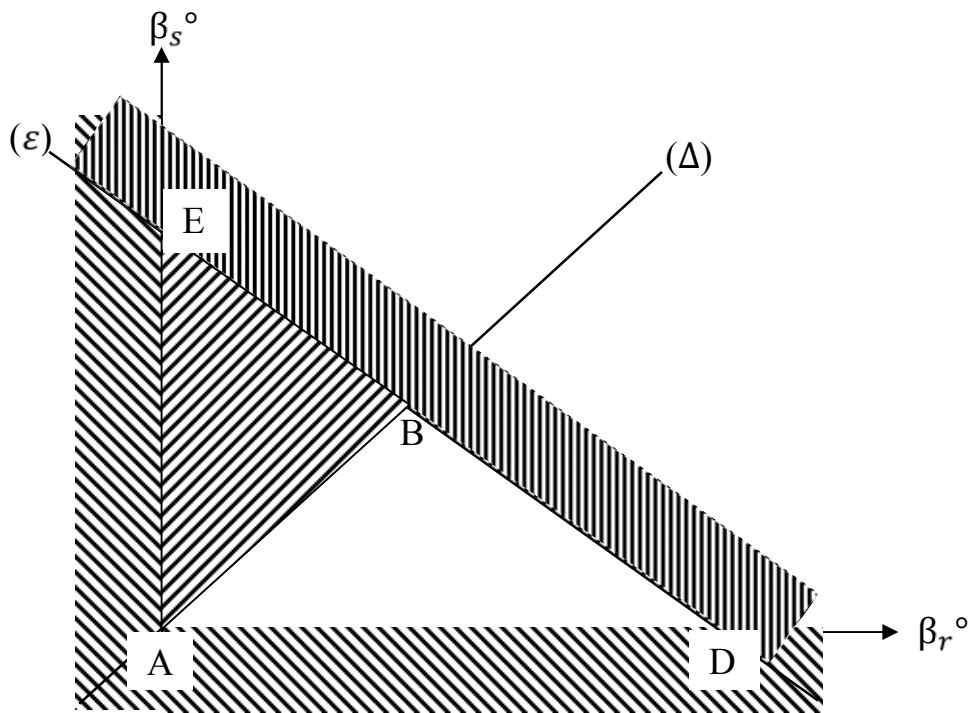


Fig II-21-a) : Limite de variation des angles dentaires

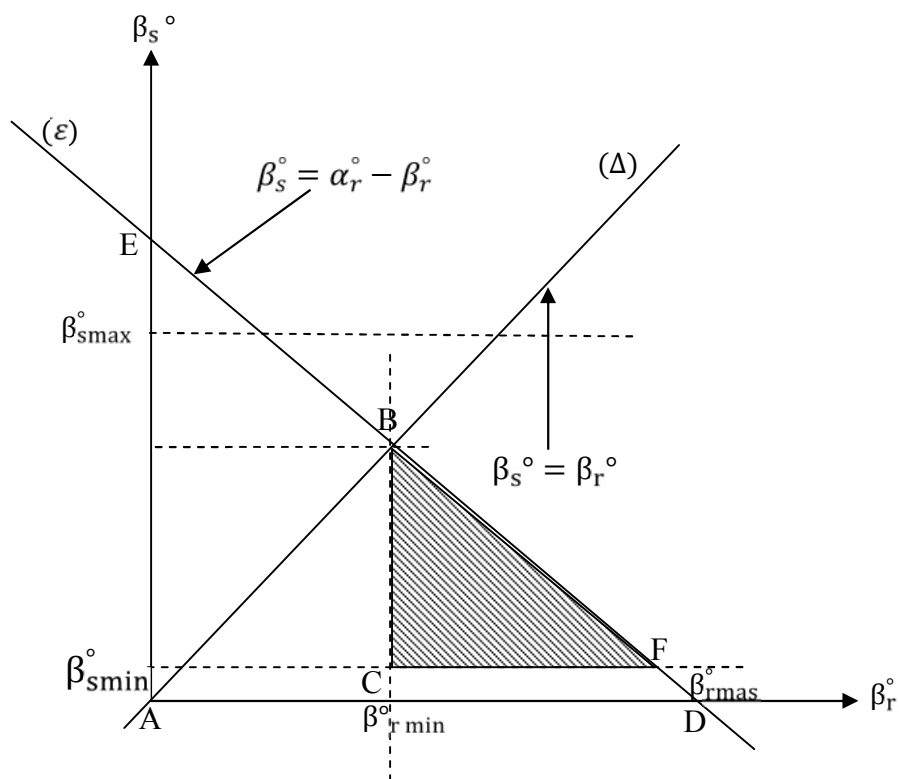


Fig II-21-b) : Triangle de faisabilité des angles dentaires

Conclusion :

Dans ce chapitre, après avoir décrit les différentes expressions de l'énergie électromagnétique pour un circuit déformable et indéformable, nous sommes arrivés à l'expression approximative du couple moyen en fonction des paramètres géométriques, puis nous avons étudié leurs influences sur ce dernier.

Cette étude, nous a permis de dégager les paramètres sur lesquels il faut agir pour maximiser le couple moyen qui sont : la hauteur de la dent statorique h_s , l'angle d'ouverture statorique β_s° et l'angle d'ouverture rotorique β_r° .

Dans la suite du travail, nous allons faire un calcul par éléments finis afin d'étudier l'évolution de couple moyen en fonction de ces paramètres, dans le but de dégager la structure la plus intéressante.

Introduction

Dans ce chapitre, nous présenterons dans un premier temps notre machine de référence sur laquelle nous allons travailler. Puis on passe à son alimentation et le logiciel de calcul utilisé pour calculer son couple. Le calcul du couple électromagnétique moyen peut se faire suivant trois techniques, mais nous opterons pour la plus rapide afin de pouvoir tester un très grand nombre de structures.

Dans un deuxième temps, nous comparerons le couple moyen de plusieurs machines qui se distinguent par la hauteur et la largeur de leurs dents statoriques et rotoriques. Cette étude comparative nous permettra de dégager la structure qui donne le couple moyen max et qui sera finalement comparée à la structure de départ.

III.1 Présentation de la MRVDS 6\4

III.1.1 Dimensions géométriques

La MRVDS triphasée sur laquelle nous travaillons est une machine à 6 pôles statoriques et 4 pôles rotoriques notée MRVDS 6/4. Cette machine est prise dans la thèse du Luc MOREAU [2]. Elle a été dimensionnée au laboratoire IREENA par Mr Zaim. Ses dimensions géométriques sont données sur la fig III-1

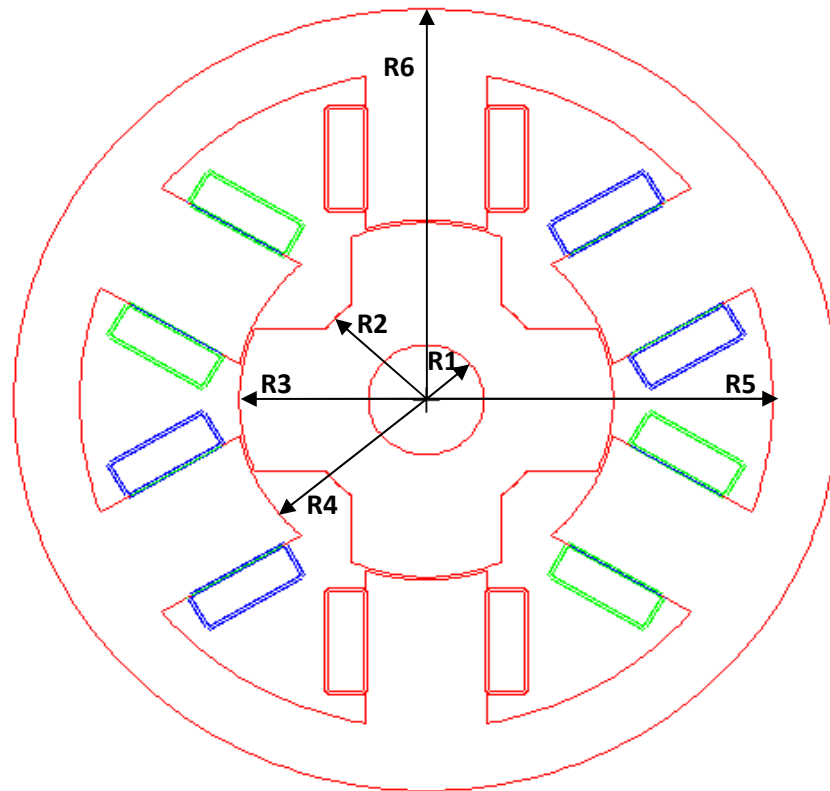


Fig III-1 : Paramètres dimensionnels de la MRVDS 6/4

$R1=11.9\text{mm}$

$R2=25.3\text{mm}$

$R3=38.6\text{mm}$

$R4=39.3\text{mm}$

$R5=71.3\text{mm}$

$R6=85.3\text{mm}$

$B_s=37.57^\circ$

$B_r=47.58^\circ$

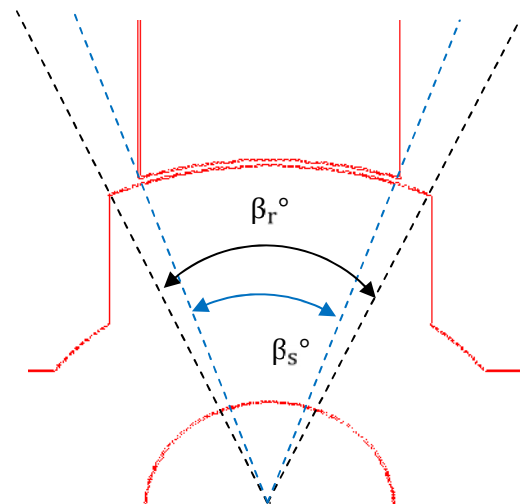


Fig III-1-a : Les angles d'ouvertures rotoriques et statoriques

$$a=3.9\text{mm}$$

$$b=22.6\text{mm}$$

$$c=7.9\text{mm}$$

$$d=6.6\text{mm}$$

$$e=0.6\text{mm}$$

$$f=14.6\text{mm}$$

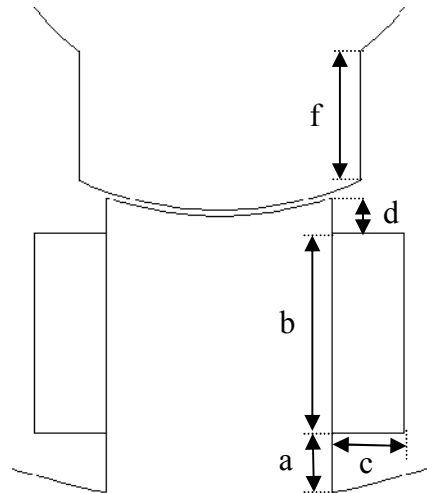


Fig III-1-b : Zoom sur les plots statorique et rotorique

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. La résistance de la phase mesurée à chaud avec le câble d'alimentation est de $R=1.08\Omega$ [2]. Le courant maximal d'alimentation de la machine est de 18A.

III.1.2 Séquences d'alimentation

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

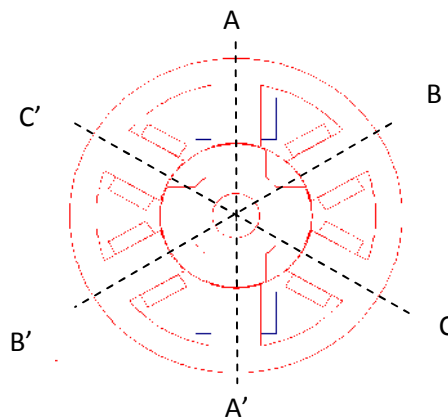


Fig III-2-a : Alimentation de la phase A

L'alimentation consécutive de la phase B attire le plot du rotor le plus proche. Elle provoque donc un décalage du rotor jusqu'à ce que ce plot soit aligné avec celui du stator comme le montre la fig III-2-b.

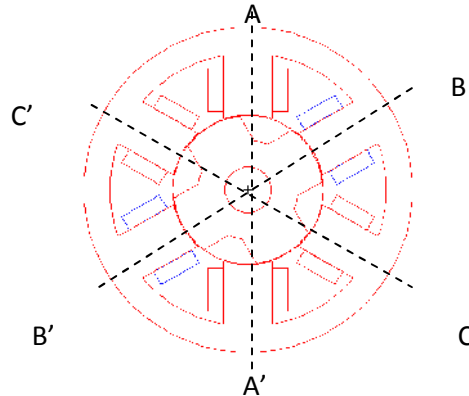


Fig III-2-b : Alimentation de la phase B

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 fig III-2-c.

