

Ministère de l'enseignement supérieur et de la recherche scientifique

Université Mouloud Mammeri de Tizi-Ouzou

Institut de génie électrique et de l'informatique

Département de l'électrotechnique



Mémoire
De fin d'études

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

Thème

**Synthèse et optimisation des formes
d'ondes des courants d'alimentation
d'une MRVDS**

Proposé et dirigé par :
Mr. S. HARMIM

Etudié par : *B. IDRI*
S. OUALI

Promotion 2009

Remerciements

Remerciements

Nous souhaitons en tout premier lieu exprimer notre plus profonde reconnaissance à Mr. S. HARMIM, pour avoir assuré avec la plus grande attention le suivi de ce travail et pour sa légendaire disponibilité, nous le remercions pour toute l'aide qu'il nous a apportée afin de mener à bien ce travail.

Nous tenons également à remercier Mr. B. BOUKAÏS pour ses conseils, Mlle. M. LEOUANCHI, Mlle. N. OUAREK et Mr. H. SEDIKI pour leurs encouragements.

Nos remerciements vont aussi aux membres de jury, nous leur saurions grés d'avoir accordé une attention particulière au sujet en acceptant de faire partie de notre jury de soutenance.

Nous n'oublierons pas de remercier toute l'équipe du Laboratoire de TES 403 et plus particulièrement B. ZADOUD, A. OUBELLIL, F. ALIK et M. DIDAOUI Pour leur amitié.

Nous remercions également toute la promotion 2009 et toute personne ayant contribué au bon déroulement de ce travail, particulièrement A. HAMADI.

Enfin, nous tenons à remercier nos chers parents qui se sont sacrifiés tout le long de nos cursus, afin que nous effectuerons nos études dans les conditions les plus favorables, d'ailleurs nous leur témoignons notre profonde reconnaissance.

Sommaire

Sommaire

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

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

Introduction	04
I.1. Machines à inducteur bobiné	04
I.1.1. Les machines à courant continu.....	04
I.1.2. Les machines à courant alternatif	05
I.2. Les machines à aimant permanent	06
I.3. Les systèmes réductants	07
I.3.1. Les systèmes réductants à un seul bobinage	08
I.3.2. Les systèmes réductants à plusieurs bobinages.....	08
I.3.3. Electro-aimant	08
I.3.4. Exemples d'application	09
I.3.4.1. Relais	09
I.3.4.2. Contacteur.....	10
I.3.4.3. Electrovalve	11
I.3.4.4. Moteur oscillant réductant	11
I.3.4.5. Moteur pas à pas	12
I.3.4.6. Machines à réductance variable	12
I.4. Classification des MRV	13
I.4.1. Machines synchrones à pôle saillant	13
I.4.2. Machines à réductance variable à double saillance	13
I.4.2.1. MRV pures	14
I.4.2.2. MRV vernier	15
I.4.2.3. MRV hybrides	15
I.5. Avantages et inconvénients	16

Conclusion	17
------------------	----

Chapitre II : Principes de la conversion d'énergie et étude analytique du couple électromagnétique produit par une MRVDS élémentaire

6

Introduction	18
II.1. Energie magnétique emmagasinée	18
II.1.1. Définitions	18
II.1.2. Diverses expressions de l'énergie magnétique emmagasinée	20
II.1.3. Concept de la co-énergie	23
II.2. Expressions du couple électromagnétique	26
II.2.1. Expression des énergies dans la machines	27
II.2.2. Diverses expressions du couple électromagnétique	29
II.2.3. Expressions simplifiées du couple pour un circuit linéaire	31
II.2.4. Variation du couple électromagnétique en fonction de la position du rotor.....	33
II.3. Modes d'alimentation	35
II.3.1. Machine non excitée	35
II.3.2. Machine excitée	35
II.3.3. Calcul analytique du couple électromagnétique suivant les modes d'alimentation	35
II.4. Alimentation par un courant sinusoïdal	39
II.4.1. Sinusoïde pure	39
II.4.2. Sinusoïde pure décalée	41
II.4.3. Sinusoïde pure avec une composante continue	43
II.5. Alimentation par un courant en créneau... ..	49
II.6. Comparaison du couple moyen produit par les différentes formes de courant d'alimentation	53
Conclusion	54

Chapitre III : Synthèse et optimisation de l'alimentation d'une MRVDS 6/4

Introduction	55
III.1. Ensemble machine-convertisseur-commande	55
III.1.1. Le convertisseur d'alimentation	56
III.1.2 Les types de commande	57
III.1.3. Logique de commande	60
III.1.4. Détection de position	60
III.2. Présentation de la machine	61
III.2.1. Les dimensions géométriques	61
III.2.2. Séquences d'alimentation.....	62
III.3. Présentation du logiciel Maxwell 2D	63
III.3.1. Les matériaux assignés	64
III.3.2. Le maillage de la machine	64
III.3.3. Les lignes de flux	65
III.3.4. Le couple électromagnétique produit par une phase alimentée en courant continu	66
III.4. Alimentation de la MRVDS 6/4 par des courants triphasés de formes trapézoïdales	67
III.4.1 Alimentation par un trapèze de courant de 180°	69
III.4.2. Alimentation par un trapèze de courant de 120°	76
III.5. Comparaison des résultats	80
Conclusion	81
Conclusion générale.....	82

Introduction Générale

Introduction générale

1 Les machines électriques prennent une importance grandissante dans un environnement de plus en plus marqué par l'entraînement électrique. Les moteurs électriques sont aujourd'hui présents dans toutes les branches de l'industrie. Ils constituent la force motrice principale de plusieurs processus. Ils consomment environ la moitié de l'énergie électrique générée dans le monde. Le domaine des transports fait aussi largement appel aux moteurs électriques. La traction ferroviaire est depuis longtemps acquise à cette technique. Les machines électriques prennent une place croissante en propulsion navale. Seuls les véhicules routiers résistent encore à la progression de l'électrique, malgré de nombreuses recherches et réalisations [1].

Beaucoup de moteurs sont branchés directement sur le réseau, mais de plus en plus, ils sont associés à des convertisseurs électroniques permettant une variation de leurs vitesses. Ils prennent donc une place croissante en domaine de transport en général, en traction ferroviaire et propulsion navale en particulier, ainsi qu'en informatique et en robotique [1].

Le moteur à réluctance variable (*MRV*) est la version moderne du moteur électromagnétique datant des années 1830. Ce dernier n'a eu en son temps que peu d'applications en raison de l'absence de moyens adaptés pour sa commande. C'est depuis quelques décennies que les progrès réalisés en électronique de puissance et surtout en électronique de commande ont permis de faire du moteur à réluctance variable une solution compétitive pour les entraînements à vitesse variable. Toutefois, après environ trente ans de recherche, des études sont encore indispensables pour améliorer certaines caractéristiques de ces moteurs afin d'étendre leurs domaines d'application [1].

La machine à réluctance variable présente de plus en plus d'intérêt dans le domaine de la variation de vitesse. En effet, cette machine, sans balais ni collecteur, est de conception très simple et est constituée de matériaux peu coûteux. Elle ne comporte ni aimant, ni bobinage au rotor ce qui lui confère une grande robustesse. La géométrie du stator facilite la mise en place automatique des enroulements autour des plots avec un bon coefficient de remplissage [1].

La conception d'une machine électrique repose en générale sur deux considérations. La première est relative au dimensionnement géométrique, autrement dit, les circuits magnétiques du stator et du rotor ainsi que les encoches des deux armatures. La seconde est le dimensionnement du circuit électrique, donc la distribution des bobinages sur les armatures et leurs alimentations. Ces deux parties sont imbriquées. D'une manière générale, les dimensions du circuit électrique dépendent des ampères-tours nécessaires à la production du **champ magnétique, directement lié à la puissance désirée [5]**.

Dans ce mémoire nous nous penchons sur l'optimisation des formes de courants d'alimentation d'une machine à réluctance variable à double saillance (*MRVDS*), en injectant dans les phases de cette dernière différentes formes de courant d'alimentation.

Notre travail est subdivisé en trois chapitres.

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

Le deuxième chapitre est consacré à l'étude de la conversion des énergies et au calcul analytique du couple produit par une *MRVDS* élémentaire. Ce calcul analytique est basé sur le calcul de la variation de la perméance. Par la suite, différentes formes du courant d'alimentation (sinusoïdale pure, sinusoïdale avec une composante continue et forme en créneau...) ont été testées, afin de pouvoir porter un jugement sur la forme optimale du courant d'alimentation qui maximise le couple moyen de cette machine.

Dans le troisième et dernier chapitre, nous présentons la machine dans son environnement de travail à savoir son convertisseur d'alimentation, logique de commande et capteur. Ensuite, nous présentons la *MRVDS* 6/4 sur laquelle nous travaillons ainsi que le logiciel Maxwell avec lequel nous calculons le couple électromagnétique de la machine. Deux formes de courant d'alimentation seront essayées. Dans un premier temps un trapèze d'ouverture 180° électriques avec des taux d'établissement et d'extinction du courant variables. Dans un deuxième temps un trapèze d'ouverture 120° électriques avec des taux

d'établissement et d'extinction de courant fixes mais avec un décalage variable par rapport à l'onde de la perméance. Cette étude nous permettra de tirer des conclusions à la fois qualitative et quantitative quant à la forme adéquate du courant d'alimentation.

Nous clôturons notre travail par une conclusion générale.

Chapitre I

Généralités sur les systèmes
réductants et classification des
MRV

Introduction

Au cours des années 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 *MRV*. Enfin, nous nous étalerons dans les machines à réluctance variable à double saillance *MRVDS* pour les classer et citer leurs avantages et inconvénients par rapport aux machines classiques.

I.1. Les machines à inducteur bobiné

I.1.1. Les machines à courant continu

La machine à courant continu est, du point de vue de sa construction, la plus compliquée des machines tournantes classiques, bien qu'elle ait été la première machine réalisée (1836). 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 [7].

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 de 1mm 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 charbons, il y a autant de rangées de charbon que de pôles.

Actuellement, la machine à courant continu voit son domaine d'application concurrencé en raison des avancées très significative des machines à courant alternatif associées à leurs électronique de commande [8].

I.1.1. Les machines à courant alternatif

▪ Les machines synchrones

Une telle machine est composée d'un rotor constituant, grâce à des enroulements alimentés en courant continu, un électro-aimant formé de $2p$ pôles N et S alternés. En face de ce rotor se trouve un stator comportant des enroulements triphasés se succédant en p groupes de trois [13].

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 qui sert de support à la transmission d'énergie entre la forme électrique qui se trouve du côté stator, et la forme mécanique qui se trouve sur l'axe du rotor [13].

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'avènement 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 moteurs asynchrones

Un moteur asynchrone, appelé aussi moteur à induction, comporte un circuit magnétique à deux armatures cylindriques concentriques, séparées par un entrefer de faible épaisseur. Ces armatures sont constituées de tôles magnétiques perpendiculaires à l'axe de rotation, afin de diminuer les pertes par courant de Foucault [12].

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

- *Rotor à cage ou en court-circuit* formé de 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.

La génération de couple de la machine asynchrone, à l'inverse de celui de la machine synchrone, résulte de l'écart de vitesse entre le champ tournant statorique et le rotor. En effet, cet écart implique l'apparition d'une tension induite dans le bobinage rotorique. Ce dernier étant en court-circuit, un courant induit circule dans la cage ou dans le bobinage rotorique. L'interaction du courant rotorique et du champ d'induction statorique permet la création d'un couple [7].

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 non accessibles il y a quelques années.

I.2. Les machines à aimant permanent

Avec les aimants modernes, caractérisés par une énergie spécifique et un champ coercitif élevés, les 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. D'autre part,

l'excellente stabilité des aimants modernes a justifié leur utilisation dans les cas où un champ rigoureusement constant est nécessaire [14].

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 non (*machines à aimant permanent*), parmi elles on distingue :

- La machine à courant continu à aimant permanent ;
- L'alternateur synchrone à aimant ;
- Le moteur autopiloté à aimant (brushless) ;
- Le moteur pas à pas à aimant.

I.3. Les systèmes réductants

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

La réluctance magnétique est une grandeur qui caractérise un élément de volume traversé par un flux magnétique. Elle est fonction des dimensions géométriques de l'élément et de la perméabilité magnétique du matériau [5].

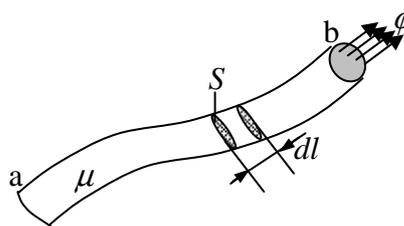


Fig.I.1. Echantillon de matériau magnétique

Ainsi, la réluctance d'une zone de l'espace traversée par un champ magnétique *Figure.I.1* s'exprime par la relation suivante :

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

Avec :

dl : Longueur élémentaire.

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

μ : Perméabilité magnétique du matériau occupant la zone considérée.

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

8

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 [7].

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 [7].

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, créée par un bobinage fixe, associé à un circuit ferromagnétique. Dans le cas de la création d'une force, il s'agit d'un système réductant [7].

L'électro-aimant est souvent un composant d'un système tel que relais, contacteur, électrovalve, etc. il peut se composer du seul système d'attraction *figure.1.2* ou comprendre également l'élément ferromagnétique attiré appelé noyau *figure.1.3*.

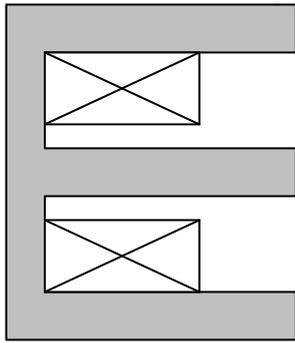


Fig.I.2. Système d'attraction d'un électro-aimant

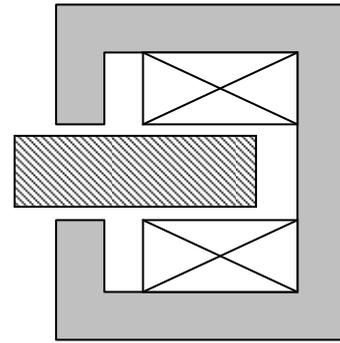


Fig.I.3. Electro-aimant avec un noyau plongeant

Il existe plusieurs types d'électro-aimant :

- Electro-aimants ouverts ;
- Electro-aimants en forme de U ;
- Electro-aimants en forme de E ;
- Electro-aimants cylindriques ;
- Electro-aimants à double effet et à effet réversible.