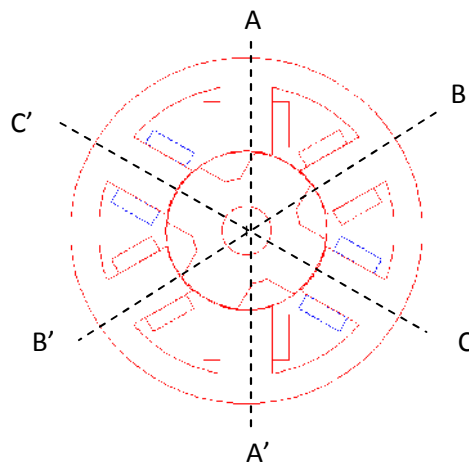


Fig III-2-c : Alimentation de la phase C

L'ordre d'alimentation des phases (A, B, C) assure une rotation dans le sens antihoraire. L'ordre inverse (A, C', B') conduit au 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 et thermiques et permet des régimes évolutifs. C'est donc un logiciel parfaitement adapté à nos besoins. Le logiciel Maxwell 2D procède comme suit :

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

III.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 notre machine sont les suivants :

- Les bobines : sont en cuivre (copper)
- L'entrefer : c'est du vide (vaccum)
- L'arbre : matériau de perméabilité relative $\mu_r = 1$ (acier)
- Les tôles magnétiques du stator et du rotor : leurs matériaux magnétiques sont caractérisés par la courbe de saturation de la fig III-4 tirée de la thèse de Luc MOREAU [2] et introduite dans la bibliothèque des matériaux du logiciel.

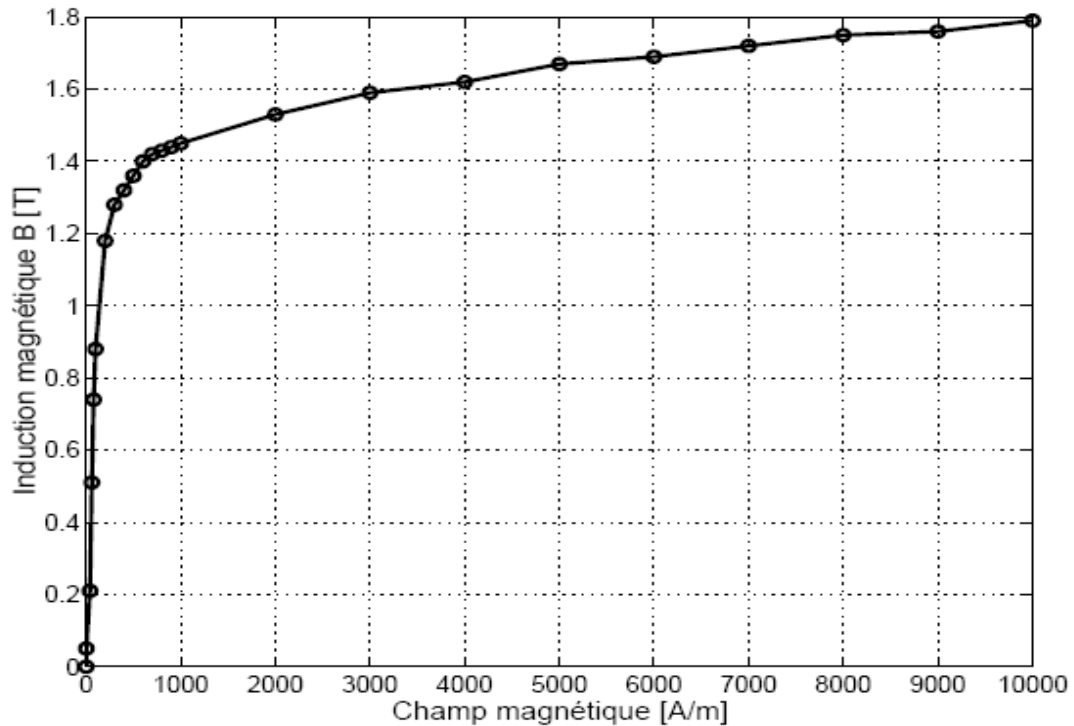


Fig III-3 : Courbe de magnétisation de la tôle magnétique

III.4 Le maillage utilisé de la machine

Le découpage du domaine en éléments finis est une étape essentielle dont dépend énormément la qualité de la solution. On peut distinguer, dans un premier temps, le maillage premier proposé par le logiciel. Il est encore souvent utile de subdiviser les éléments 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 0.2%. Le maillage obtenu est représenté sur la fig III-5.

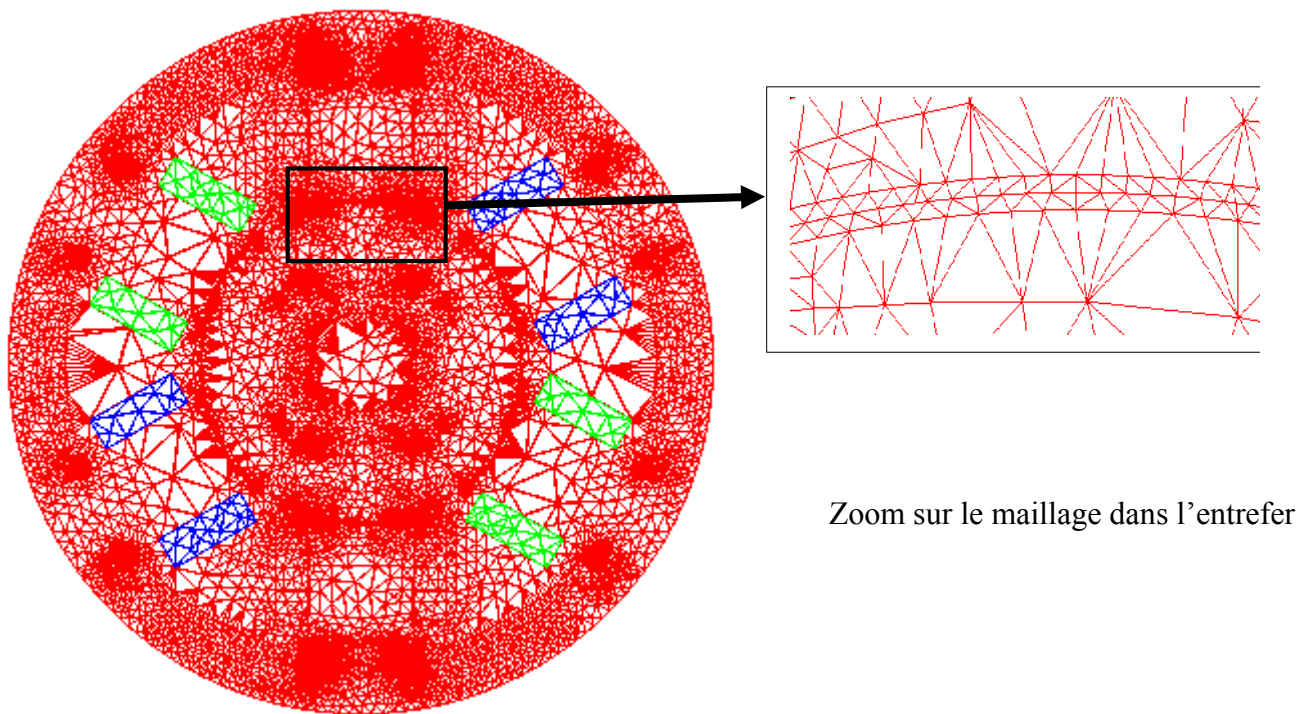


Fig III-4 : Le maillage de la MRVDS 6/4.

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 fig III-5 et III-6 successivement.

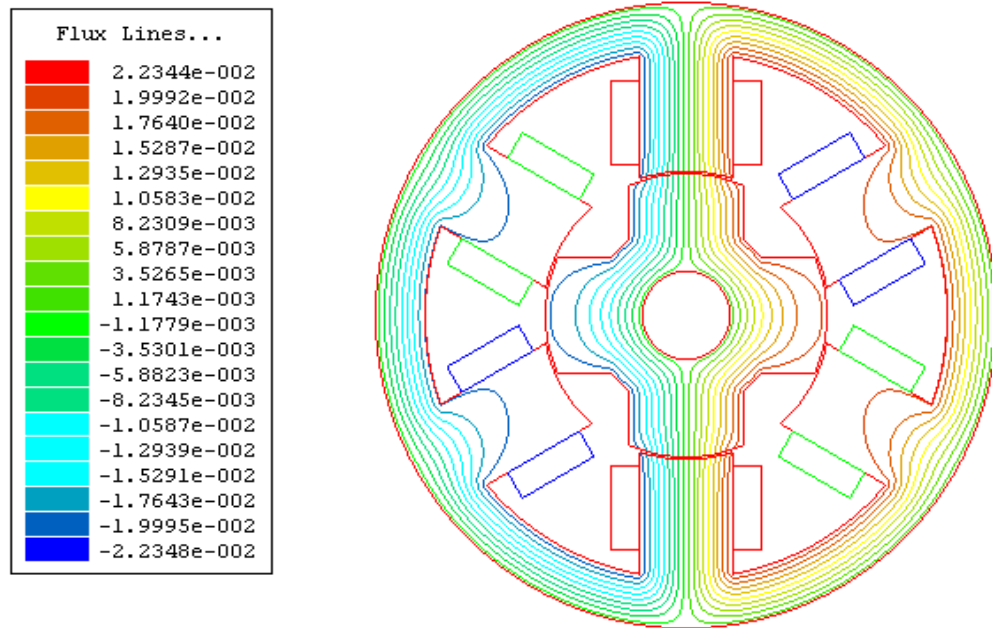


Fig III-5: La répartition des lignes de flux, la machine en position de conjonction

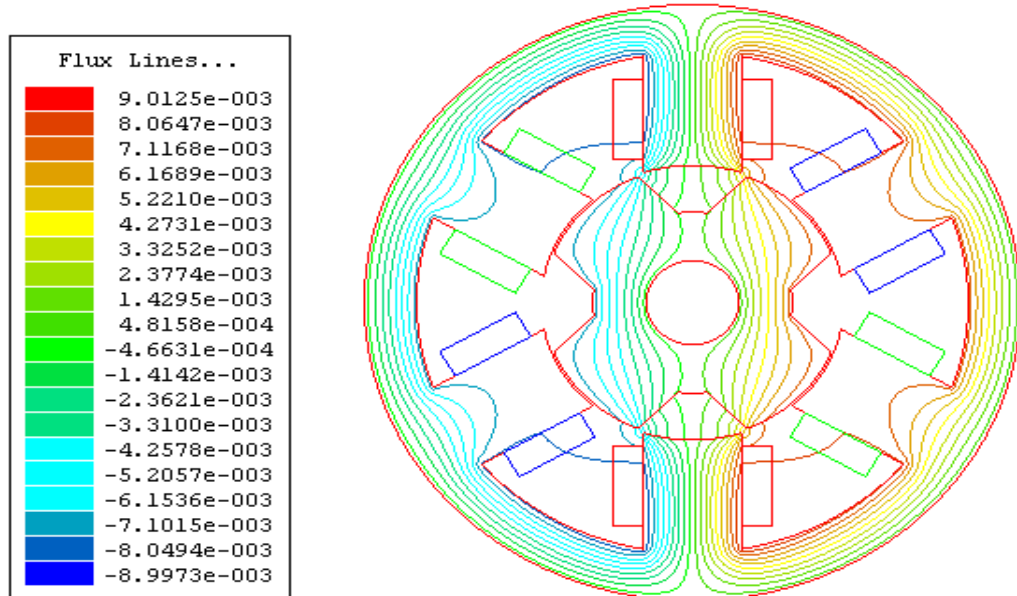


Fig III-6: La répartition des lignes de flux, la machine en position d'opposition

Comme la perméabilité magnétique du fer est nettement plus élevée que celle de l'air, les lignes du flux passent en priorité dans les zones qui présentent le moins d'air, c'est-à-dire les endroits les moins réluctants. 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 calculons le flux pour chaque valeur du courant d'alimentation allant de 0 à 18A. Nous traçons la courbe $\lambda = f(i)$ pour les deux positions remarquables à savoir la position d'opposition $\theta_{\text{méc}} = 0^\circ$ et celle de la conjonction $\theta_{\text{é}} = 45^\circ$. Ces deux courbes sont montrées sur la fig III-7.

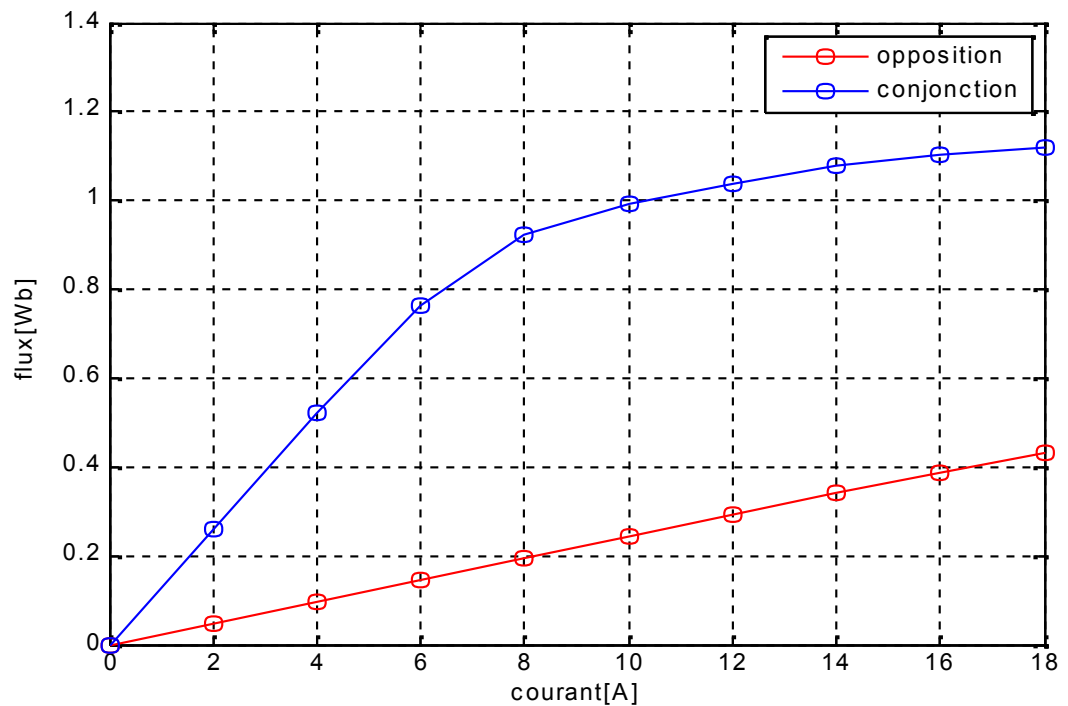


Fig III-7 : Courbe du flux totalisé en fonction des courants dans une phase avec la position en paramètres

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 fig III-8 :

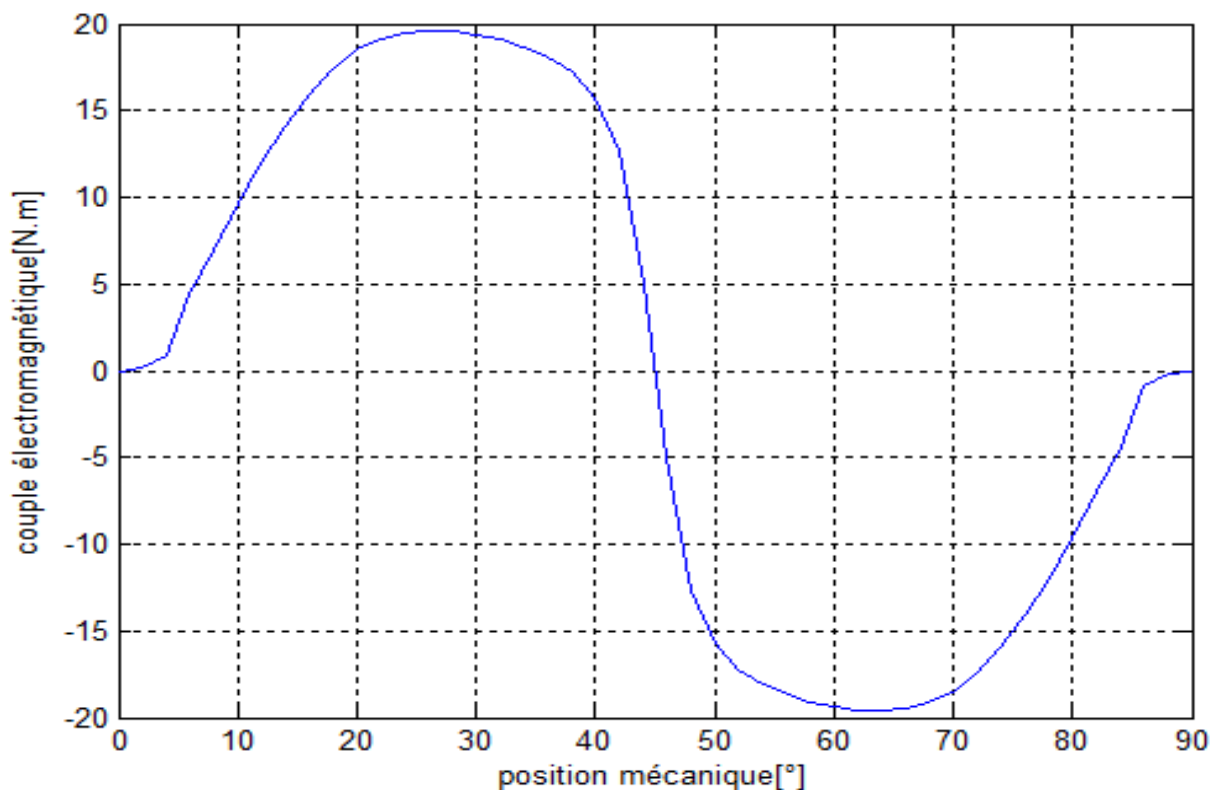


Fig III-8 : Courbe du couple électromagnétique d'une phase en fonction de la position du rotor

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 lentement pour atteindre sa valeur maximale positive à $\theta_{mec} = [15^\circ, 40^\circ]$, 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 $\theta_{mec} = [50^\circ, 75^\circ]$ et croît à nouveau pour s'annuler à $\theta_{mec} = 90^\circ$ qui est la position d'opposition.

Le couple électromagnétique est alternatif, donc sa valeur moyenne est nulle $C_{\text{moy}} = 0$. 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 dans l'intervalle $\theta_{m\hat{e}c} = [0, 45^\circ]$ 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 sur l'intervalle $\theta_{m\hat{e}c} = [45^\circ, 90^\circ]$.

L'alimentation des trois phases de la machine doit correspondre à des courants en créneaux représentés sur la fig III.9

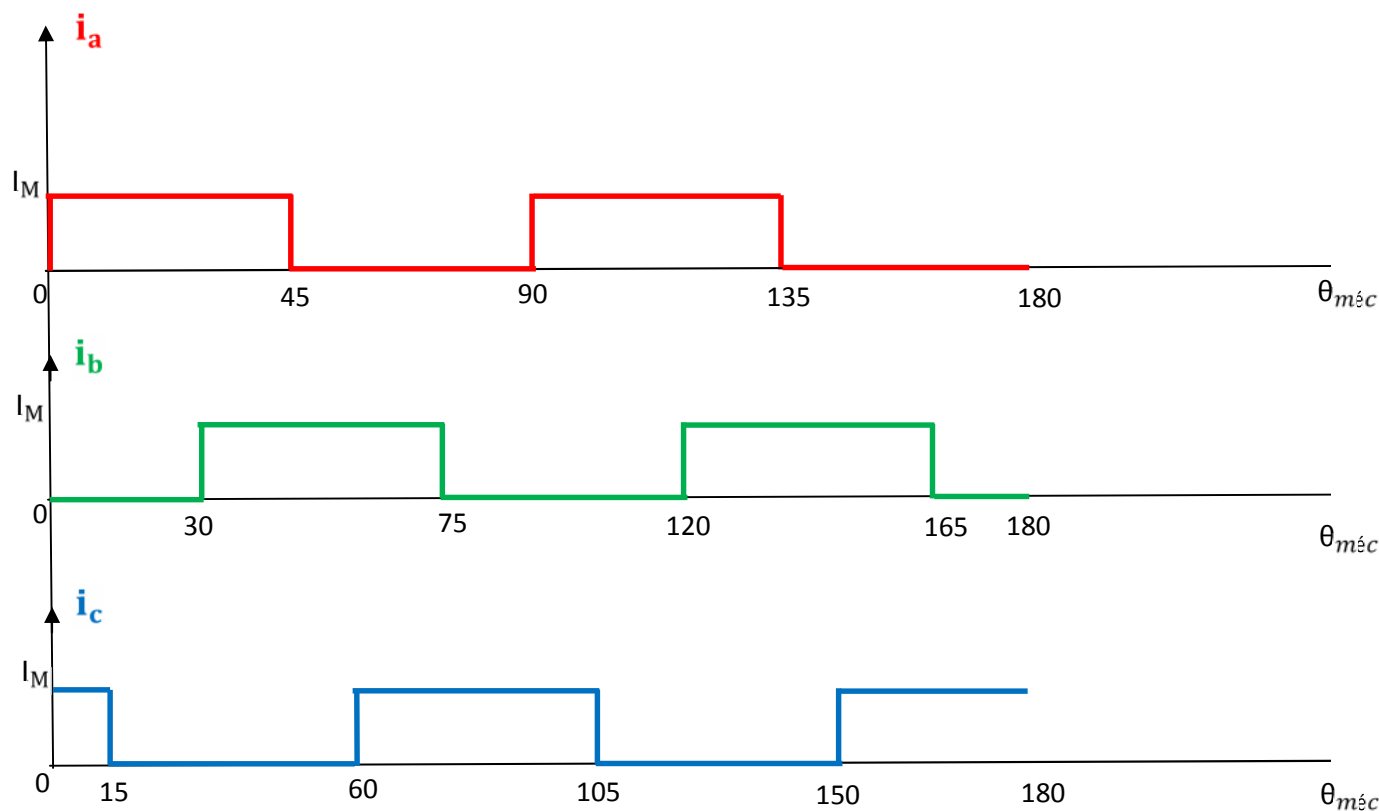


Fig III-9 : L'allure des courants dans les trois phases

La fig III-10 représente le couple de chaque phase alimenté par les créneaux de courants précédents.

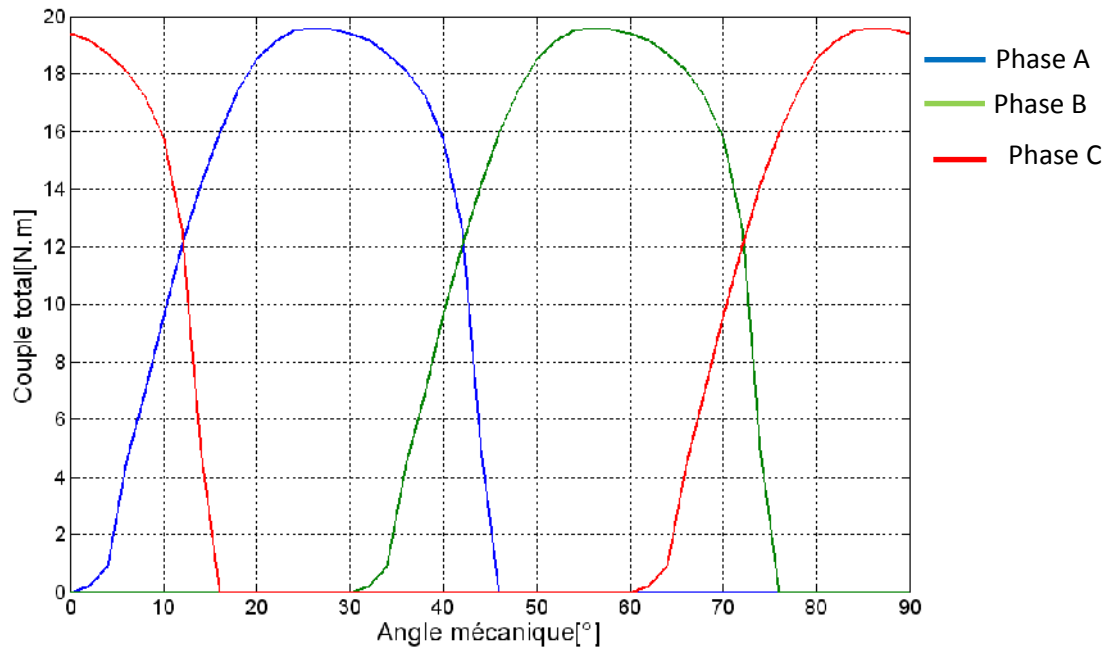


Fig III-10 : Couple électromagnétique instantané des trois phases en fonction de la position du rotor

Dans ce cas le C_{moy} n'est pas nul, mais notre machine n'est pas bien alimentée car il y a quelques intervalles où deux phase conduisent en même temps.