I.3.4. Exemples d'application [7]

Les applications choisies ne présentent pas un caractère exhaustif. Il s'agit de quelques exemples types. Les trois premiers font appel à un électro-aimant intégré dans le système entraîné. Les trois dernières sont relatives à des moteurs caractérisés par un mouvement continu ou alternatif, pour lesquels la notion du rendement peut être définie.

I.3.4.1. Relais

Un relais de faibles dimensions est actionné par électro-aimant en forme de U à armature tournante. La *figure.I.4* illustre le principe d'un électro-aimant. Il est excité par une alimentation de tension continue. Le circuit magnétique peut donc être massif.

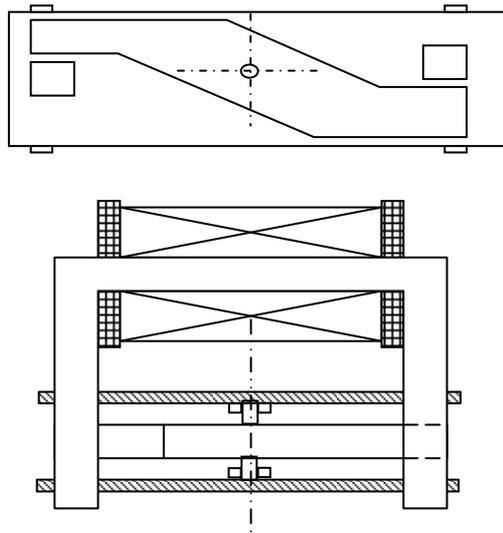


Fig.I.4. Coupe longitudinale d'un relais

I.3.4.2. Contacteur

Le contacteur représenté à la *figure.I.5* assure l'établissement et la coupure de courant plus importantes que ceux d'un relais. L'élément moteur est un électro-aimant à armature plongeante en E. La bobine est excitée en courant alternatif. Le circuit magnétique est donc formé de tôles.

L'électro-aimant agit sur un ensemble de contacts. Leur pression est assurée par des ressorts. La position fermée du transducteur est maintenue par une excitation au travers d'une résistance économique.

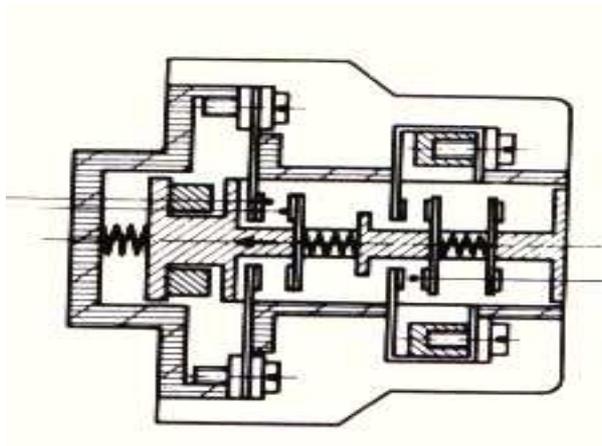


Fig.I.5. Coupe longitudinale d'un contacteur

I.3.4.3. Electrovalve

La *figure.I.6* représente un exemple d'électrovalve mue par un électro-aimant à réductance variable. Il est de type cylindrique à noyau plongeant. Ce dernier est solidaire du siège de la valve. L'alimentation se fait par une source de tension alternative redressée ou une tension continue. Dans ce cas également, une résistance économique est souvent insérée en série pour assurer le maintien en position ouverte.

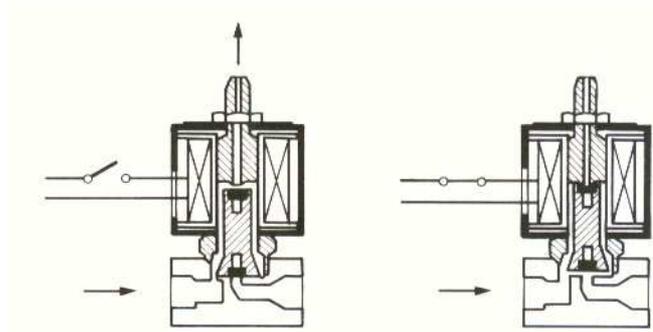


Fig.I.6. Coupe longitudinale d'une électrovalve

I.3.4.4. Moteur oscillant réductant

La *figure.I.7* représente un moteur oscillant à mouvement angulaire. La position d'équilibre sans courant est définie par un système de ressort. L'excitation du bobinage provoque un centrage de l'armateur mobile. Pour que le système s'amorce, il faut que la fréquence propre mécanique soit proche du double de la fréquence d'excitation (*force proportionnelle au carré du courant*). L'application du moteur décrit est l'entraînement de la tête de coupe d'un rasoir.

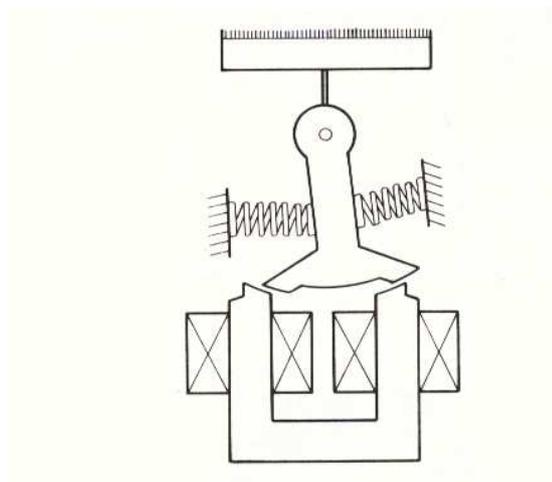


Fig.I.7. Schéma simplifié d'un moteur oscillant réductant

I.3.4.5. Moteur pas à pas

Un moteur pas à pas est un transducteur permettant une conversion d'énergie et d'information de caractère électromécanique. Son alimentation est de type électronique digitale ou impulsional. Son mouvement, rotatif ou de translation, est de type incrémental continu. La plupart des moteurs pas à pas génèrent un phénomène de démultiplication de vitesse. Le rapport entre la vitesse apparente du champ magnétique et celle du rotor est un nombre entier constant, positif ou négatif.

I.3.4.6. 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, de perméance 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, quant au rotor, qui ne possède aucun conducteur ni aimant, il aura une denture destinée à faire varier l'inductance du circuit électromagnétique.

Un système réductant est caractérisé par les propriétés suivantes : [7].

- 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 que 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 précédant 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.4. 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 Machines dans la littérature Anglo-saxonne) et les MRV à double saillance MRVDS (Switched Reluctance Machines pour les Anglo-saxons) [9].

I.4.1. Machines synchrones à pôles saillants

Ce sont des machines synchrones à pôles saillants au rotor. Elles sont à champ tournant. Les enroulements statoriques sont généralement triphasés et alimentés en courants alternatifs sinusoïdaux. Les cours classiques d'électrotechnique 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 inducteur avec celui d'induit*), le second dit de réluctance proportionnel au carré du champ d'induit ou du flux dans le cas d'une alimentation à flux constant. C'est bien entendu ce dernier terme qui est exploité dans les machines synchrones à réluctance.

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

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

I.4.2. Machines 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" non tournant au sens habituel. 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. Une particularité importante est leur alimentation en courant unidirectionnel: un électroaimant attire toujours une pièce ferromagnétique quelque soit le signe du courant. Il existe plusieurs variantes de MRVDS [9].

I.4.2.1. MRV pure

Cette MRV est principalement utilisée dans l'industrie pour les systèmes de démarreur alternatif dans les véhicules hybrides ou les avions mais aussi pour les systèmes de génération d'électricité dans l'aérospatiale. Ces applications sont caractérisées par l'absence de pertes au rotor ce qui représente un avantage majeur.

La MRV représentée sur la *figure.I.8* est alimentée par des courants de formes rectangulaires, la vitesse de rotation Ω du rotor est liée à la pulsation des courants statoriques ω et au nombre de plots au rotor N_r par la relation suivante :

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

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

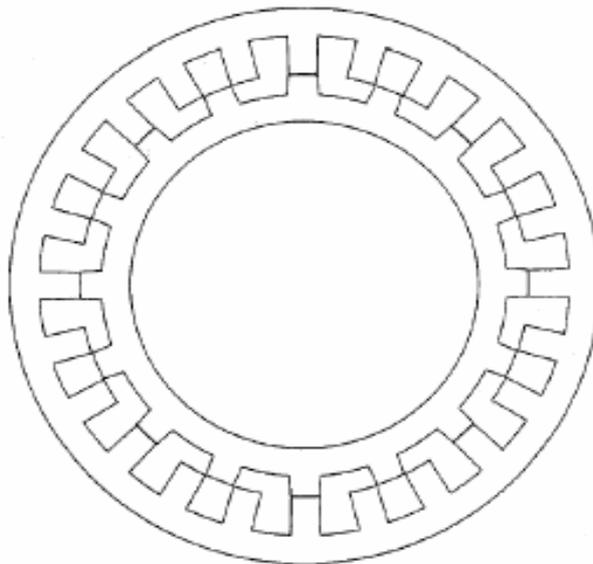


Fig.I.8. MRV pure

I.4.2.2. MRV vernier

Alors que la MRV pure est alimentée par des courants de forme rectangulaire la MRV vernier de la *figure.I.9* 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 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.

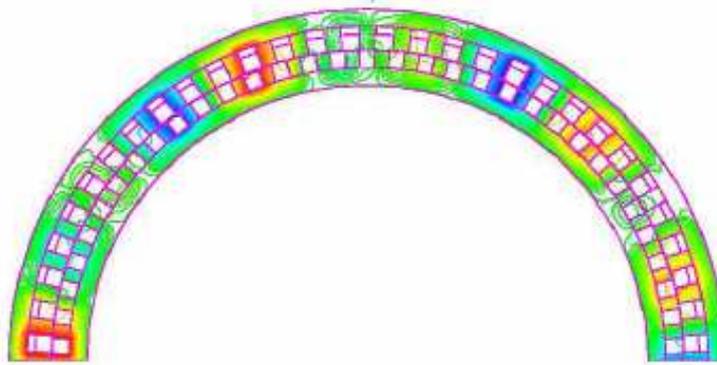


Fig.I.9. MRV à effet vernier

I.4.2.3. MRV hybride

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

La MRV de la *figure.I.10* 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 est le nombre de paires de pôles.

N_s est le nombre de plots au stator

N_r est le nombre de plots au rotor

La vitesse de rotation est liée à la pulsation des courants d'alimentation et 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.

16

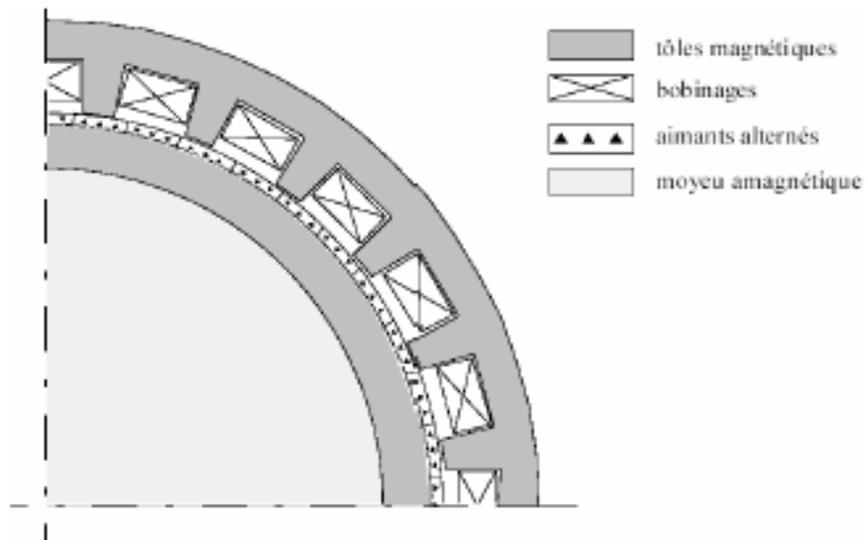


Fig.I.10. MRV hybride

I.5. 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 relative 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 et "à grosses 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*).

17

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

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

Chapitre II

*Principes de la conversion
d'énergie et étude analytique
du couple produit par une
MRVDS élémentaire*

Introduction

Dans l'exploitation des machines électriques tournantes, la maîtrise du couple électromagnétique est une question très importante, celui-ci peut être déterminé par la dérivation par rapport à la position du rotor de l'énergie magnétique emmagasinée [1].

Dans ce chapitre nous allons tout d'abord passer en revue les principes fondamentaux de la conversion d'énergie, les diverses expressions de l'énergie magnétique notamment celles de la co-énergie et du couple électromagnétique qui en découle.

Dans la suite de ce chapitre, nous effectuerons le lien entre la forme du courant d'alimentation et la forme de couple électromagnétique d'une machine à réluctance variable à double saillance (*MRVDS*) élémentaire, pour qu'en fin, nous arrivons à porter un avis quant à la forme optimale du courant qui maximise 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 est emmagasiné (*ou stocké*) dans cet élément dv une énergie magnétique dW [2]. L'énergie magnétique par élément de volume appelée communément densité d'énergie vaut par définition :

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

Dans les matériaux ferromagnétiques, de grande perméabilité, l'énergie magnétique est stockée de manière condensée, et peut être échangée sous forme mécanique, thermique ou électrique, dans certaines conditions.