III.7 Alimentation de la MRVDS 6/4

III.7.1 Structure du convertisseur statique

Nous avons vu que les MRVDS pouvaient être alimentées en courant unidirectionnel. Cette particularité est exploitée, car elle conduit à des structures de convertisseurs présentant des avantages par rapport à celles alimentant les machines classiques à courants alternatifs, c'est-à-dire les bras de pont. En effet, l'absence de réversibilité en courant du convertisseur associé à la MRVDS évite le risque de

conduction simultanée des deux interrupteurs d'un même bras. Ceci évite de recourir à l'aménagement des temps mort, nécessaires dans les onduleurs triphasés ordinaires. En outre, chaque phase peut être alimentée indépendamment, ce qui donne une disponibilité et une sûreté de fonctionnement plus élevées que dans les machines à commutations électroniques traditionnelles. Le convertisseur de base, qui permet d'exploiter le mieux les caractéristiques électromagnétiques de la MRVDS, est le demi-pont asymétrique qui est représenté sur la fig III-11. Il présente une analogie avec les onduleurs classiques en ce sens qu'il requiert deux semi-conducteurs commandés, dont l'un est relié au potentiel haut de la source continue d'alimentation et deux diodes par phase.

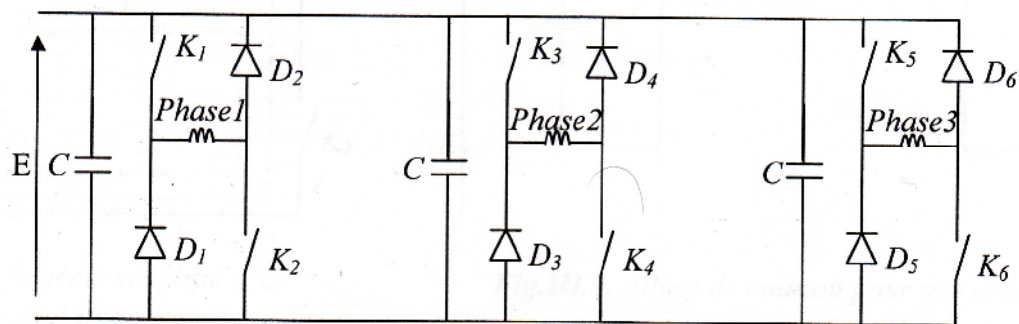


Fig III-11 : Structure de convertisseur pour la machine MRVDS 6/4

Un schéma synoptique d'une phase est représenté ci-dessous

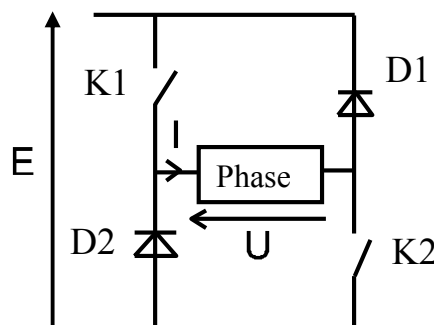


Fig III-11-a : Structure de convertisseur pour une phase

Le fonctionnement d'un tel convertisseur peut être décrit simplement comme suite :

cas	K1	K2	U
1	Bloqué	Bloqué	-E
2	Bloqué	Conducteur	0
3	Conducteur	Bloqué	0
4	Conducteur	Conducteur	+E

III.7.2 Alimentation de la machine

Des créneaux de courant entre 0 et I_M sont imposés lors des phases de croissance des inductances de phase afin de fonctionner en moteur.

Ces créneaux sont unidirectionnels puisque le signe de courant n'influe pas sur le signe du couple.

La forme de courant parfaitement rectangulaire ne peut pas être obtenue en pratique à cause du caractère inductif de la MRV.

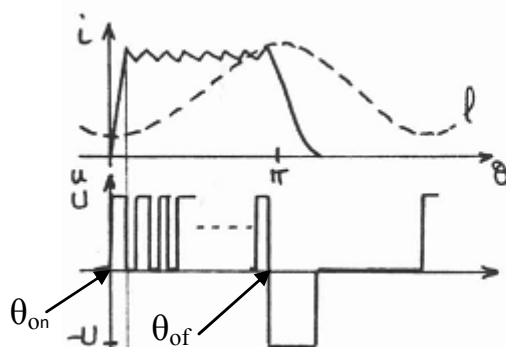


Fig III-12 : Forme de courant d'alimentation

D'après la figure III-12, on peut remarquer que l'angle correspondant à la coupure du courant est plus long que celui correspondant à son établissement, ceci est dû au fait que l'inductance est plus élevée en conjonction qu'en opposition.

On remarque qu'on peut annuler le courant, soit en appliquant une tension nulle et dans ce cas le courant ne va pas s'annuler rapidement, soit en appliquant une tension négative et le courant s'annulera rapidement.

Pour la suite de notre travail, l'alimentation avec des courants parfaitement rectangulaires unidirectionnels est retenue, parce qu'ils permettent de maximiser le couple de la machine. Ils amènent à un convertisseur de puissance simple et robuste.

Nous considérons aussi, que la montée et l'extinction de courant est brutal, et l'angle d'allumage et d'extinction sont respectivement $\theta_{on} = 10^\circ$ et $\theta_{off} = 40^\circ$ par rapport à la position d'opposition de la phase A.

Pour un fonctionnement moteur, les trois phases de notre machine sont alimentées successivement par des créneaux de courant pendant la croissance de leurs inductances (perméances) respectives, comme suit :

L'origine des angles correspond à la position d'opposition de la phase A

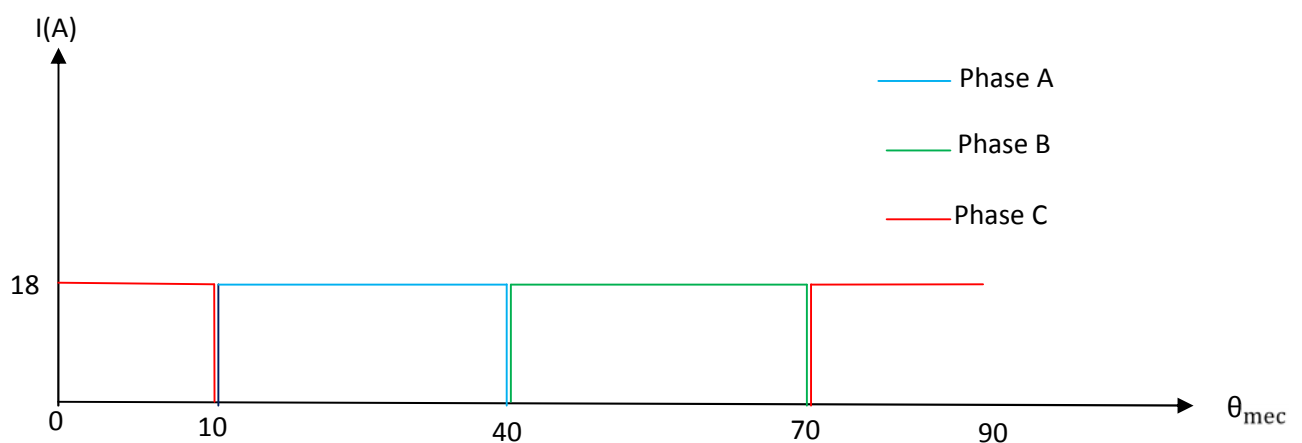


Fig III-13 : Allure des courant d'alimentation de la MRVDS

La caractéristique du couple électromagnétique instantané correspondante au courant d'alimentation de la MRVDS est donnée sur la fig III-14.

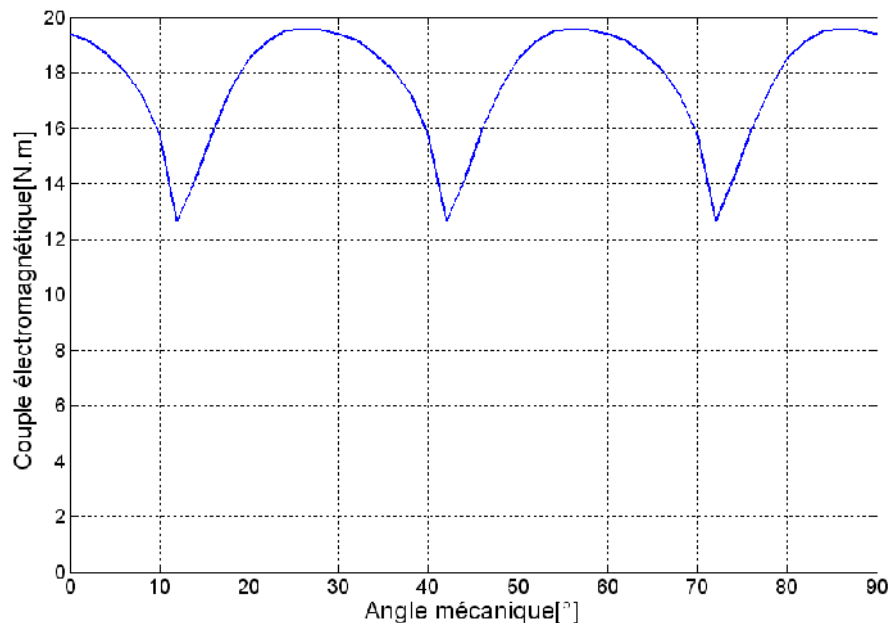


Fig III-14 : Couple électromagnétique des trois phases en fonction de la position du rotor

III.8 Méthodes de calcul du couple moyen

Le calcul du couple moyen peut se faire de trois façons:

La valeur moyenne du couple électromagnétique peut être obtenue à partir de la connaissance de la courbe du couple électromagnétique instantané en faisant la moyenne algébrique. Cependant, l'obtention de l'allure de cette courbe en fonction de la position du rotor exige un nombre remarquable de calcul, ce qui rend l'optimisation très longue.

En se basant sur les expressions du couple en fonction des différentes énergies, on peut calculer le couple en dérivant la coénergie. Dans le cas idéal où la coénergie évolue en dents de scie, cette dérivée est constante et peut être calculée entre deux positions quelconques, en particulier extrêmes (conjonction et opposition).

La fig III-15 représente la variation de la coénergie en fonction de la position du rotor.

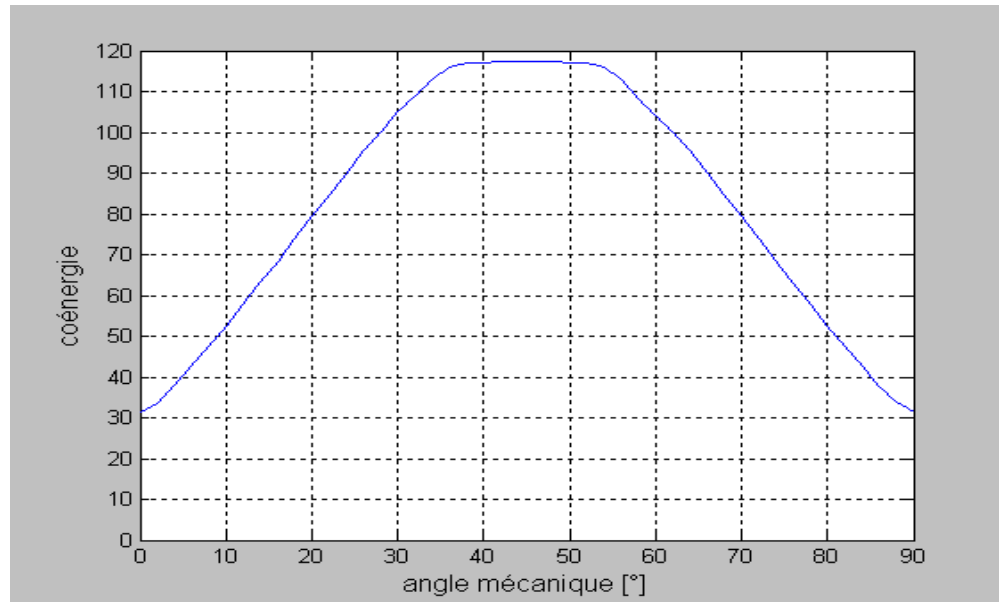


Fig III-15 : Variation de la coénergie en fonction de la position du rotor

D'après la fig III-15, la coénergie évolue d'une façon quasi trapézoïdale, elle n'est pas tout à fait en dents de scie. Le calcul de la valeur moyenne de couple électromagnétique, en utilisant les valeurs extrêmes de la coénergie, ne donne pas des résultats satisfaisants. Pour y remédier, on calculera cette dérivée entre les deux positions correspondante à l'angle d'allumage $\theta_{on} = 10^\circ$ et l'angle d'extinction du courant d'alimentation $\theta_{off} = 40^\circ$. Cette méthode appelée méthode trois, voir figure III-16.

La figure ci-dessous représente les couples moyens obtenus par ces trois techniques :

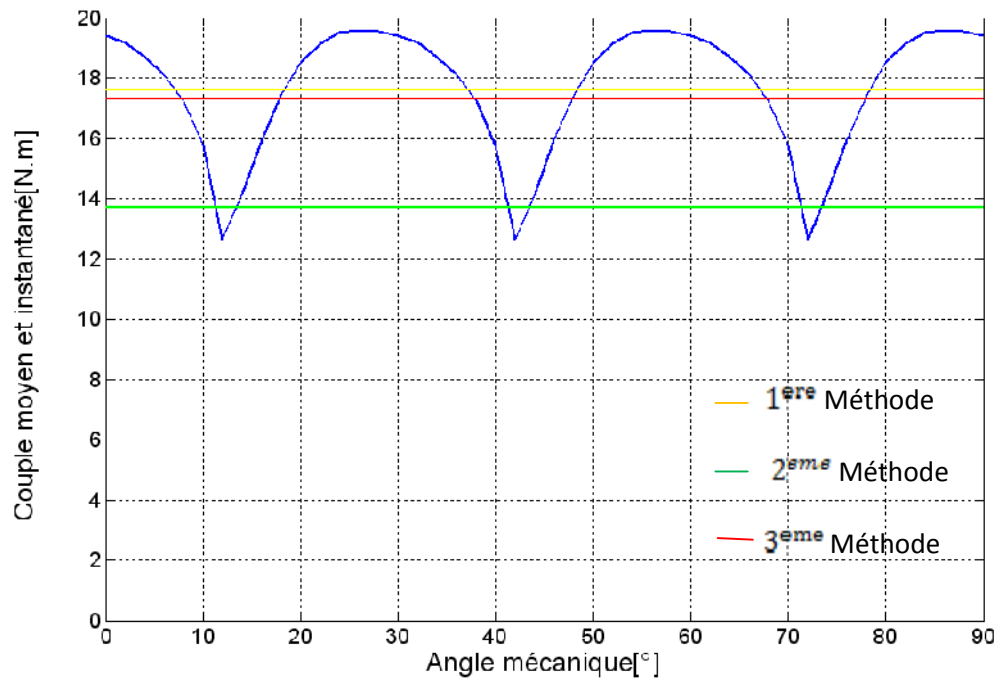


Fig III-16 : Couple moyen obtenu par les trois méthodes

Au final, en vue de la réalisation de notre travail en temps limite et pour rendre les calculs plus faciles et plus rapides, nous avons opté pour la troisième méthode.

III.9 Optimisation de la MRVDS 6/4

Pour parvenir à obtenir la structure qui donne un meilleur couple moyen, nous le comparons pour plusieurs machines de mêmes caractéristiques magnétiques, mécaniques et électriques. Ces dernières diffèrent principalement du point de vue de la hauteur et de la largeur des dents statoriques et rotoriques. Cette étude comparative permettra alors de déterminer la meilleure structure pour laquelle le couple moyen est max, pour cela on procède comme suit :

En faisant varier les paramètres géométriques qu'on a déterminés dans le chapitre précédent comme suit :

Les plages de variations de nos paramètres géométriques sont obtenues en respectant les contraintes volumique, mécanique et magnétique; pour ce qui concerne les plages de variations des angles d'ouvertures statorique et rotorique, elles sont obtenues à partir du triangle de faisabilité.

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

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

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

Pour chaque structure, on fixe h_s , et on fait varier β_s° et β_r° .

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

La dimension bobinaire peut changer à condition de garder la surface bobinaire S_b constante.

Les résultats de calcul du couple moyen sont représentés sur les tableaux qui sont illustrés sur des graphes.

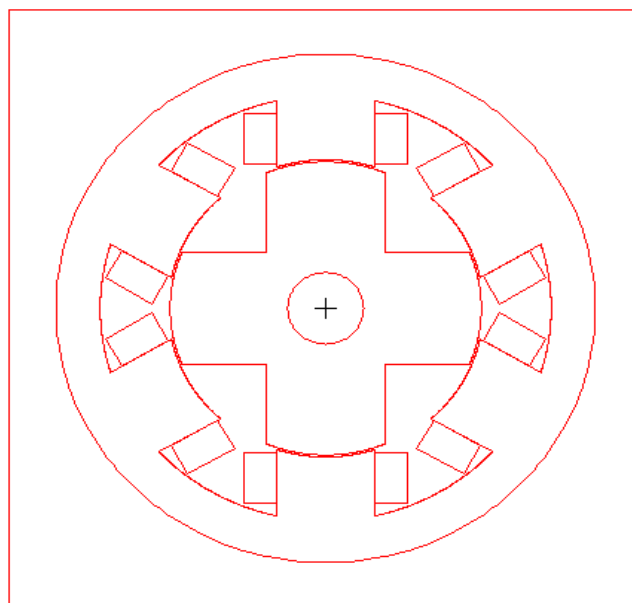
III.9.1 Le couple moyen des différentes structures

Structure 1 : $h_s=22.2\text{mm}$

$\beta_s^\circ \backslash \beta_r^\circ$	45	46	47	48
35	19.95	19.44	18.97	18.52
36	20.43	19.47	19.02	18.65
37	20.25	19.15	19.26	18.83
38	20.07	19.70	19.36	18.82
39	19.56	19.31	19.01	18.65

Tableau 1 : Couple moyen en fonction de β_s° et β_r° pour $h_s = 22.2\text{mm}$

On donne ci-dessous un cas particulier des différentes combinaisons.



$$\beta_s = 36^\circ, \beta_r = 45^\circ$$

Les résultats portés sur le tableau précédent sont traduits par le graphe suivant :

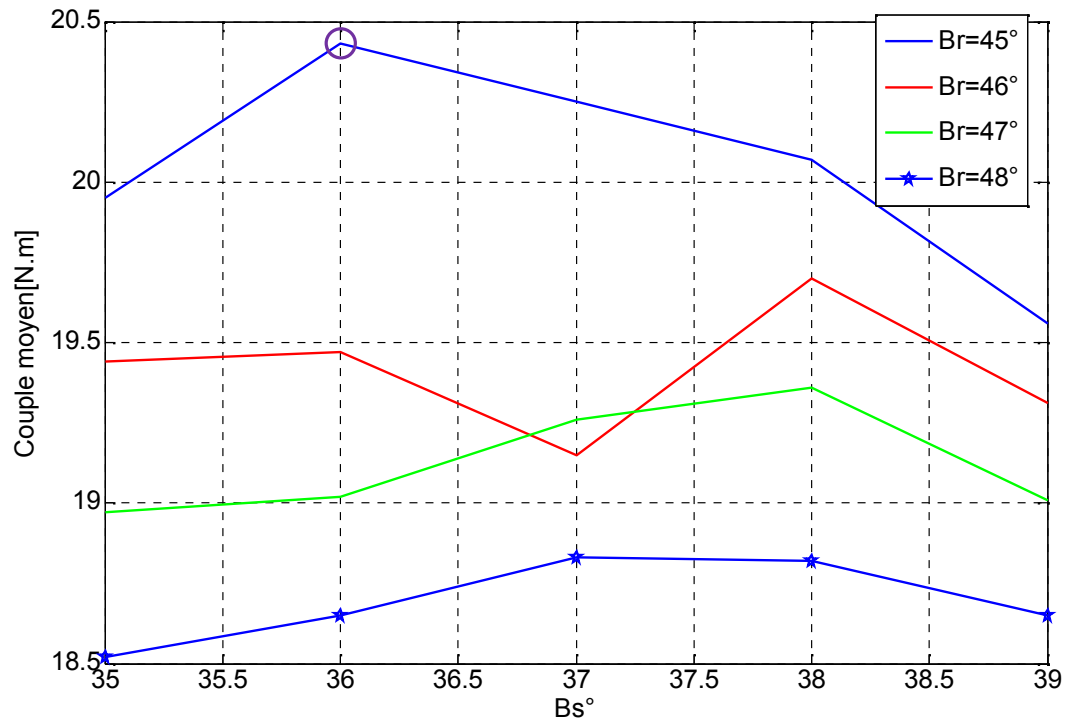


Fig III-17 : Variation du couple moyen en fonction de β_s et β_r pour $h_s = 22.2\text{mm}$.

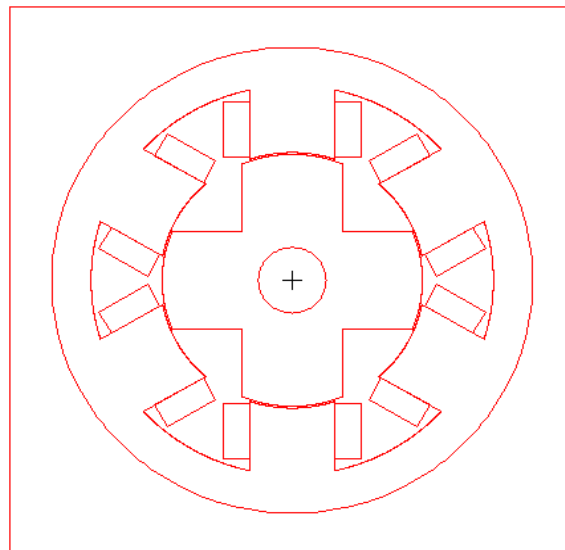
Le couple moyen max est obtenu pour la combinaison $h_s = 22.2\text{mm}$, $\beta_s = 36^\circ$ et $\beta_r = 45^\circ$, il vaut : $C_{moy\ max} = 20.43[\text{N. m}]$.

Structure 2 : $h_s=25.4\text{mm}$

$\beta_r^\circ \backslash \beta_s^\circ$	46	47	48
36	18.16	17.84	17.39
37	18.39	18.06	17.77
38	18.47	17.55	17.80

Tableau 2 : Couple moyen en fonction de β_s° et β_r° pour $h_s = 25.4\text{mm}$

On donne ci-dessous un cas particulier des différentes combinaisons.



$$\beta_s = 38^\circ, \beta_r = 46^\circ$$

Les résultats portés sur le tableau précédent sont traduits par le graphe ci-dessous.