Lorsque la perméabilité magnétique des matériaux est constante, c'est-à-dire pratiquement dans la zone linéaire de la courbe $B(H)$ *Figure.II.1*. 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 :

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

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 $\frac{1}{2} \mu H^2$ *figure. II.1*.

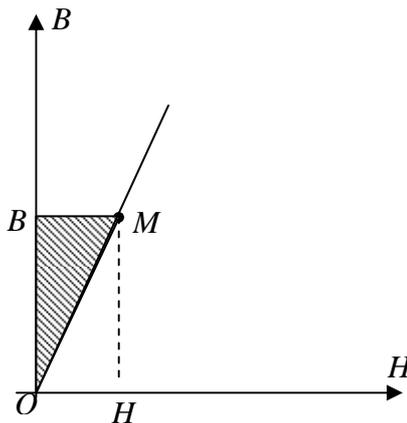


Fig.II.1. Courbe de magnétisation $B(H)$ et densité d'énergie magnétique.

II.1.2. Diverses expressions de l'énergie magnétique emmagasinée

Dans l'étude des machines électriques, on considère généralement que l'espace est limité au matériau ferromagnétique constituant la carcasse, et à ses entrefers, on peut définir alors directement l'énergie magnétique stockée dans cet espace, de dimensions généralement connues. Considérant par exemple un circuit magnétique de forme rectangulaire représenté sur la *figure.II.2* sur son noyau est enroulé une bobine de n spires traversée par un courant continu i et produisant un flux φ . Ce noyau est de section S et de longueur moyenne L .

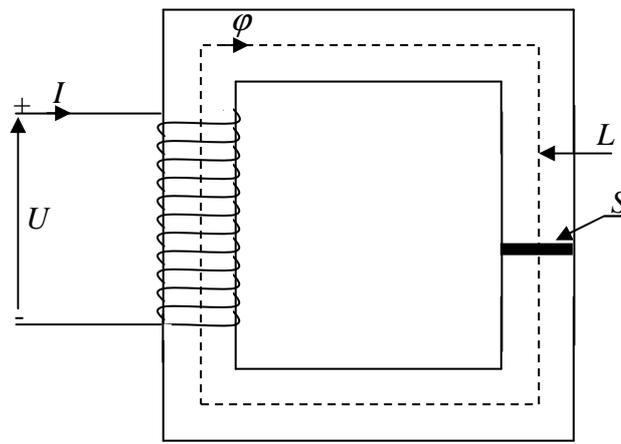


Fig.II.2. Circuit magnétique

L'énergie magnétique stockée vaut d'après [II.2] :

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

$$v = L \cdot S$$

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

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

En faisant intervenir le flux ϕ dans le circuit magnétique $\phi=B.S$ et la force magnétomotrice $F = ni$ de la bobine reliée au champ par $H.L = ni = F$, on peut exprimer l'énergie magnétique stockée par la relation suivante : On ob

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

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

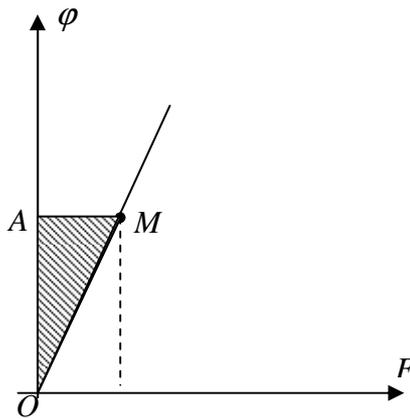


Fig.II.3. Courbe de magnétisation $\phi(F)$ et d'énergie magnétique.

On a : $n.i = F = \mathfrak{R}.\varphi \Rightarrow \varphi = \frac{1}{\mathfrak{R}}.F$

Donc la pente de la droite OM est égale à l'inverse de la réluctance qu'on appelle la perméance.

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

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

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

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

Il est parfois plus commode de faire intervenir l'inductance L.

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

$$\lambda = n.\varphi$$

Avec : λ est le flux totalisé

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

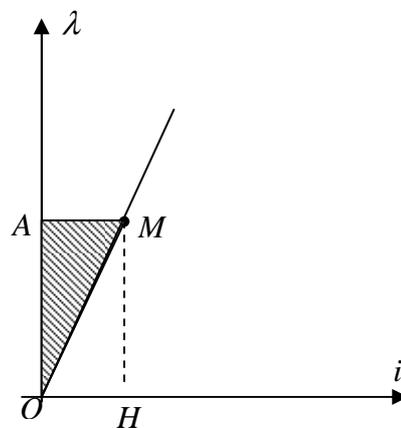


Fig.II.4. Courbe de magnétisation $\lambda(i)$ et énergie magnétique.

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.1.3. Concept de la Co-énergie

Dans le cas des matériaux de perméabilité variable, c'est-à-dire pratiquement pour les matériaux ferromagnétiques au voisinage de la saturation, 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 vaut, 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.

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

En intégrant cette expression on aura :

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

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

Si on représente l'état magnétique d'un noyau par sa courbe de magnétisation sous la forme $\varphi (F)$ *figure.II.5*.

Son énergie magnétique sera définie par :

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

Sa Co-énergie sera définie par :

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

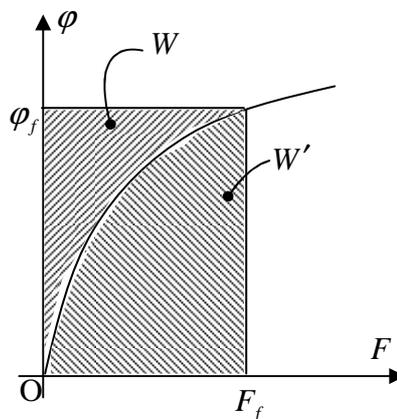


Fig.II.5. Energie et Co-énergie

On voit que l'état magnétique du matériau est, en fait, plutôt représenté par la somme de ces deux quantités ; tout le rectangle hachuré sur la *figure.II.5*.

La somme de l'énergie magnétique et la co-énergie vaut donc :

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

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

$$\left. \begin{array}{ll}
 \text{Energie magnétique} & W = \int_0^{\lambda} i.d\lambda \\
 \text{La Co-énergie magnétique} & W' = \int_0^i \lambda.di \\
 \text{La somme} & W + W' = \lambda.i
 \end{array} \right\} \quad [\text{II.11}]$$

Dans le cas d'un circuit linéaire l'énergie magnétique et la Co-énergie sont égales *figure.II.6*.

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

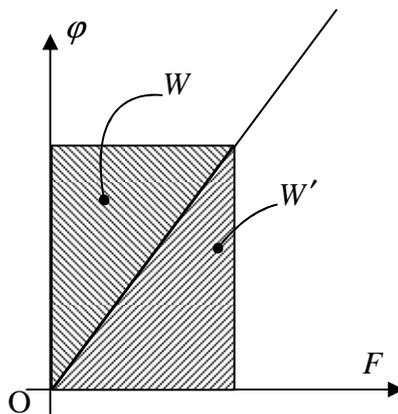


Fig.II.6. Courbe de magnétisation d'un circuit linéaire

II.2. Expressions du couple électromagnétique

Le calcul du couple électromagnétique d'une machine à réluctance variable peut être déduit à partir d'une étude sur un modèle élémentaire. La MRVDS la plus élémentaire qui soit est représentée sur la *figure II.7*.

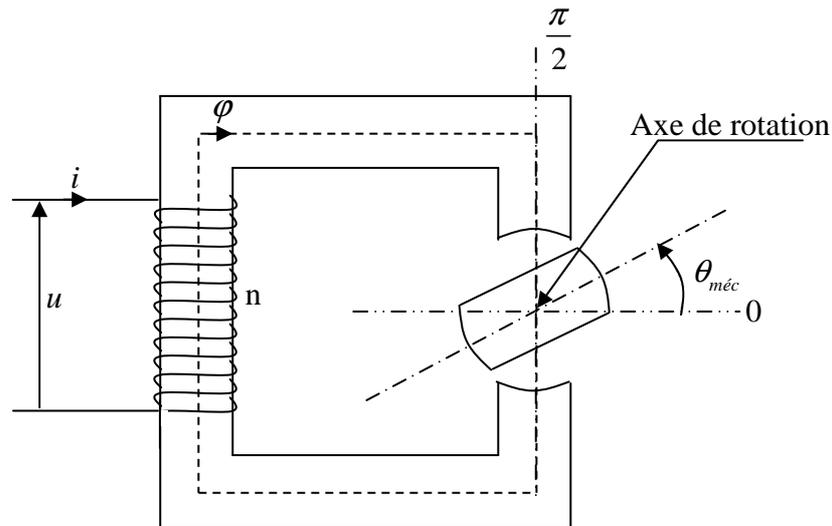


Fig.II.7. Modèle élémentaire d'une MRVDS

Avec : n est le nombre de spires

Le fonctionnement de la MRV est basé sur la variation de l'énergie magnétique entre deux positions remarquables du rotor [10].

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

Avec : $\theta_{méc}$ est l'angle mécanique

Ces deux positions sont montrées sur la *figure II.8*.

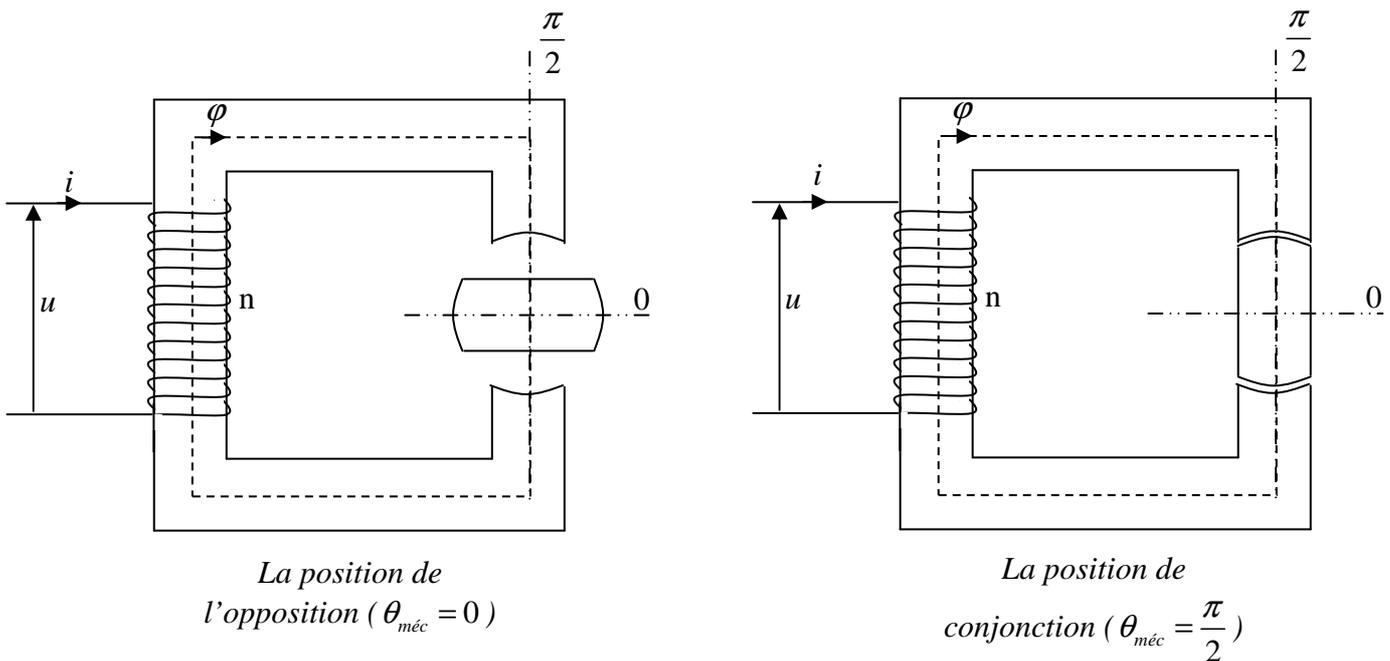


Fig.II.8. Les positions de la conjunction et de l'opposition du rotor

II.2.1. Expressions des énergies dans la machine

➤ **Energie électrique**

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

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

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 :

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

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

➤ **Energie mécanique**

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

$$dW_{méc} = T_e \cdot d\theta_{méc} \quad [\text{II.15}]$$

T_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].

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

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

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

Sa variation élémentaire vaut d'une façon générale :

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

➤ **Conservation de l'énergie**

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.

On peut donc écrire :

$$dW_{elec} = dW_{méc} + dW$$

$$i.d\lambda = T_e.d\theta_{méc} + dW \quad [II.18]$$

II.2.2. Diverses expressions du couple électromagnétique

➤ **Couple électromagnétique en fonction de l'énergie magnétique**

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

$$dW(\lambda, \theta_{méc}) = \frac{\partial W(\lambda, \theta_{méc})}{\partial \theta_{méc}} . d\theta_{méc}$$

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

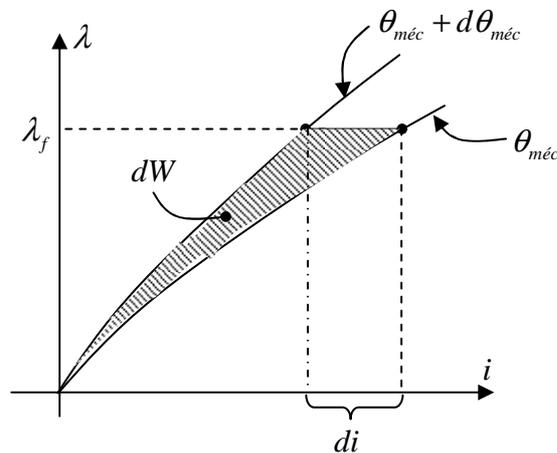


Fig.II.9. Variation de l'énergie magnétique à flux constant

L'expression [II.18] s'écrit :

$$0 = T_e \cdot d\theta_{méc} + dW$$

$$\Rightarrow T_e(\lambda, \theta_{méc}) = \frac{-dW(\lambda, \theta_{méc})}{d\theta} \quad [\text{II.19}]$$

➤ **Couple électromagnétique en fonction de la Co-énergie**

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 Co-énergie voir l'expression [II.11]:

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

Elle est représentée par la surface délimitée par les deux courbes de magnétisation de la *figure II.10*.