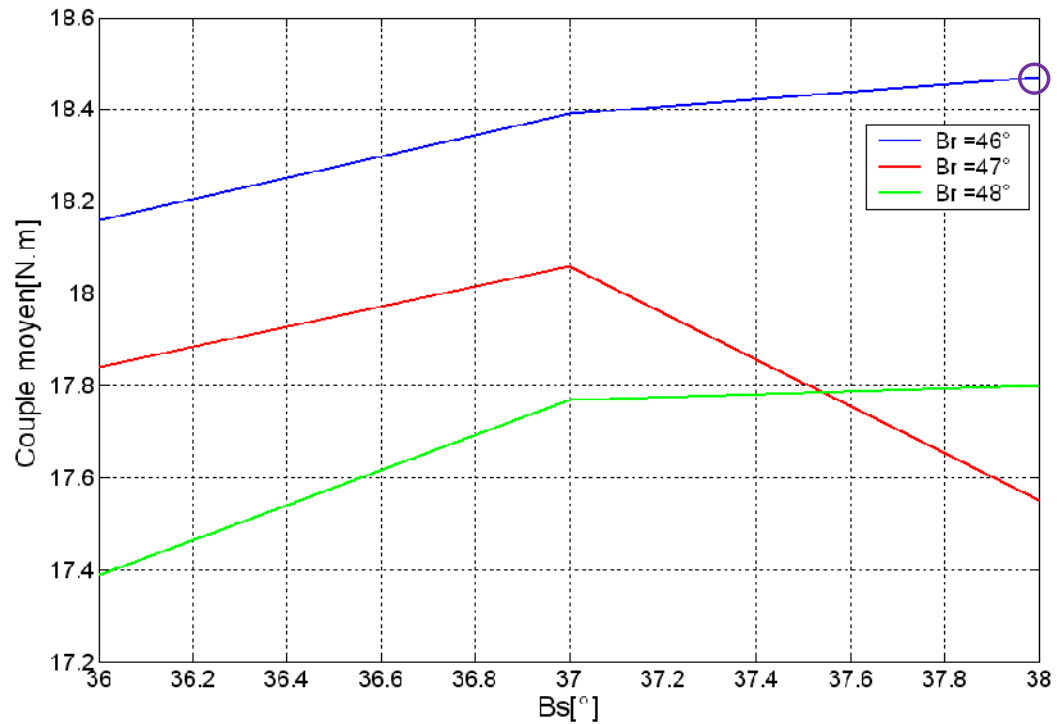


Fig III-18 : Variation du couple moyen en fonction de β_s et β_r pour h_s fixé.

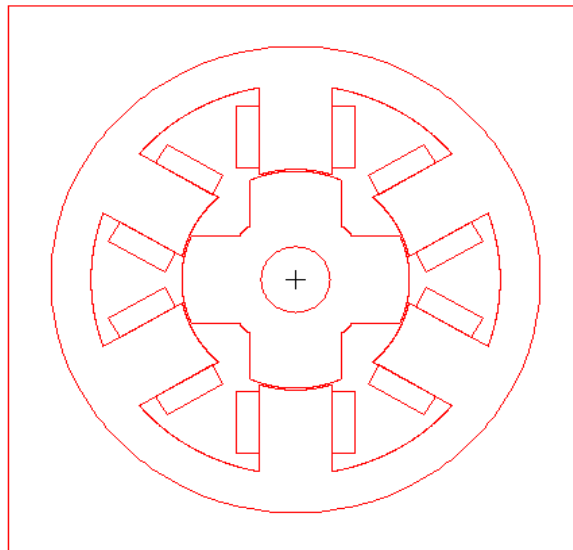
Le couple moyen max est obtenu pour la combinaison $h_s=25.4\text{mm}$, $\beta_s = 38^\circ$ et $\beta_r = 46^\circ$, il vaut : $C_{moy\ max} = 18.47[\text{N.m}]$.

Structure 3: $h_s=31.8\text{mm}$

$\beta_r^\circ \backslash \beta_s^\circ$	46	47	48
36	18.12	16.57	16.18
37	16.88	16.82	16.46
38	10.66	17.11	16.46

Tableau 3 : Couple moyen en fonction de β_s° et β_r° pour $h_s = 31.8\text{mm}$

On donne ci-dessous un cas particulier des différentes combinaisons.



$$\beta_s = 36^\circ, \beta_r = 48^\circ$$

Les résultats portés sur le tableau précédent sont traduits par ce graphe.

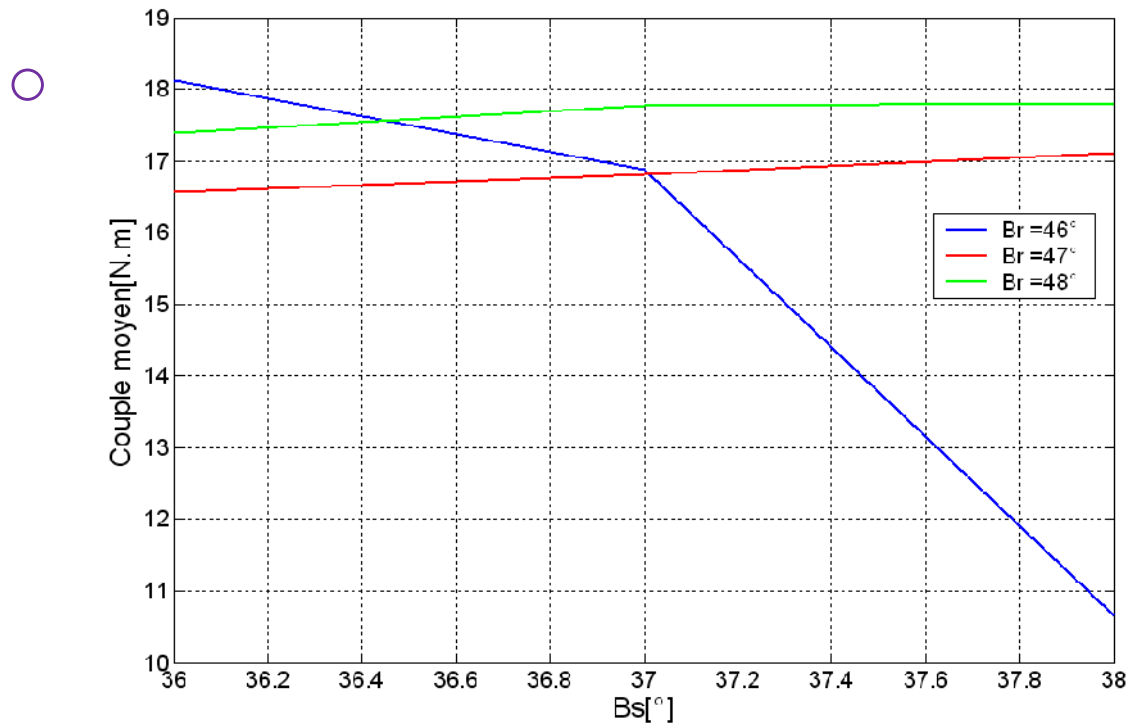


Fig III-19 : Variation du couple moyen en fonction de β_s et β_r pour $h_s = 31.8\text{mm}$

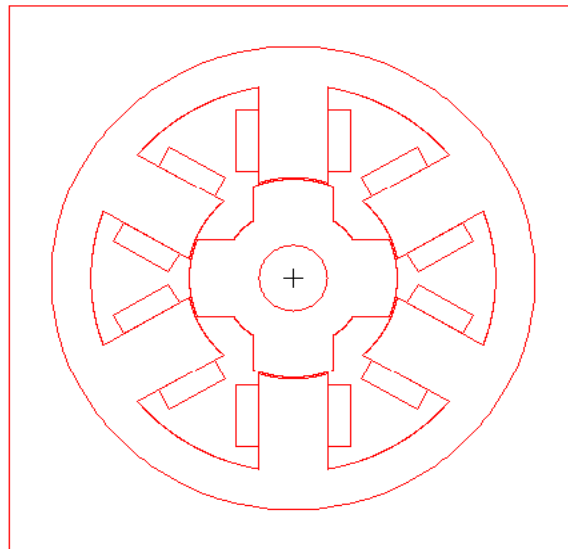
Le couple moyen max est obtenu pour la combinaison $h_s = 31.8\text{mm}$, $\beta_s = 36^\circ$ et $\beta_r = 46^\circ$, il vaut : $C_{moy\ max} = 18.12[\text{N.m}]$.

Structure 4: $h_s=35.4\text{mm}$

$\beta_r^\circ \backslash \beta_s^\circ$	46	47	48
36	15.12	14.67	16.20
37	14.67	14.35	14.02
38	14.99	14.75	14.40

Tableau 4 : Couple moyen en fonction de β_s° et β_r° pour $h_s = 35.4\text{mm}$

On donne ci-dessous un cas particulier des différentes combinaisons.



$$\beta_s = 38^\circ, \beta_r = 46^\circ$$

Les résultats portés sur le tableau précédent sont traduits par ce graphe.

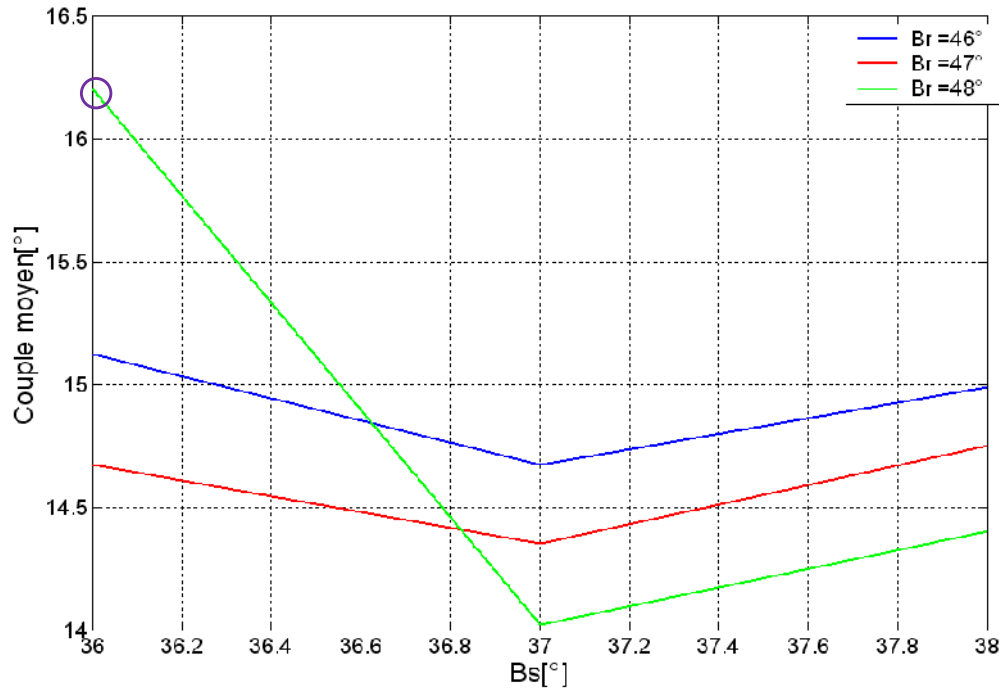


Fig III-20 : Variation du couple moyen en fonction de β_s et β_r pour $h_s=35.4\text{mm}$

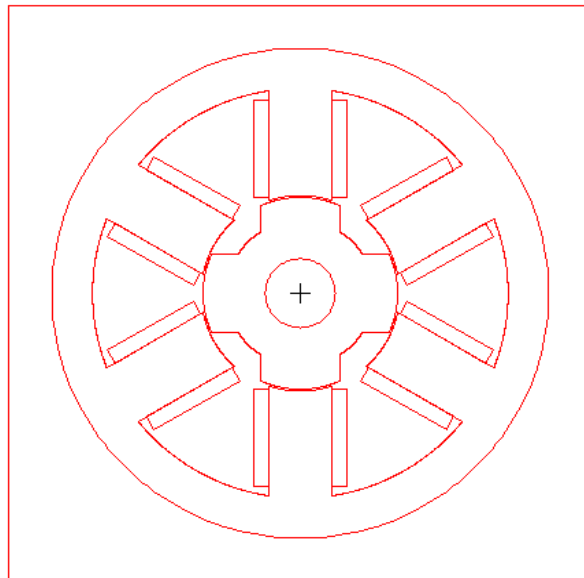
Le couple moyen max est obtenu pour la combinaison $h_s=35.4\text{mm}$, $\beta_s = 36^\circ$ et $\beta_r = 48^\circ$, il vaut : $C_{\text{moy max}} = 16.2[\text{N.m}]$.

Structure 5: $h_s=38.2\text{mm}$

$\beta_s^\circ \backslash \beta_r^\circ$	46	47	48
36	12.70	12.49	12.01
37	12.73	12.67	12.41
38	12.93	12.67	12.39

Tableau 5 : Couple moyen en fonction de β_s° et β_r° pour $h_s = 38.2\text{mm}$

On donne ci-dessous un cas particulier des différentes combinaisons.



$$\beta_s = 37^\circ, \beta_r = 48^\circ$$

Les résultats portés sur le tableau précédent sont traduits par ce graphe.

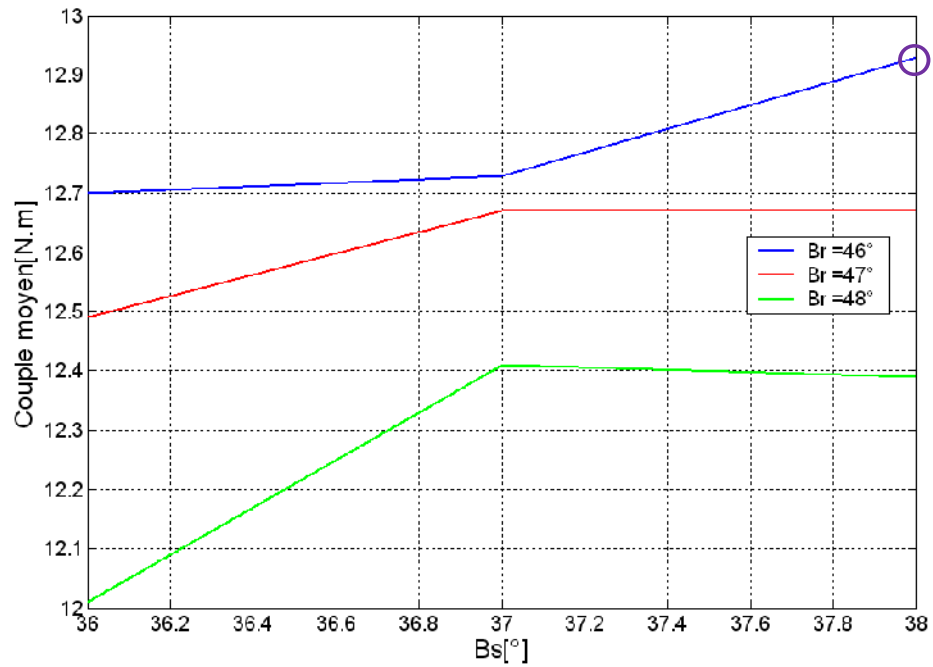


Fig III-21 : Variation du couple moyen en fonction de β_s et β_r pour $h_s=38.2\text{mm}$

Le couple moyen max est obtenu pour la combinaison $h_s=38.2\text{mm}$, $\beta_s = 38^\circ$ et $\beta_r = 46^\circ$, il vaut : $C_{moy\ max} = 12.93[\text{N.m}]$.

➤ Comparaison des résultats

Pour chacune des structures optimisées précédemment, on tire la valeur du couple moyen maximal. Ces derniers sont représentés sur l'histogramme suivant :

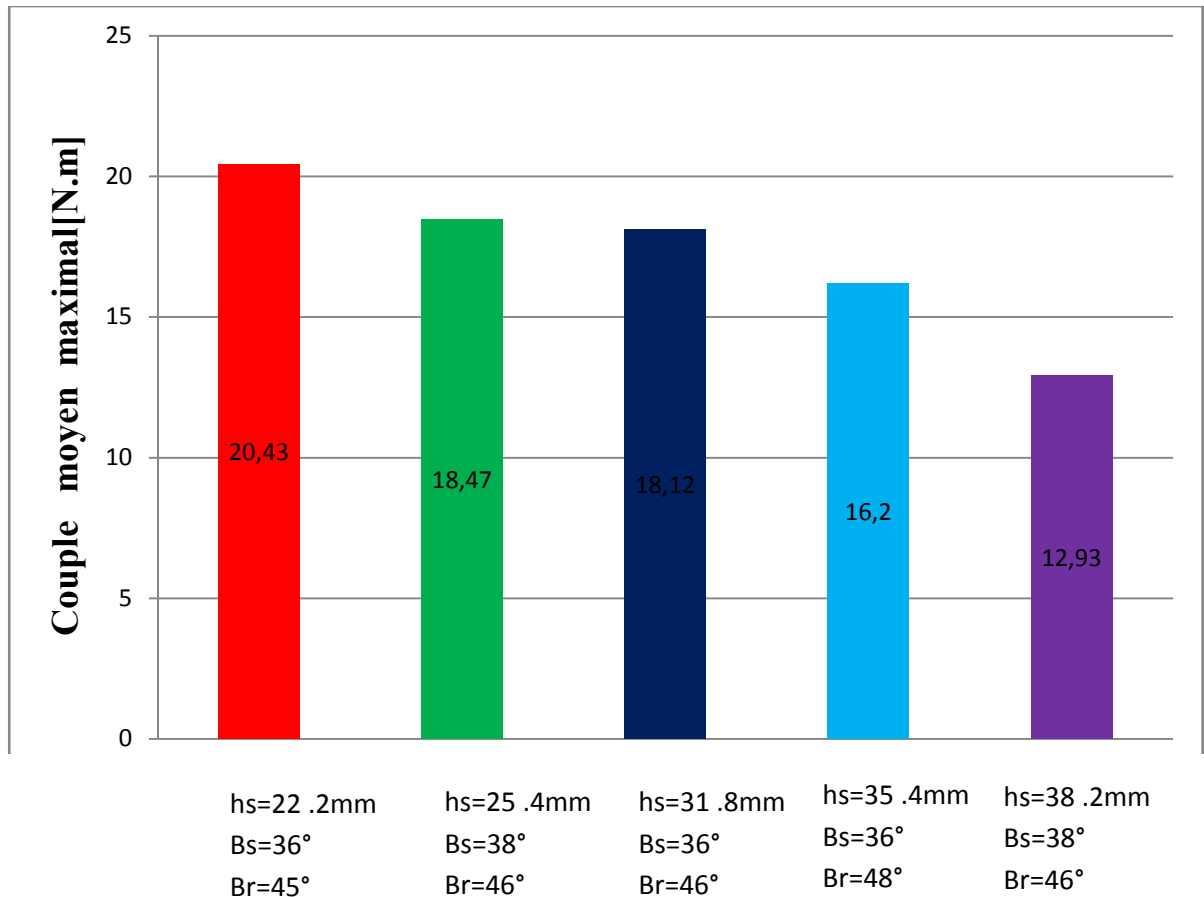


Fig III-22 : Comparaison des couples moyens max pour les différentes structures.

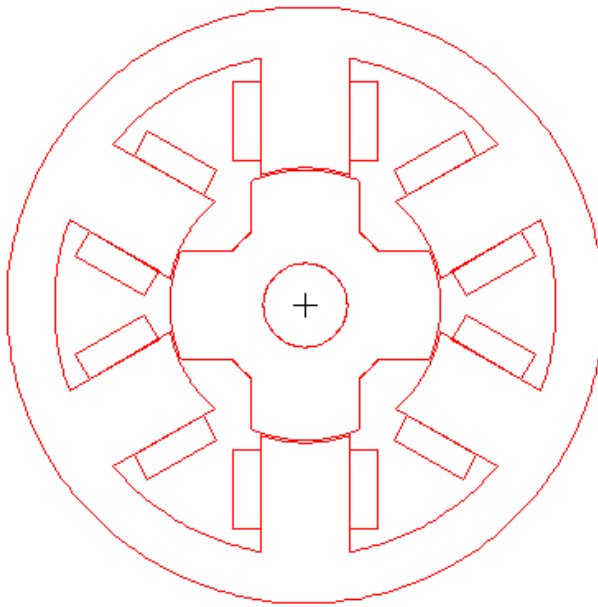
A partir de ces résultats, nous constatons que le couple moyen max est obtenu pour la structure qui présente les caractéristiques suivantes :

$h_s=22.2167$ mm, $B_r=45^\circ$ et $B_s=36^\circ$

Il vaut $C_{moy} = 20.43$ [N.m] .

III.9.2 Comparaison des couples instantanés et moyens entre la structure de départ et celle optimisée

Ci-dessous, nous donnons la géométrie de la structure de départ et celle optimisée.

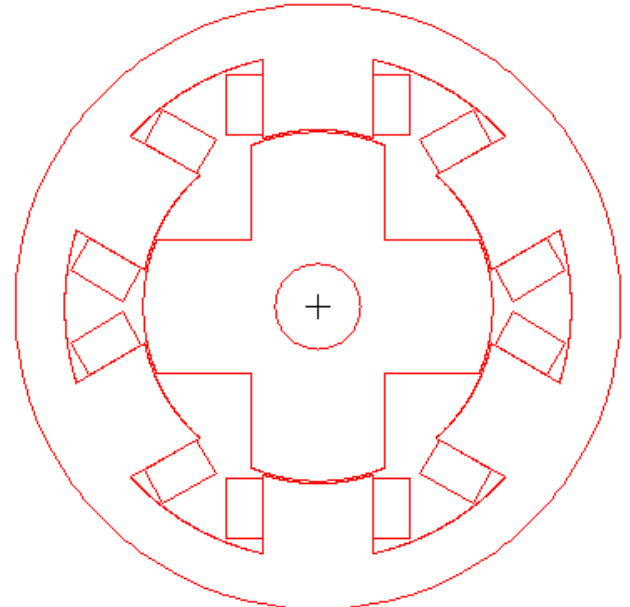


$$h_s = 33.325\text{mm}$$

$$\beta_s = 37.57^\circ$$

$$\beta_r = 47.58^\circ$$

Structure de départ



$$h_s = 22.2\text{mm}$$

$$\beta_s = 36^\circ$$

$$\beta_r = 45^\circ$$

Structure optimisée

A l'aide d'un calcul par éléments finis, nous déterminons le couple électromagnétique instantané de la structure optimisée. Sa valeur moyenne est obtenue en utilisant la troisième technique du calcul du couple moyen, voir méthode de calcul du couple moyen. Les résultats obtenus seront comparés à ceux obtenus pour la structure de départ.

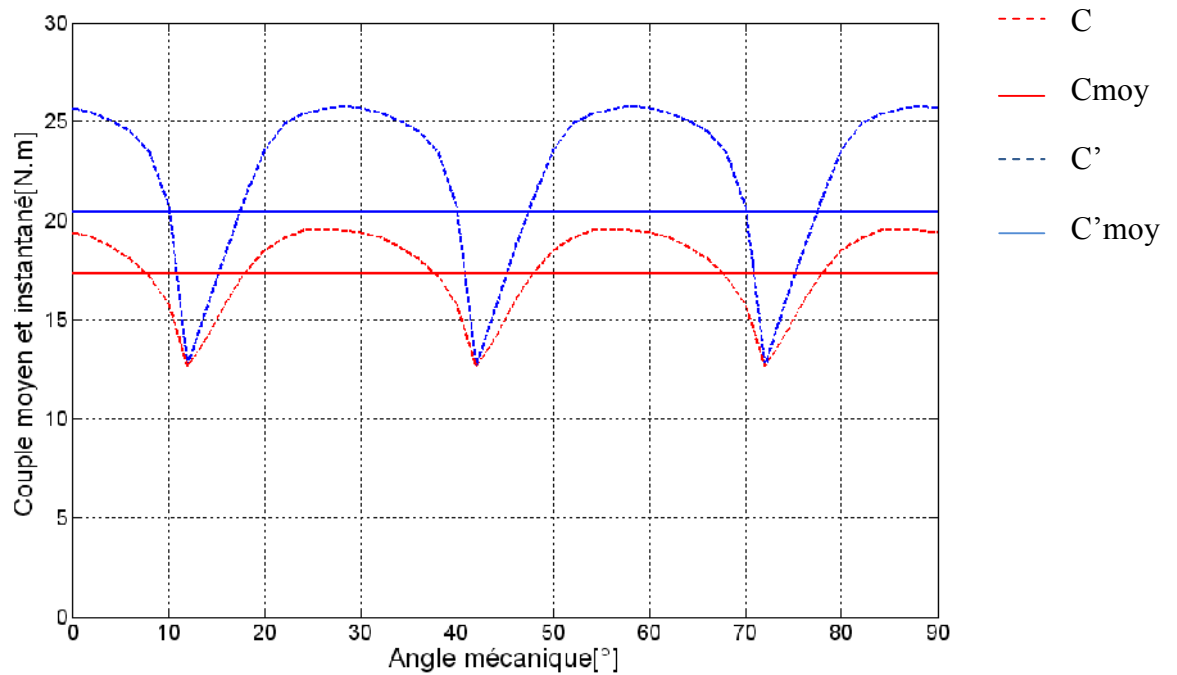


Fig III-23 : Comparaison des couples instantanés et moyens des deux structures.

Avec :

C : Couple instantané de la structure de départ.

C_{moy} : Couple moyen de la structure de départ.

C' : Couple instantané de la structure optimisée.