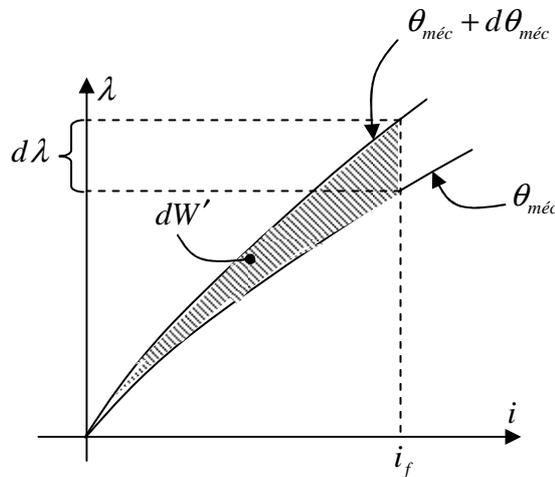


Fig.II.10. Variation de l'énergie magnétique à courant constant

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

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

Comme $di = 0$

Donc :

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

Replaçant l'expression [II.21] dans [II.18] on aura :

$$dW' + dW = T_e.d\theta_{méc} + dW$$

$$dW' = T_e.d\theta_{méc}$$

$$\Rightarrow T_e(i, \theta_{méc}) = \frac{dW'(i, \theta_{méc})}{d\theta_{méc}} \quad [\text{II.22}]$$

II.2.3. Expressions simplifiées du couple électromagnétique pour un circuit linéaire

Considérons un fonctionnement avec un courant assez faible de façon que le matériau magnétique ne soit pas saturé, dans ce cas la courbe de magnétisation se réduit à une droite *figure.II.11*, le flux est directement proportionnel au courant i , seul le facteur de proportionnalité (inductance ou reluctance) étant alors fonction de la position θ [2].

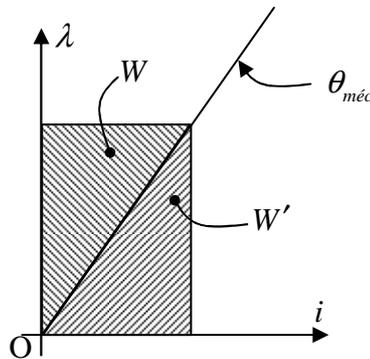


Fig.II.11. Courbe de magnétisation
D'un circuit linéaire

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

Ou encore :

$$n.i = \mathfrak{R}(\theta_{méc}) \cdot \varphi \quad [\text{II.24}]$$

$$\mathfrak{R}(\theta_{méc}) = \frac{n^2}{L(\theta_{méc})}$$

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

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

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

Et le couple électromagnétique vaut alors :

$$T_e(\varphi, \theta_{méc}) = -\frac{1}{2} \varphi^2 \cdot \frac{d\mathfrak{R}(\theta_{méc})}{d\theta_{méc}} \quad [\text{II.25}]$$

La Co-énergie s'écrit d'après l'expression [II.5]

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

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

$$T_e(i, \theta_{méc}) = \frac{1}{2} i^2 \cdot \frac{dL(\theta_{méc})}{d\theta_{méc}} \quad [\text{II.26}]$$

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

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 $L(\theta_{méc})$ par $\wp(\theta_{méc}).n^2$ on obtient :

$$T_e(i, \theta_{méc}) = \frac{1}{2} . n^2 . i^2 . \frac{d\wp(\theta_{méc})}{d\theta_{méc}}$$

$$T_e(i, \theta) = \frac{1}{2} . F^2 . \frac{d\wp(\theta_{méc})}{d\theta_{méc}} \quad [\text{II.27}]$$

II.2.4. Variations du couple électromagnétique en fonction de la position du rotor

En s'approchant de la position de la conjonction, le rotor de la machine élémentaire de la *figure.II.7* 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 réticent et la machine développe alors un couple résistant (négatif).

A fin de mettre en évidence l'évolution du couple électromagnétique de la machine élémentaire représentée sur la *figure.II.7*, nous avons fait un calcul numérique avec la méthode des éléments finis à l'aide du logiciel Maxwell. Pour se faire, la bobine d'alimentation est alimentée par un courant constant de 18A. Nous déplaçant le rotor par pas de 5 degrés mécaniques et pour chaque position nous relevons la valeur du couple résultant. L'allure de ce dernier est donnée sur la *figure.II.12*.

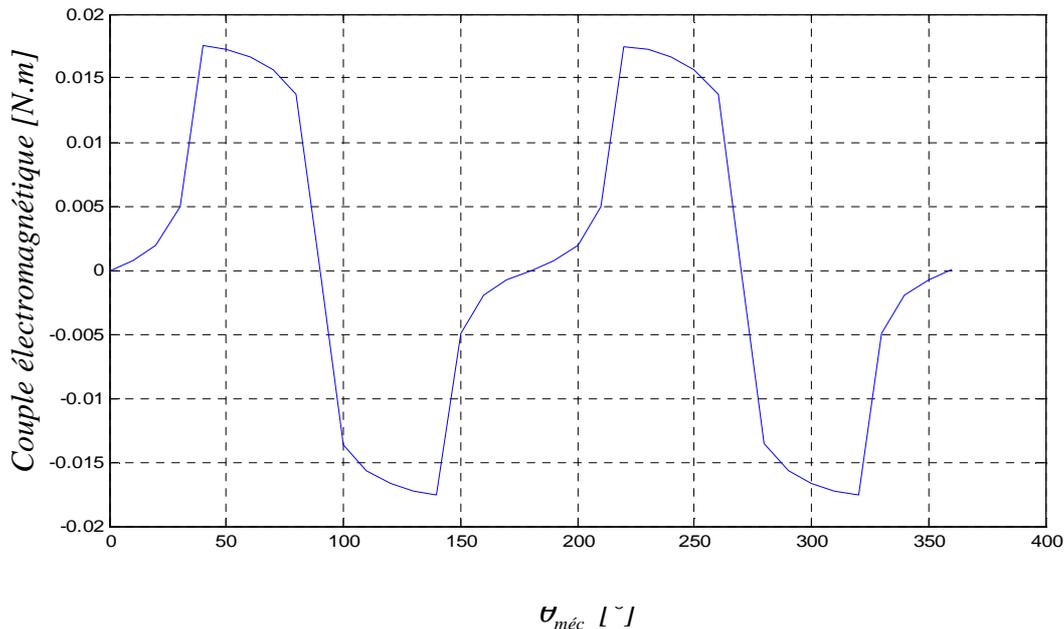


Fig.II.12. Variation du couple électromagnétique en fonction de la position du rotor.

La forme du couple électromagnétique obtenu est celle du couple total représentant la somme des couples d'attraction et du couple de freinage. A partir de la position de l'opposition $\theta_{méc} = 0$ le couple augmente lentement puis il passe par un maximum autour de $\theta_{méc} = 45^\circ$. A partir de ce maximum le couple décroît rapidement pour s'annuler à la position de la conjonction $\theta_{méc} = 90^\circ$. Au-delà de cette position le couple continue à décroître dans le sens négatif et il atteint son minimum au alentour de $\theta_{méc} = 135^\circ$ puis il augmente lentement pour s'annuler à nouveau à la position de l'opposition $\theta_{méc} = 180^\circ$. 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.

II.3. Modes d'alimentation [6]

II.3.1. Machine non excitée

La machine ne comporte qu'un seul bobinage par phase qui produit tous les ampères tours disponibles (*forces magnétomotrices*). Le signe du couple étant indépendant de ces derniers, deux types d'alimentation sont possibles pour le même couple électromagnétique produit. En effet, supposons que l'on alimente la machine en lui imposant périodiquement un courant positif. On peut obtenir un couple moyen non nul. Le courant est unidirectionnel et sa période est identique à celle de l'onde de perméance. Maintenant changeons le signe de ce courant initial une période sur deux. Le couple électromagnétique n'est pas modifié mais cette fois le courant est bidirectionnel à valeur moyenne nulle et sa période correspond à deux période de la fonction perméance.

II.3.2. Machine excitée

Sur chaque phase de la machine sont utilisés deux bobinages distincts supposés parfaitement couplés. Les ampères tours produits par chacune d'eux s'ajoutent algébriquement. L'un d'eux, dit bobinage d'excitation, produit des ampères tours constants. L'autre, dit bobinage d'alimentation, produit des ampères tours variables à la fréquence de variation de la perméance. Ces derniers peuvent être soit bidirectionnels à valeur moyenne nulle, soit unidirectionnels, ils ne font alors qu'accroître la valeur des ampères tours d'excitation. Les ampères tours continus sont en général produits à moindre coût. C'est là l'intérêt majeur de la machine excitée.

II.3.3. Calcul analytique du couple électromagnétique suivant les modes d'alimentation

Afin de comprendre comment influent les paramètres décrivant la forme du courant d'alimentation (courant sinusoïdal pure, courant sinusoïdal décalé, courant sinusoïdal avec une composante continue et courant en créneau) sur le couple électromagnétique produit par la MRVDS, une étude analytique s'avère indispensable.

Ce calcul analytique repose sur le développement de l'équation [II.27], en adoptant les hypothèses suivantes :

- Le fonctionnement en régime linéaire
- La limitation aux fondamentaux des ondes de la force magnétomotrice de la perméance.

En examinant la machine élémentaire de la *figure.II.7*, nous observons que la perméance passe par sa valeur maximale à $\theta_{méc} = \frac{\pi}{2}$ et par sa valeur minimale à $\theta_{méc} = 0^\circ$, mais elle ne s'annule jamais car le circuit magnétique présente toujours une certaine perméance.

Pour une étude simpliste nous supposons que la variation de la perméance avec la position du rotor est sinusoïdale et son expression est donnée comme suit :

$$\wp = \wp_0 - \wp_1 \cdot \cos \theta_{méc} \quad \text{Avec : } \wp_0 > \wp_1$$

L'onde de la force magnétomotrice peut prendre plusieurs formes selon le mode d'excitation et son décalage par rapport à l'onde de la perméance, elle peut être à priori quelconque. Son expression générale peut s'écrire alors comme suit :

$$F = F_0 + F_m \cdot \sin(k\theta + \beta)$$

F_m : Valeur maximale de la force magnétomotrice variable.

F_0 : Force magnétomotrice constante.

k : Le rapport entre la fréquence de la perméance et celle de la *F.m.m.*

β : Le décalage de la force magnétomotrice par rapport à la perméance.

➤ **Le couple électromagnétique**

De l'expression [II.27], le couple électromagnétique s'écrit comme suit :

$$T_e = \frac{1}{2} \cdot F^2 \cdot \frac{d\wp(\theta_{méc})}{d\theta_{méc}}$$

A fin de rendre l'expression du couple électromagnétique indépendante du nombre de plots rotorique, nous développons les calculs en fonction des angles électriques au lieu des angles mécaniques.

L'angle électrique et l'angle mécanique sont liés par la relation suivante :

$$\theta = p \cdot \theta_{méc}$$

θ : L'angle électrique.

p : Le nombre de plots magnétiques identiques du rotor.

Donc :

$$T_e = \frac{p}{2} \cdot F^2 \cdot \frac{d\wp(\theta)}{d\theta}$$

En remplaçant la force magnétomotrice et la perméance avec leurs expressions précédentes, nous aurons l'expression du couple suivante :

$$T_e = \frac{p}{2} (F_0 + F_m \cdot \sin(k\theta + \beta))^2 \cdot (\wp_1 \cdot \sin \theta)$$

$$T_e = \frac{p}{2} \left[\wp_1 \cdot F_0^2 \cdot \sin \theta + \wp_1 \cdot F_m^2 \cdot \sin^2(k\theta + \beta) \cdot \sin \theta + 2 \cdot F_0 \cdot F_m \cdot \sin(k\theta + \beta) \cdot \wp_1 \cdot \sin \theta \right]$$

$$T_e = \frac{p}{2} \wp_1 \left[F_0^2 \cdot \sin \theta + \frac{F_m^2}{4} \left(\sin((2k-1)\theta + 2\beta) - \sin((2k+1)\theta + 2\beta) \right) + 2 \sin \theta \right] + F_0 \cdot F_m \left(\cos((k-1)\theta + \beta) - \cos((k+1)\theta + \beta) \right)$$

$$T_e = \frac{p}{2} \wp_1 \left[F_0^2 \cdot \sin \theta + \frac{F_m^2}{4} \cdot \sin((2k-1)\theta + 2\beta) - \frac{F_m^2}{4} \cdot \sin((2k+1)\theta + 2\beta) + \frac{F_m^2}{2} \cdot \sin \theta + F_0 \cdot F_m \cdot \cos((k-1)\theta + \beta) - F_0 \cdot F_m \cdot \cos((k+1)\theta + \beta) \right]$$

➤ **Le couple moyen**

$$T_{e_{moy}} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} T_e \cdot d\theta$$

$$T_{e_{moy}} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} \frac{p}{2} \wp_1 \cdot \left[F_0^2 \cdot \sin \theta + \frac{F_m^2}{4} \cdot \sin((2k-1)\theta + 2\beta) - \frac{F_m^2}{4} \cdot \sin((2k+1)\theta + 2\beta) + \frac{F_m^2}{2} \cdot \sin \theta + F_0 \cdot F_m \cdot \cos((k-1)\theta + \beta) - F_0 \cdot F_m \cdot \cos((k+1)\theta + \beta) \right] d\theta$$

$$T_{e_{moy}} = \frac{p}{2\pi} \frac{\wp_1}{2} \left[\frac{F_m^2}{4} \cdot \int_0^{2\pi} \sin((2k-1)\theta + 2\beta) \cdot d\theta + F_0 \cdot F_m \int_0^{2\pi} \cos((k-1)\theta + \beta) d\theta \right]$$

Nous remarquons que le couple moyen est non nul dans deux cas seulement :

- **k = 1** : Dans ce cas la force magnétomotrice a la même fréquence que l'onde de perméance

L'expression du couple moyen devient :

$$T_{e_{moy}} = \frac{p}{2\pi} \frac{\wp_1}{2} \left[\frac{F_m^2}{4} \cdot \int_0^{2\pi} \sin(\theta + 2\beta) \cdot d\theta + F_0 \cdot F_m \int_0^{2\pi} \cos \beta \cdot d\theta \right]$$

$$T_{e_{moy}} = \frac{p}{2\pi} \frac{\wp_1}{2} \cdot F_0 \cdot F_m \cdot \int_0^{2\pi} \cos \beta \cdot d\theta$$

$$T_{e_{moy}} = \frac{p}{2} \wp_1 \cdot F_0 \cdot F_m \cdot \cos \beta$$

Le couple moyen dépend de la composante constante F_0 et de la composante variable F_m de la force magnétomotrice, de la composante variable \wp_1 de la perméance et de l'angle de décalage β . Il est maximal pour $\beta = 0^\circ$ et nul pour $\beta = \frac{\pi}{2}$.