C'_{moy} : Couple moyen de la structure optimisée.

On constate, d'après cette figure, que les couples moyen et instantané de la structure optimisée sont plus élevés que ceux de la structure de départ.

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

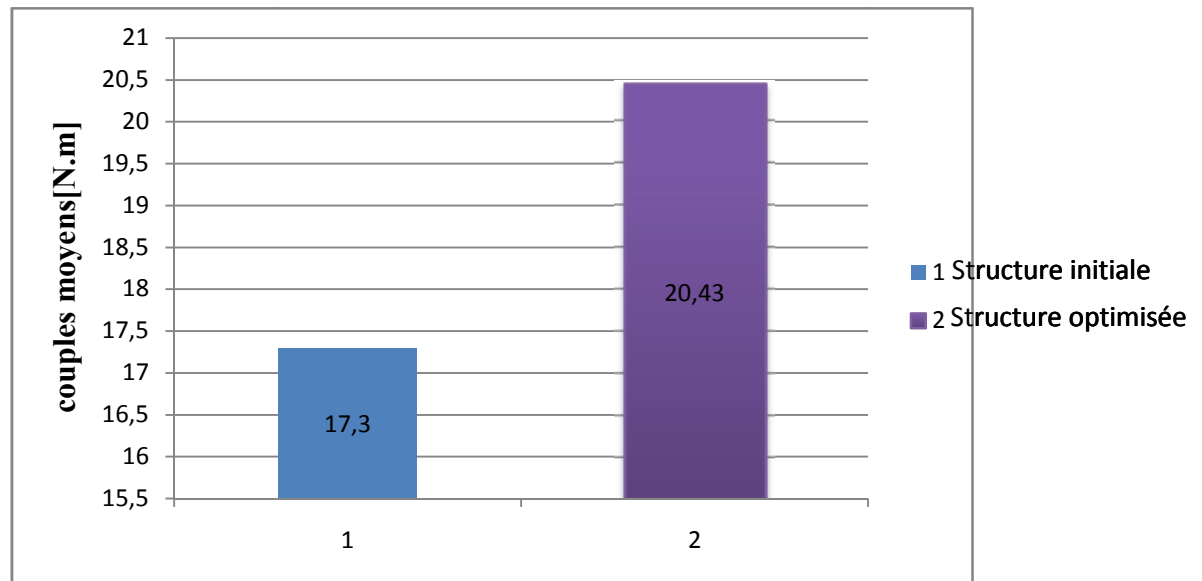


Fig III-24 : Histogramme du couple moyen de deux structures.

III.9.3 Taux d'ondulation

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

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

Où :

$C_{\max}$: est le couple maximal.

$C_{\min}$: est le couple minimal.

Application numérique :

$$C_{hs=(\text{structure de départ})} = \frac{19.58 - 12.64}{17.3} = 40\%$$

$$C_{hs=(\text{structure optimisée})} = \frac{25.77 - 12.64}{20.43} = 64\%$$

Le taux d'ondulation du couple moyen de la structure de départ et celle optimisée est représenté dans l'histogramme suivant :

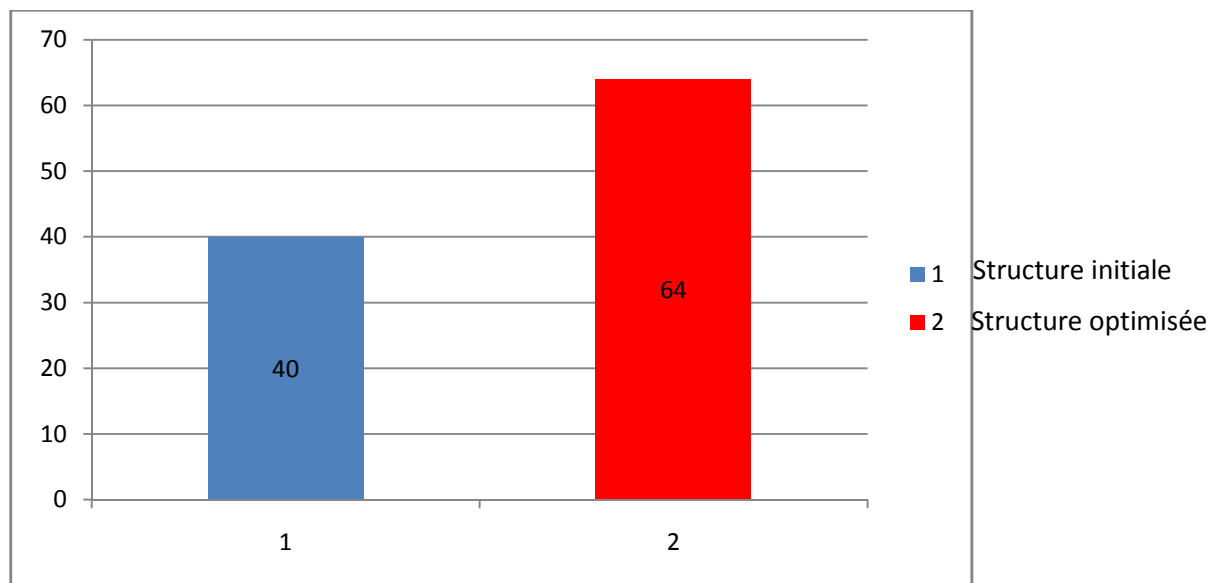


Fig III-25 : Histogramme du taux d'ondulation de couple moyen des deux structures

D'après l'histogramme de la figure III-25 et celui de la figure III-24, nous constatons que le couple moyen obtenu pour la structure optimisée est plus grand que celui de la structure de départ. Le pourcentage d'augmentation du couple moyen est comme suit :

$$\Delta C\% = \frac{C_2 - C_1}{C_1} 100 = \frac{20.43 - 17.3}{17.3} 100 = 18.09 \%$$

Tandis que le taux d'ondulation est légèrement plus grand pour la première structure.

Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté les résultats de calcul du couple électromagnétique de la MRVDS. Puis nous avons pu effectuer une optimisation du couple moyen et la géométrie de la MRVDS 6/4.

Le calcul du couple moyen à partir de la moyenne du couple instantané calculée pour plusieurs position du rotor est lourd et fastidieuse, raison pour laquelle une méthode basée sur la dérivée de la coénergie, moins précise, mais plus rapide a été retenue.

En jouant sur les dimensions géométriques des dents statoriques et rotoriques, nous avons dégagé, à priori, la meilleure structure pour laquelle le couple moyen est maximal. Cette dernière a les caractéristiques géométriques suivantes :

$$h_s=22.2167 \text{ mm}, \beta_r=45^\circ \text{ et } \beta_s=36^\circ.$$

$$\text{Ce couple moyen vaut } C_{moy} = 20.43 [N.m].$$

Cette augmentation du couple moyen a induit une augmentation des ondulations de couple électromagnétique instantané.

Conclusion générale

Comparées aux autres types de machines électriques, les MRV présentent la particularité de ne pas posséder d'excitation au rotor. Les machines à réluctance variable combinent les qualités des machines synchrones et celles des machines à courant continu sans balais. Les avantages de telles machines sont nombreux ; en plus d'être simple à construire, le rotor possède souvent une faible inertie. Le stator est aussi simple à construire et les phases fonctionnent presque indépendamment les unes des autres, les convertisseurs unipolaires qui leur sont associés sont peu coûteux et simples à commander. Les pertes sont généralement localisées au stator qui est naturellement facile à refroidir. La température maximale permise au rotor est relativement élevée à cause de l'absence d'aimants ainsi cet avantage leur permet de fonctionner à haute vitesse comme à basse vitesse.

Le travail que nous avons effectué porte sur l'optimisation de la structure d'une MRVDS. Dans le but d'étudier la sensibilité du couple moyen vis-à-vis des paramètres géométriques, certaines hypothèses ont été posées tout en respectant les contraintes volumique, mécanique et thermique.

Pour étudier l'influence des paramètres géométriques sur le couple moyen d'une MRVDS, un calcul analytique a été développé. Cette étude nous a permis de dégager les paramètres sur lesquels on peut agir pour maximiser le couple moyen, à savoir, la hauteur des plots statoriques h_s , l'angle d'ouverture des plots statoriques β_s° ainsi que l'angle d'ouverture des plots rotoriques β_r° .

Nous nous sommes, ensuite, intéressés à l'étude du couple électromagnétique d'une MRVDS 6/4, alimentée en créneaux de courants, à l'aide d'un calcul par la méthode des éléments finis en utilisant le logiciel Maxwell 2D. Pour calculer la valeur moyenne du couple électromagnétique de cette machine, nous avons présenté trois techniques. La première reposant sur le calcul de la moyenne du couple instantané calculé pour plusieurs positions du rotor. Cette façon de faire suppose l'acquisition d'un très grand nombre de points de calcul ce qui la rend très lourde et gourmande en temps. Les deux autres reposent sur l'exploitation de l'expression de couple en fonction de la dérivée de la coénergie par rapport à la position du rotor. On a montré que pour calculer ce couple moyen, d'une façon rapide et très satisfaisante, il suffisait de calculer la dérivée de cette coénergie entre les positions correspondant à la mise en conduction et à l'extinction des transistors associés aux convertisseurs statiques de la

commande. Cette technique nous a permis de tester un très grand nombre de structures dans un temps record avec des erreurs acceptables sur le couple moyen.

En faisant varier les angles d'ouverture des plots statoriques et rotoriques, pour chaque hauteur des plots statoriques, dans leurs plages de variation dictées par le triangle de faisabilité, nous avons relevé les valeurs du couple moyen max pour chaque structure, puis nous avons fait une étude comparative.

Les principaux résultats de cette étude montrent que le couple moyen le plus élevé est obtenu pour une structure de la machine ayant les paramètres suivants ; $h_s = 22.2167\text{mm}$, $\beta_s = 36^\circ$ et $\beta_r = 45^\circ$, avec un couple moyen de $20.43 [N.m]$.

Ce couple moyen représente une augmentation de 18% par rapport au couple moyen de la structure de départ. Nous avons constaté également que la maximisation du couple moyen induit une légère augmentation du taux d'ondulation.

Ce travail nous a permis d'approfondir nos connaissances sur les machines spéciales en particuliers les MRV.

Enfin, nous souhaitons que ce travail soit un point d'appui pour d'autres travaux sur la MRVDS.

[1] : **Bernard MULTON.**

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

Thèse de Doctorat, ENS de Cachan, 1994.

[2] : **B-Saint Jean.**

« Electronique et machines électriques ».

Paris, Eyrolles, 1997.

[3] : **Luc Moreau**

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

Thèse de Doctorat, université de Nantes, 2005.

[4] : **Max Marty. Daniel Dixneuf. Delphine Garcia Gilabert**

« Principes d'électrotechniques, cours et exercices corrigés ».

[5] : **Marcel Jufer**

« Electromécanique ».

Lausanne, presses polytechniques et universitaires Romandes, 1998.

[6] : **Jean Claude Moucheau.**

« Etude et réalisation électronique d'un moteur à réluctance variable pour véhicule électrique-Expérimentation d'un moteur ».

Thèse d'ingénieur, 78400 Chatou France, 1994.

[7] : **G. Lacroux.**

« Les aimants permanents ».

Paris, lavoisier, 1989.

[8] : **Sofiane Taibi.**

« Contribution à l'étude, la conception, le dimensionnement et l'optimisation des machines à réluctance variable de type vernier ».

Thèse de Doctorat, Université des sciences et technologique de Lille, 2002.

[9] : **Emmanuel Hoang.**

« Etude, modélisation et mesure des pertes magnétiques dans les moteurs à réluctance variable à double saillance ».

Thèse de Doctorat, L'école Normale Supérieure de Cachan, 1995.

[10] : **K.Kadded.**

« Optimisation de forme de machine électrique à l'aide d'un logiciel élément finis et étude de la méthode des pénalités internes étendues ».

Thèse de Doctorat, Grenoble 1992.

[11] : **B.Multon et C.Glaize.**

« Optimisation du dimensionnement des alimentations des machines à réluctance variable ».

94230 Cachan, France, 1987.

[12] : **H. Cailleaux, B. Le ploufle et B. Multon.**

« Modélisation et commande non linéaire en couple d'une MRVDS ».

Article, ENS de Cachan, 1996.

[13] : **Pierre Mayé.**

« Moteurs électriques industriels ».

Paris, Dunod, 2005.