- $k = 1/2$: Dans ce cas La force magnétomotrice a une période double de celle de la perméance.

L'expression du couple moyen devient :

$$T_{e_{moy}} = \frac{P}{2\pi} \frac{\wp_1}{2} \left[\frac{F_m^2}{4} \int_0^{2\pi} \sin(2\beta).d\theta + F_0.F_m \int_0^{2\pi} \cos\left(\beta - \frac{1}{2}\theta\right).d\theta \right]$$

$$T_{e_{moy}} = \frac{P}{2\pi} \frac{\wp_1}{2} \left[\frac{F_m^2}{4} \int_0^{2\pi} \sin(2\beta).d\theta \right]$$

$$T_{e_{moy}} = \frac{P}{8} \wp_1.F_m^2.\sin(2\beta)$$

Dans ce cas le couple moyen est proportionnel au carré de la composante variable F_m et dit couple de réluctance pure [6].

Le couple moyen est maximal pour $\beta = \frac{\pi}{4}$ et nul pour $\beta = 0^\circ$. On constate qu'il est indépendant de la composante continue F_0 que l'on a donc intérêt à annuler pour minimiser le couple pulsatoire ainsi que les pertes joule.

II.4. Alimentation par un courant sinusoïdal

II.4.1. Sinusoïde pure

On alimente dans un premier temps la bobine d'excitation par un courant sinusoïdal pure de fréquence égale à la moitié de celle de la perméance. Ce courant d'alimentation est callé sur le passage des plots rotoriques par la position d'opposition ($\beta = 0^\circ$).

La force magnétomotrice s'écrit comme suit :

$$F(\theta) = F_m \cdot \sin\left(\frac{1}{2}\theta\right)$$

Les formes d'ondes de la perméance, du courant (force magnétomotrice) et du couple électromagnétique sont représentées sur la *figure.II.14*.

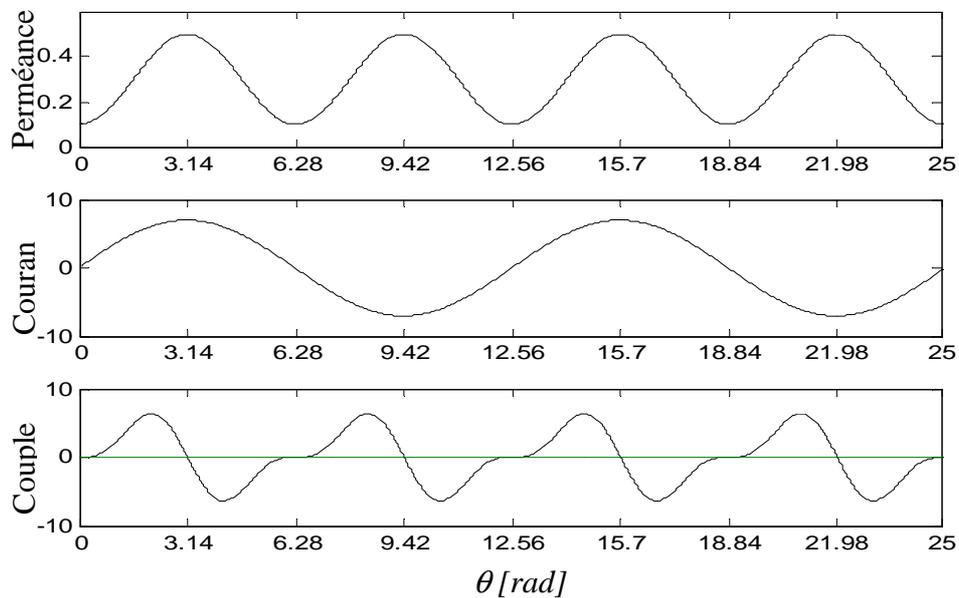


Fig.II.14. Formes d'ondes de la perméance, du courant et du couple électromagnétique

On observe que le couple électromagnétique résultant est périodique de période identique à celle de la perméance. Il est nul pour les positions de l'opposition et de la conjonction. Il passe par sa valeur maximale lorsque le rotor est au alentour de $\theta = 100^\circ$ et par sa valeur minimale lorsque celui-ci est au alentour de $\theta = 280^\circ$.

En redressant ce courant, la fréquence de ce dernier devient identique à celle de la perméance, mais comme le couple électromagnétique ne dépend pas du sens de courant, cela conduit exactement à la même allure de couple électromagnétique.

La *figure.II.15* montre l'allure de ce couple électromagnétique pour un courant redressé.

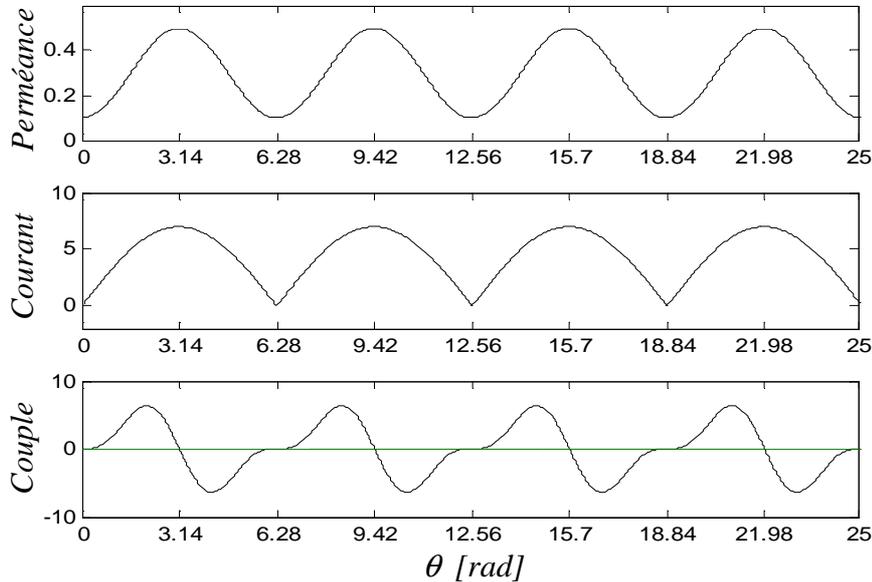


Fig.II.15. Formes d'ondes de la perméance, du courant redressé et du couple électromagnétique

II.4.2. Sinusoïde pure décalée

Pour avoir une valeur moyenne du couple électromagnétique non nulle, nous décalons l'onde de la force magnétomotrice par rapport à celle de la perméance d'un angle β . En faisant donc varier ce dernier, nous calculons la valeur du couple moyen pour chaque valeur de cet angle β .

La force magnétomotrice s'écrit donc comme suit :

$$F(\theta) = F_m \cdot \sin\left(\frac{1}{2}\theta + \beta\right)$$

Nous prenons à titre d'exemple un angle de décalage $\beta = 60^\circ$ et nous présentons sur la *figure.III.16* les allures de la perméance, du courant et couple électromagnétique qui en découle.

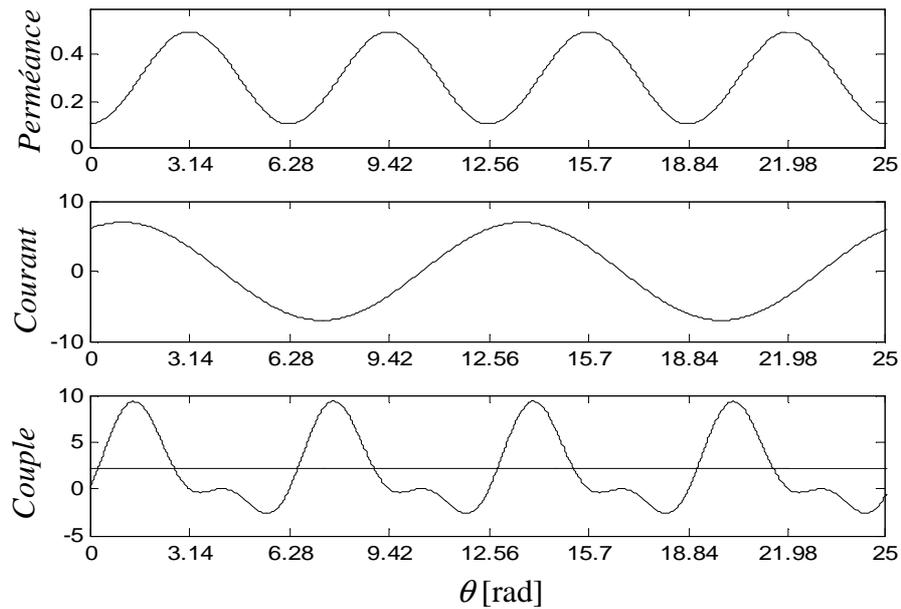


Fig.II.16. Formes d'ondes de la perméance, du courant et du couple électromagnétique pour $\beta = 60^\circ$

De la *figure.II.16* nous observons que le couple électromagnétique est nul pour $\theta = 0^\circ$, il présente une bosse positive dans l'intervalle $[0, \pi]$ dont la valeur maximale est à $\theta = \frac{\pi}{2}$ puis il s'annule encore à $\theta = \pi$. Dans l'intervalle $[\pi, 2\pi]$ le couple est négatif et présente des petites ondulations pour s'annuler à nouveau à $\theta = 2\pi$. Le couple électromagnétique est alors périodique de période identique à celle de la perméance.

La variation du couple moyen en fonction de l'angle de décalage β est donnée par la *figure. II.17*.

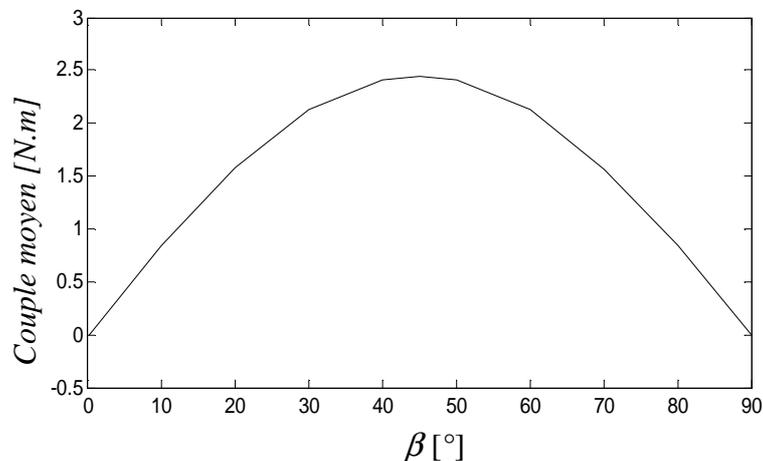
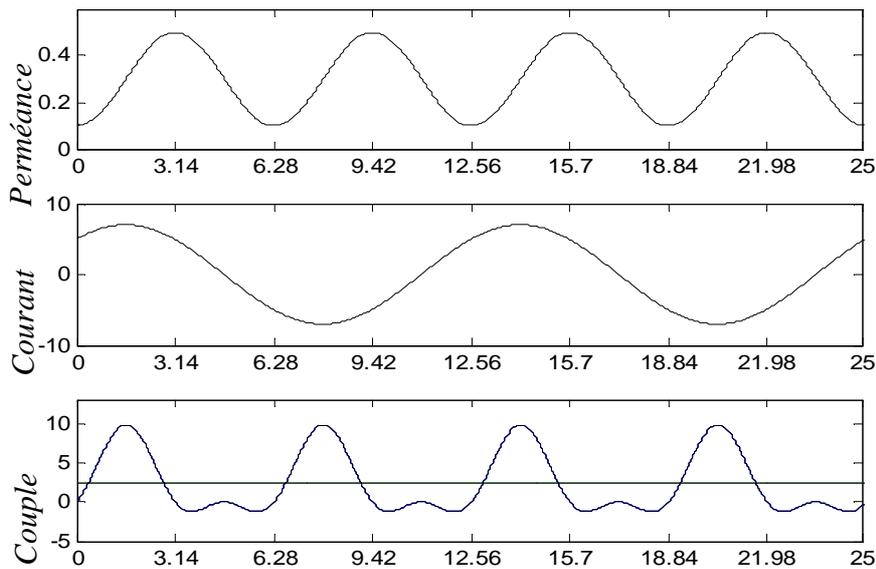


Fig.II.17. Variation du couple moyen en fonction de l'angle décalage β

Nous observons que le couple moyen est nul pour un angle β nul. Il augmente jusqu'à ce qu'il atteigne sa valeur maximale pour $\beta = \frac{\pi}{4}$. Au-delà, il décroît pour s'annuler à nouveau à $\beta = \frac{\pi}{2}$. Nous représentons alors sur la *figure.II.18* l'onde du courant décalée avec un angle $\beta = \frac{\pi}{4}$ et l'allure du couple électromagnétique correspondant.



figII.18. θ [rad]

Fig.II.18. Formes d'ondes de la perméance, du courant et du couple électromagnétique pour $\beta = \frac{\pi}{4}$

II.4.3. Sinusoïde pure avec une composante continue

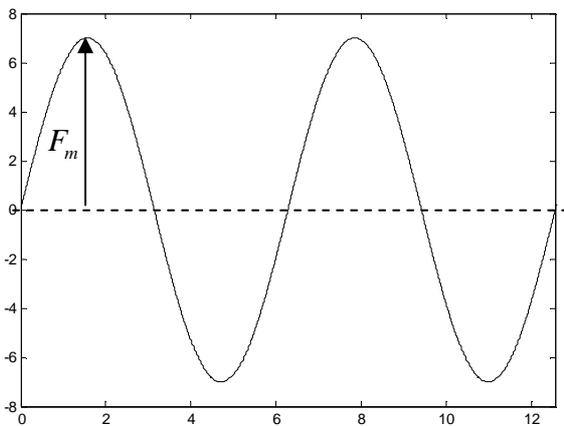
Cette forme d'alimentation correspond à celle d'une machine excitée où F_0 est la composante continue engendrée par le bobinage d'excitation, l'autre terme F_m' est variable, de fréquence identique à celle de la perméance et correspond au bobinage d'alimentation.

La force magnétomotrice est décalée par rapport à l'onde de la perméance d'un angle β . L'expression de cette $F.m.m$ s'écrit alors comme suit :

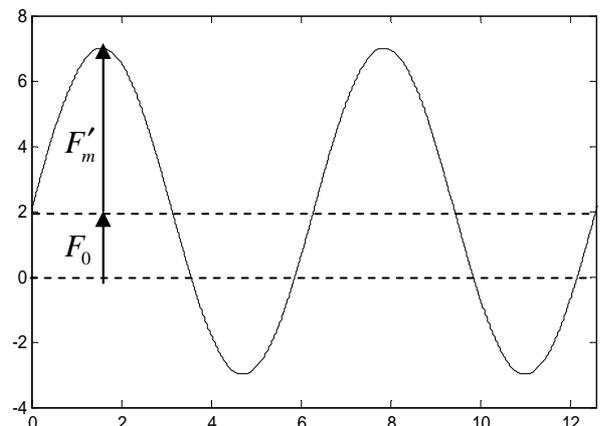
$$F(\theta) = F_0 + F'_m \cdot \sin(\theta + \beta)$$

Afin de pouvoir faire une étude comparative avec les résultats précédents, nous démarrons d'une forme sinusoïdale pure à laquelle nous rajoutons une composante continue mais nous faisons en sorte que les deux formes aient la même valeur efficace. Le fait de fixer la valeur efficace nous garantit l'égalité des pertes Joule dans la bobine d'alimentation quelque soit la forme du courant d'alimentation, donc de la forme de la force électromotrice.

On représente sur la *figure.II.19* les deux sinusoïdes avec et sans composante continue.



$$F(\theta) = F_m \cdot \sin(\theta + \beta)$$



$$F(\theta) = F_0 + F'_m \cdot \sin(\theta + \beta)$$

Fig.II.19. Présentation des sinusoïdes sans et avec composante continue

- **Calcul de la valeur efficace**

La valeur efficace de la sinusoïde pure est égale à :

$$F_{eff} = \frac{F_m}{\sqrt{2}}$$

La valeur efficace de la sinusoïde avec la composante continue est égale à :

$$F_{eff} = \frac{\sqrt{2.F_0^2 + F_m'^2}}{\sqrt{2}}$$

En faisant l'égalité entre les valeurs efficaces des deux formes on aura :

$$\begin{aligned} \frac{F_m}{\sqrt{2}} &= \frac{\sqrt{2.F_0^2 + F_m'^2}}{\sqrt{2}} \\ F_m &= \sqrt{2.F_0^2 + F_m'^2} \\ F_m' &= \sqrt{F_m^2 - 2.F_0^2} \end{aligned} \quad \text{[II.28]}$$

Pour apprécier l'influence de la composante continue F_0 et l'angle de décalage β sur le couple électromagnétique, nous fixons la valeur maximale de la sinusoïde pure F_m , et à partir de d'expression [II.28] nous calculons pour chaque valeur de la composante continue F_0 la valeur maximale de la composante variable correspondante F_m' . Pour chaque cas déterminé par les valeurs F_m et F_m' nous relevons une courbe faisant apparaître l'évolution du couple moyen en fonction de l'angle de décalage β . Nous obtenons alors le réseau de courbes représenté sur la *figure.II.20*.

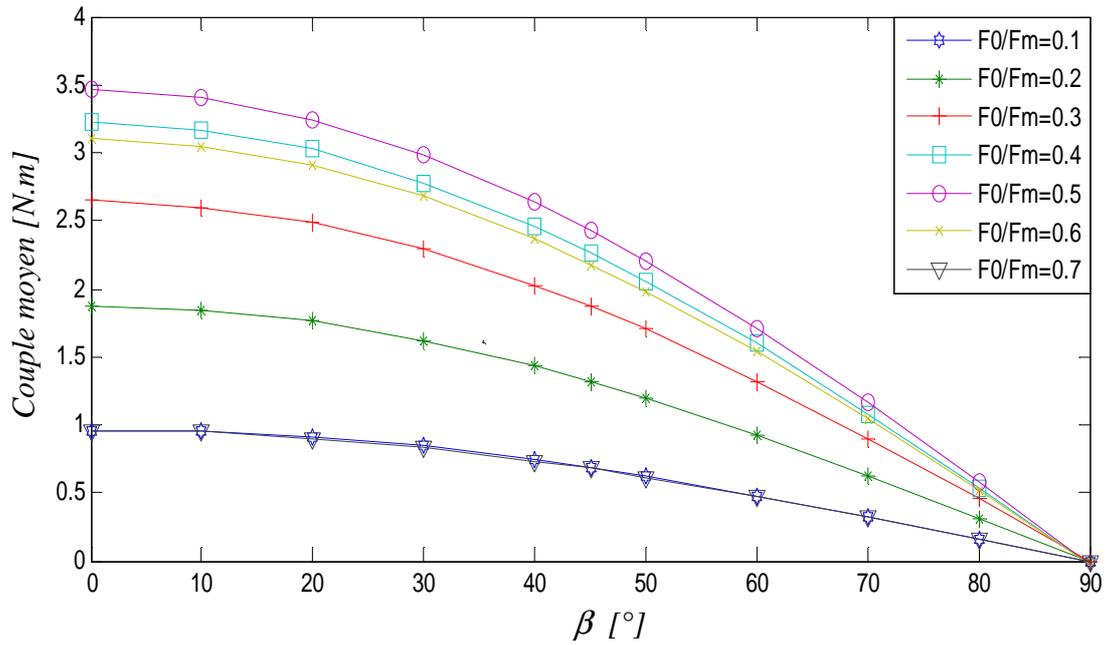


Fig.II.20. Le couple moyen en fonction de l'angle de décalage β avec le rapport $\frac{F_0}{F_m}$ comme paramètre.

Pour beaucoup plus de clarté, ces courbes peuvent être assemblées sous forme d'une seule courbe à 3D donnée sur la figure.II.21.

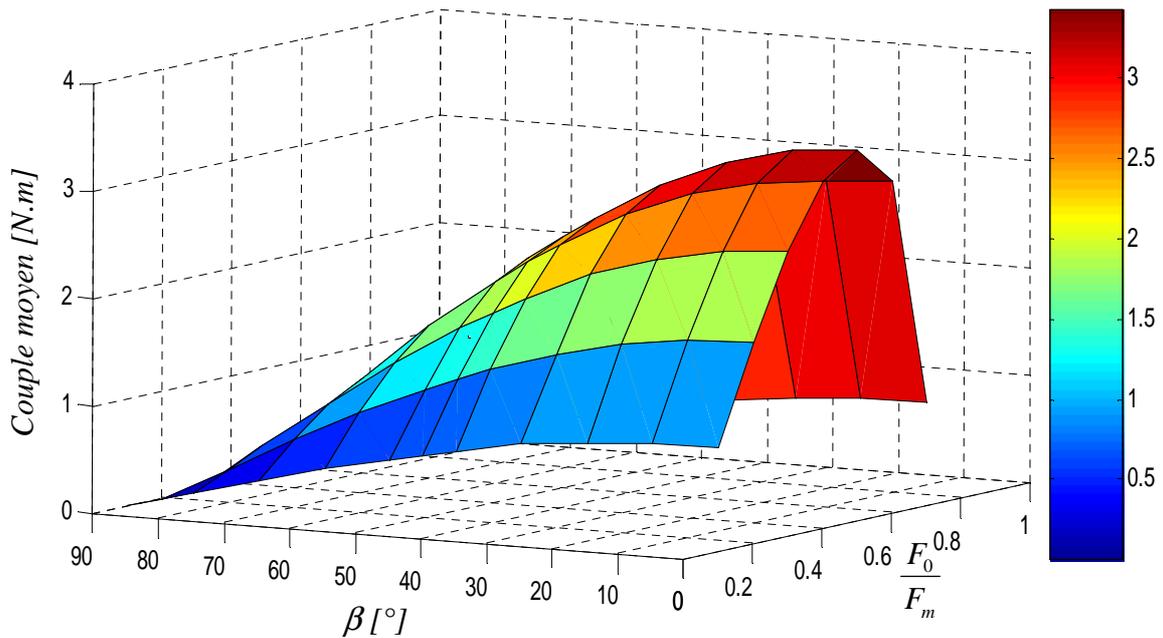


Fig.II.21. Couple moyen en fonction du rapport $\frac{F_0}{F_m}$ et de l'angle de décalage β

D'après le réseau de courbes de la *figure.II.20*, la valeur la plus élevée du couple moyen est obtenue pour un angle décalage nul $\beta = 0^\circ$, ça se voit aussi sur la courbe 3D de la *figure.II.21*.

Nous pouvons donc également représenter le couple moyen en fonction du rapport $\frac{F_0}{F_m}$ pour $\beta = 0^\circ$ sous forme d'histogramme donné sur la *figure.II.22*.

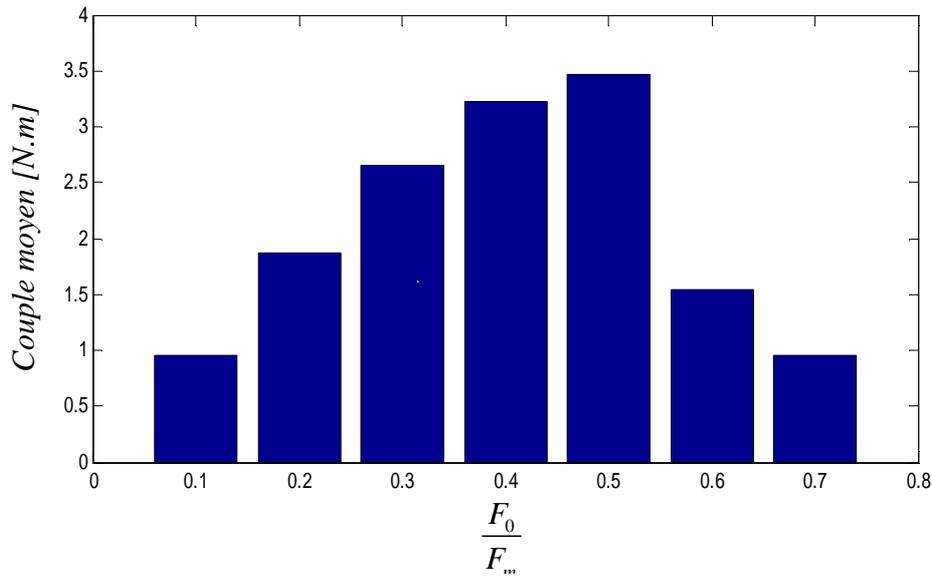


Fig.II.22. Le couple moyen en fonction du rapport $\frac{F_0}{F_m}$ pour $\beta = 0^\circ$

Pour un courant sinusoïdal avec une composante continue le couple moyen maximum est obtenu pour un angle décalage nul avec une composante continue F_0 égale à la moitié de la valeur maximale de la composante sinusoïdale F_m .

$$F'_m = \sqrt{F_m^2 - 2.F_0^2} = \sqrt{F_m^2 - 2.\left(\frac{1}{2}F_m\right)^2}$$

$$F'_m = \frac{F_m}{\sqrt{2}}$$

Représentons alors pour ce cas, les allures de la perméance, du courant et du couple électromagnétique figure.II.23.

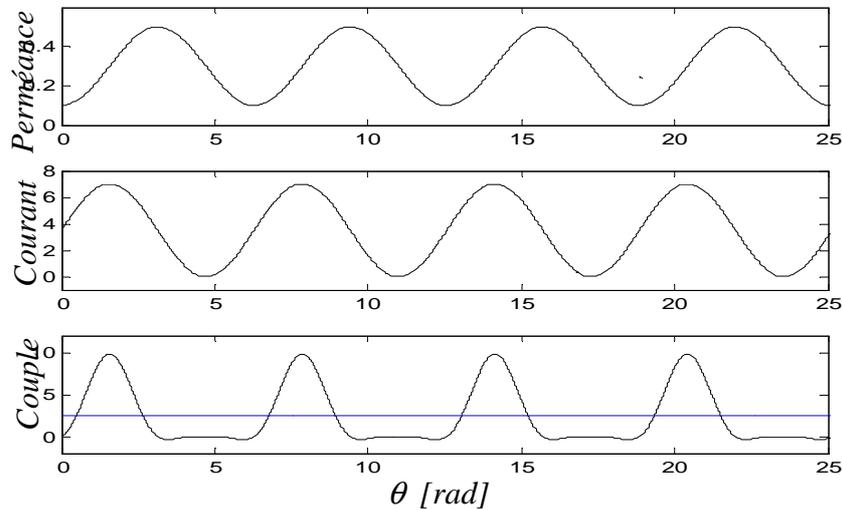


Fig.II.23. Les formes d'ondes de la perméance, du courant et du couple électromagnétique pour $F_0 = \frac{1}{2} F_m$ et $F'_m = \frac{F_m}{\sqrt{2}}$

D'après la figure.II.23, nous constatons que le couple électromagnétique présente une bosse positive dans l'intervalle $[0.\pi]$ dont le maximum est obtenu à $\theta = \frac{\pi}{4}$. La partie négative du couple électromagnétique est éliminée, ce couple est donc nul dans l'intervalle $[\pi.2\pi]$ ce qui a fait que le couple moyen a augmenté.

Dans le cas où la fréquence de la force magnétomotrice est égale à celle de la perméance ($k=1$), cela correspond soit au régime excité, soit au régime non excité en courant unidirectionnel. Dans ce cas le couple moyen est maximum pour un angle d'avance nul.

Dans le cas où la fréquence du courant est la moitié de celle de la perméance ($k=1/2$), cela correspond au régime non excité avec un courant bidimensionnel. Dans ce cas le couple moyen est maximum pour un angle d'avance égale à 45° .

II.5. Alimentation par un courant en créneau

Pour parvenir à dégager une conclusion sur la forme du courant qu'il faut injecter dans la machine, on essaiera dans cette partie une alimentation en créneaux de courant. Et comme le couple ne dépend pas du signe de courant, ce dernier peut être unidirectionnel ou bidirectionnel.

Pour que les pertes joule dans le circuit d'alimentation soient les mêmes pour les différentes formes de courants, les valeurs efficaces doivent là aussi être les mêmes *figure.II.24*.

Dans un premier temps on considère la forme du courant donnée sur la *figure.II.24.b* ayant une amplitude égale à la valeur efficace de la sinusoïde avec une période égale à deux fois celle de la perméance.

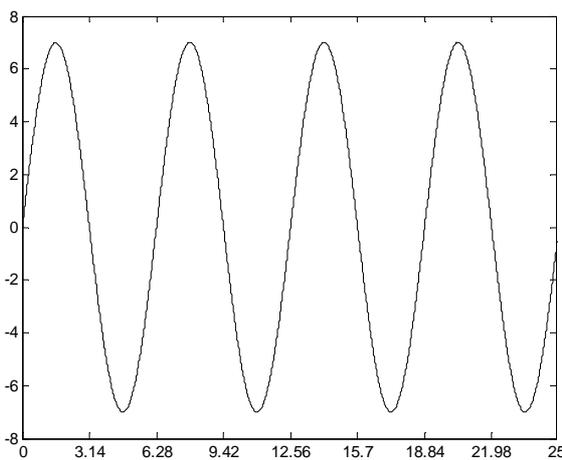


Fig.II.24.a. *Forme sinusoïdale*

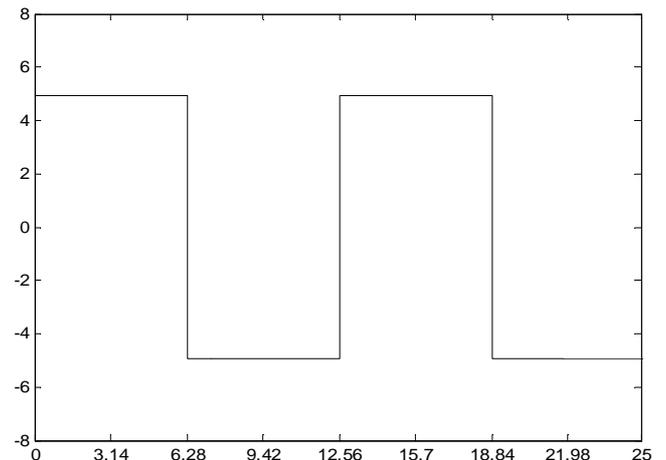


Fig.II.24.b. *Forme en créneau*

Fig.II.24. *Représentation des formes sinusoïdale et carrée avec les mêmes valeurs efficaces*

La perméance, le courant en créneau et le couple électromagnétique sont représentés en fonction de la position du rotor sur la *figure.II.25*.

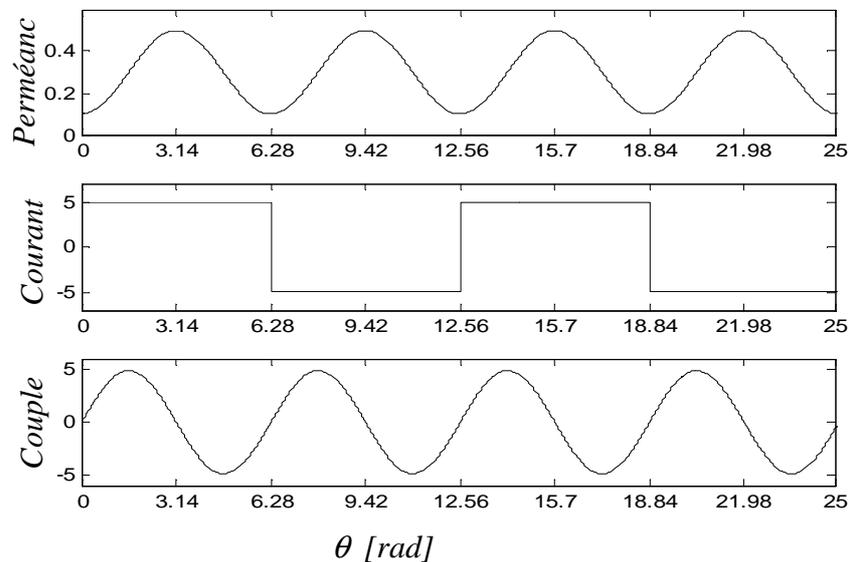


Fig.II.25. Les formes d'ondes de la perméance, du courant et du couple électromagnétique

On remarque, d'après la *figure.II.25*, que le couple électromagnétique a une forme parfaitement sinusoïdale de période identique à celle de la perméance, le couple moyen est donc nul. Comme le couple électromagnétique est indépendant du signe de courant, l'alimentation de la bobine avec un créneau de courant revient à lui injecter un courant constant.

Dans la suite de travail nous réalisons une analyse paramétrique destinée à dégager l'influence de rétrécissement du créneau de courant sur le couple électromagnétique.

Faisons donc réduire le courant avec un angle γ de telle sorte à avoir un couple qui ne soit composé que du couple d'attraction et calculons la valeur du couple moyen pour chaque valeur de cet angle, tout en gardant la même valeur efficace de ce courant par rapport à celle du courant sinusoïdal pure étudié précédemment.

L'amplitude F_1 des créneaux de courants en fonction de l'angle γ est égale à :

$$F_1 = \frac{F_m \cdot \sqrt{\pi}}{\sqrt{2\pi - \gamma}}$$

On montre sur la *figure.II.26* l'augmentation de l'amplitude des créneaux de courants avec l'augmentation de l'angle γ .

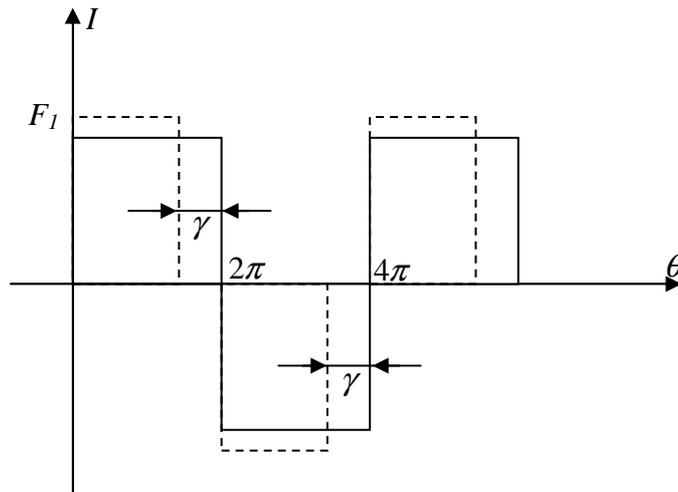


Fig.II.26. Représentation de l'amplitude des créneaux rétrécis

On peut ainsi représenter le couple moyen de la machine en fonction de l'angle γ sur la *figure.II.27*.

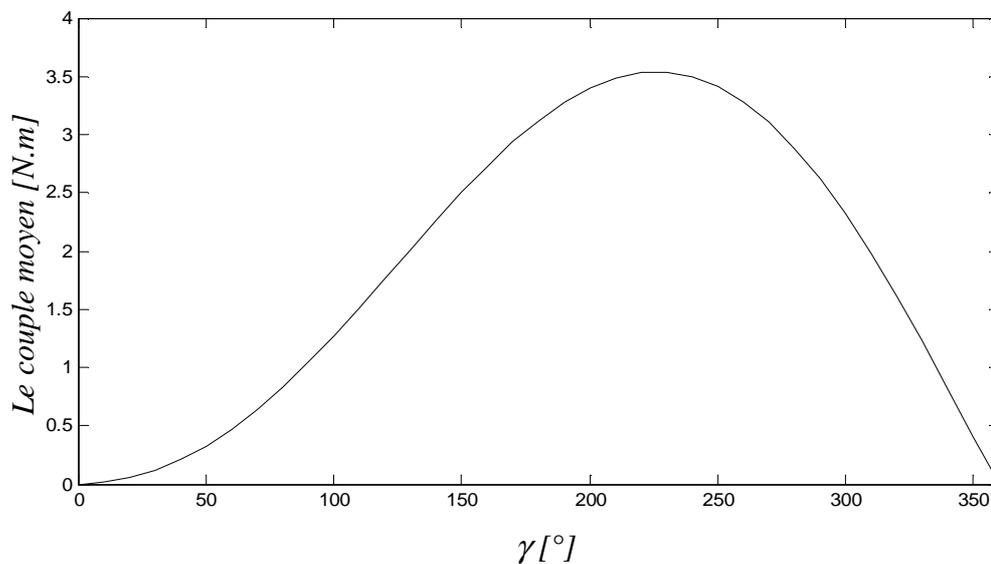


Fig.II.27. Le couple moyen en fonction de l'angle γ

La valeur moyenne du couple est améliorée avec cette forme d'onde de courant. La machine fournit un couple moyen maximal pour $\gamma = 225^\circ$ c'est-à-dire lorsque la machine est alimentée avec un créneau de courant dans l'intervalle $[0, 135^\circ]$. Les formes du courant et du couple électromagnétique obtenues pour cet angle de rétrécissement sont données sur la *figure.II.28.a*. On peut ainsi redresser cette onde de courant afin d'obtenir un courant unidirectionnel *figure.II.28.b*, ceci permettra de réduire l'encombrement du convertisseur de puissance.

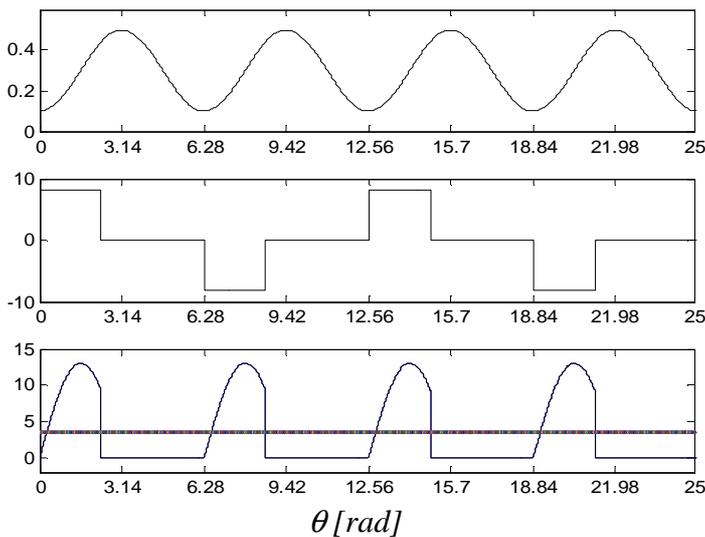


Fig.II.28.a. Courant bidirectionnel

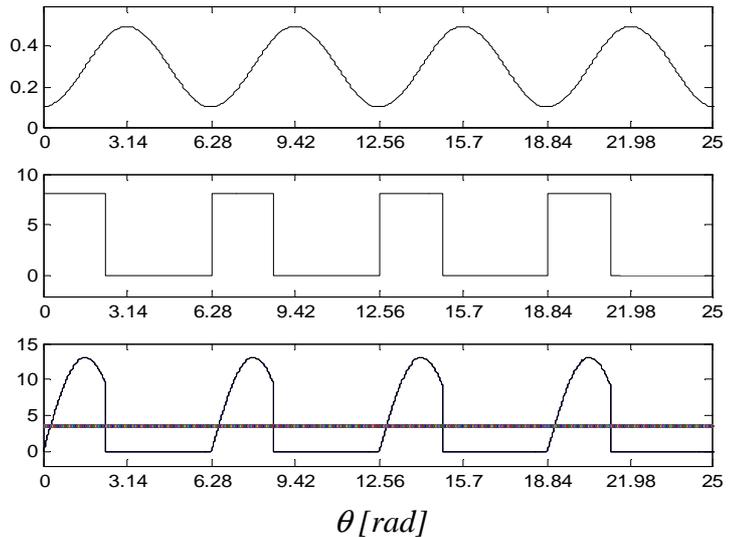


Fig.II.28.b. Courant unidirectionnel

Fig.II.28. Caractéristiques de la perméance, du courant et du couple pour $\gamma = 225^\circ$

On observe d'après la *figure.II.28.b* que le couple électromagnétique est positif dans l'intervalle $[0, \pi]$ et sa valeur maximale est obtenue à $\theta = 110^\circ$, et il est nul dans l'intervalle $[\frac{5\pi}{4}, 2\pi]$. Ce couple électromagnétique est périodique de même période que celle de la perméance.

II.6. Comparaison du couple moyen produit par les différentes formes de courant d'alimentation

Afin de dégager une conclusion sur la forme optimale du courant d'alimentation, nous dressons, sous forme d'histogramme, les meilleurs couples moyens obtenus pour les trois formes de courant déjà étudiées *figure.II.29*.

- A. Force magnétomotrice sinusoïdale d'amplitude F_m décalée d'un angle $\beta = \frac{\pi}{4}$
- B. Force magnétomotrice sinusoïdale avec une composante continue $F_0 = \frac{1}{2} F_m$
- C. Force magnétomotrice en créneau rétréci d'un angle $\gamma = 225^\circ$

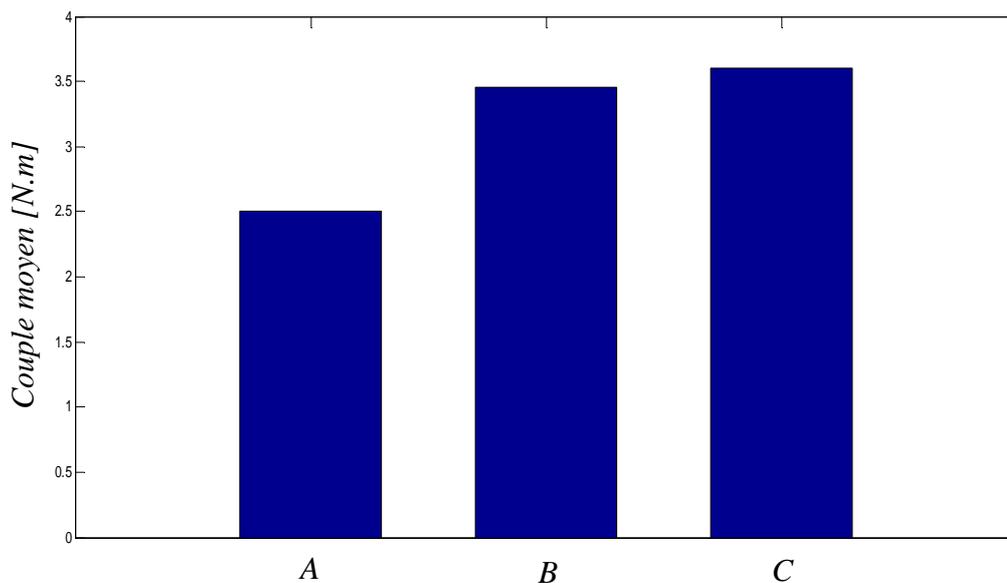


Fig.II.29. Le couple moyen pour les différentes formes de courant d'alimentation

D'après l'histogramme de la *figure.II.29*, nous constatons que, le couple moyen obtenu avec un courant d'alimentation de la forme A est très faible. Le couple moyen obtenu par une alimentation de courant de la forme B est légèrement inférieur à celui obtenu par une alimentation avec la forme C. Cette dernière est donc la meilleure forme de courant

d'alimentation. Elle permet, en effet, d'avoir le couple moyen maximal et de réduire l'encombrement du convertisseur de puissance.

Conclusion

Dans ce chapitre, on a vu les principes fondamentaux de la conversion d'énergie et on a essayé d'en faire percevoir l'influence des formes du courant d'alimentation sur la forme du couple électromagnétique d'une MRVDS. Les comparaisons des résultats pour les différentes formes de courant sont effectuées pour les mêmes valeurs efficaces des courants d'alimentation. Donc pour les mêmes pertes joule du circuit d'excitation de la machine.

Pour un fonctionnement moteur, un créneau de courant est donc appliqué lors de la phase croissante de la perméance, plus précisément dans l'intervalle $[0^\circ, 135^\circ]$, ces créneaux peuvent être unidirectionnels ou bidirectionnels sans modifier le couple, mais le créneau rectangulaire unidirectionnel permet de réduire les dimensions des convertisseurs de puissance.

Dans la suite du travail nous étudierons par la méthode des éléments finis, le couple électromagnétique produit par une MRVDS triphasée 6/4 et nous optimiserons l'alimentation de cette dernière.

Chapitre III

Synthèse et optimisation de
l'alimentation d'une MRVDS

6/4

Introduction

Plusieurs approches ont été faites pour la simulation et l'optimisation des formes de courants d'alimentation des MRVDS, cependant le choix de ces formes s'avère très délicat à cause des fortes non-linéarités dues en particulier à la double saillance de sa structure [1].

Dans ce chapitre nous passons tout d'abord en revue le convertisseur d'alimentation et les types de commande possibles. Ensuite, nous présentons la MRVDS 6/4 sur laquelle nous travaillons ainsi que le logiciel Maxwell avec lequel nous calculons le couple de la machine. Enfin, afin de maximiser le couple moyen et de minimiser ses ondulations, nous injectons dans les phases de la machine des courants de formes trapézoïdales et nous examinons l'influence du taux de montée (angle d'établissement), de descente (d'extinction) et de l'angle de calage du trapèze de courant par rapport à l'onde de la perméance sur la forme du couple électromagnétique.

III.1. Ensemble machine-convertisseur-commande

La structure générale d'un entraînement électrique à base de MRVDS comprendra le moteur lui-même, le convertisseur statique, le capteur de position et, enfin, la commande chargée de contrôler l'alimentation du moteur par le convertisseur statique. La *figure.III.1* représente schématiquement un tel ensemble.

Afin d'imposer dans chaque phase un courant à peu près constant durant une durée bien déterminée, le découpage par une commande toute ou rien de la tension continue d'alimentation est nécessaire. Le rapport cyclique de découpage étant commandé par l'erreur de courant ; différence entre la valeur réelle et la valeur de consigne. On utilise ainsi trois

capteurs de courant, un pour chaque phase, qui nous renseignent à chaque instant sur l'intensité des courants réels dans les différentes phases.

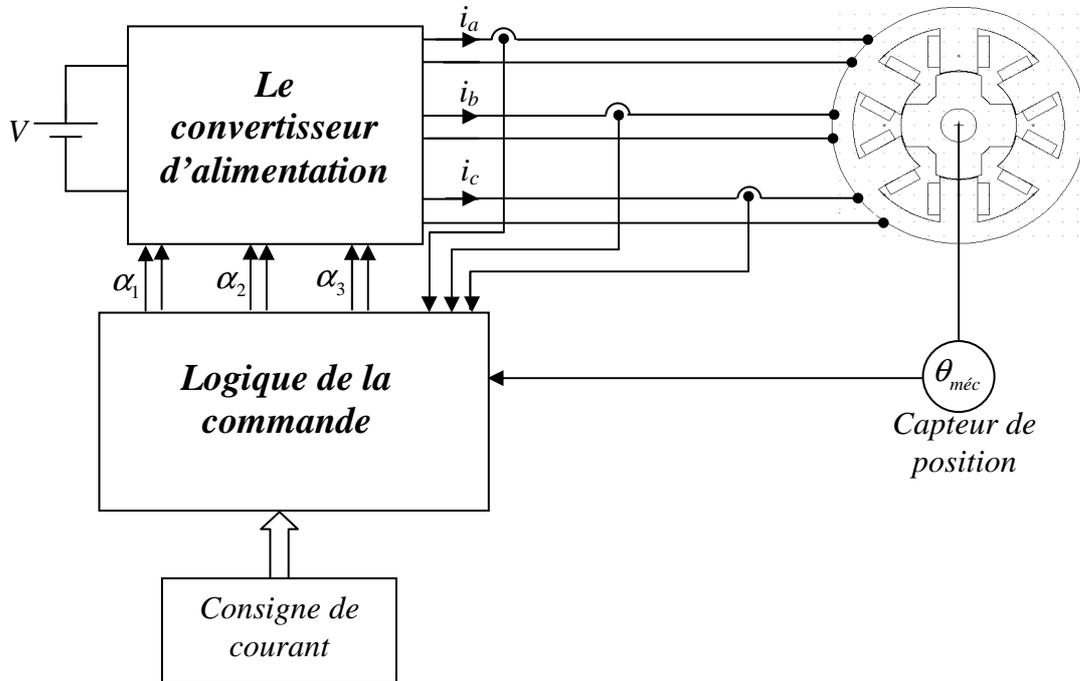


Fig.III.1. Ensemble de test et de commande de la MRVDS

III.1.1. Le convertisseur statique d'alimentation

Une structure en demi-ponts asymétrique est possible pour le convertisseur puisque des courants unidirectionnels suffisent. Comme la machine étudiée comporte trois phases, le convertisseur comprendra alors trois demi-ponts asymétriques ; un pour chaque phase *figure.III.2*. L'inversion du sens de rotation de la machine s'opère par le changement de l'ordre d'alimentation des phases.

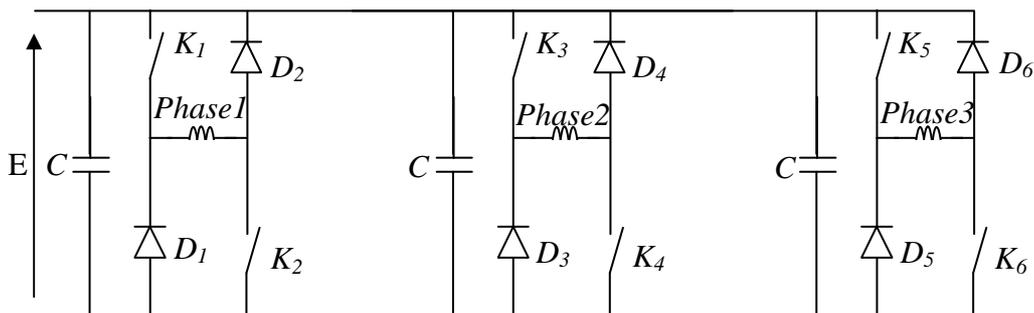


Fig.III.2. Le convertisseur d'alimentation.

III.1.2. Les types de commande

Le principal défaut des MRV est la grande difficulté à maîtriser l'ondulation du couple. L'avènement des semi-conducteurs d'une part et les grands progrès des systèmes de commande d'autre part permettent aujourd'hui de palier à cet inconvénient. Différents types de commande sont possibles [3].

A. Commande en tension

Pour ce mode d'alimentation, le réglage du couple est assuré par la durée d'application de la tension, le courant n'est donc pas contrôlé, par conséquent, l'ondulation du couple résultant n'est pas commandée.

Le tableau suivant donne les états possibles des interrupteurs du demi-pont correspondant à la phase 1.

K_1	K_2	D_1	D_2	U
Fermé	Fermé	Bloqué	Bloqué	E
Ouvert	Fermé	Conduit	Bloqué	0
Ouvert	Ouvert	Conduit	Conduit	-E
Fermé	Ouvert	Bloqué	Conduit	0

Le schéma simplifié du demi-pont correspondant à la phase 1 et l'allure du courant obtenue pour une commande en tension sont donnés respectivement sur les *figures III.3 et III.4*.

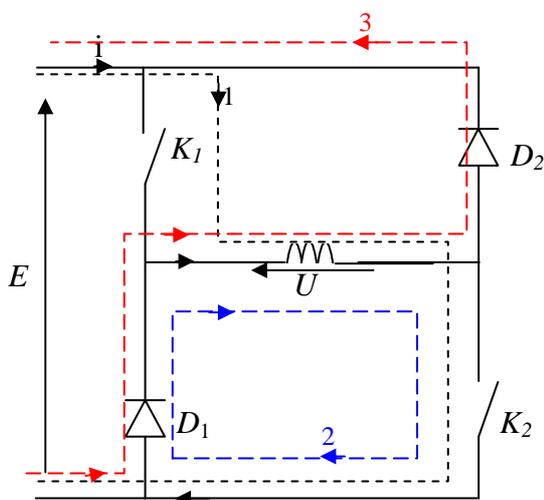


Fig.III.3. Schéma simplifié d'un demi-pont asymétrique

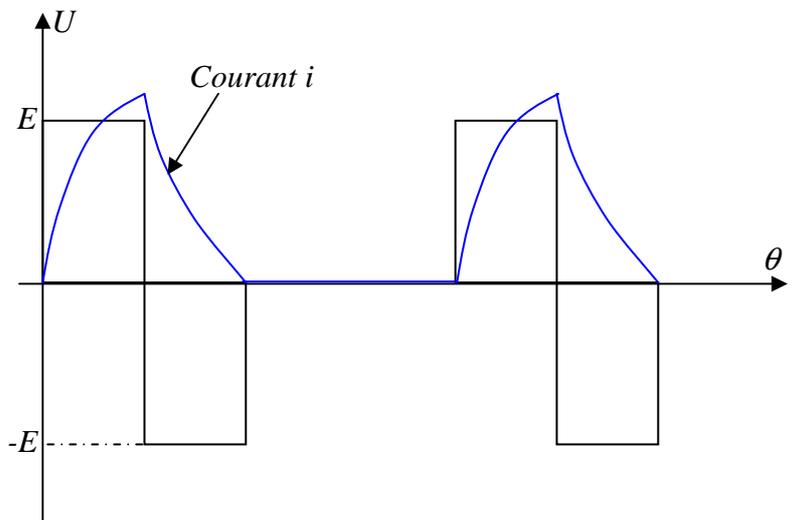


Fig.III.4. Allure de courant pour une commande en tension

B. Commande en courant

En modulation de largeur d'impulsion, cette structure permet d'envisager deux modes de commande de base :

▪ Commande en deux niveaux

Pour ce mode de commande les interrupteurs K_1 et K_2 sont commandés séparément. Durant la phase de montée du courant, les interrupteurs K_1 et K_2 sont fermés, la tension appliquée aux bornes de la phase1 est donc égale à E , et le courant évolue jusqu'à ce qu'il atteigne la valeur de la consigne. Durant la phase de réglage, l'interrupteur K_2 est maintenu fermé tandis que l'interrupteur K_1 s'ouvre et se ferme afin de réguler le courant d'alimentation autour de sa valeur de consigne. Dans la phase d'extinction on ouvre carrément les deux interrupteurs pour imposer une tension négative $-E$ aux bornes de la phase, le courant décroît alors jusqu'à ce qu'il s'annule.

Les états des interrupteurs sont les mêmes que celles présentés à la commande en tension. Le schéma simplifié du demi-pont de la phase1 et l'allure du courant obtenue pour cette commande en deux niveaux est donné sur la *figure.III.5*.

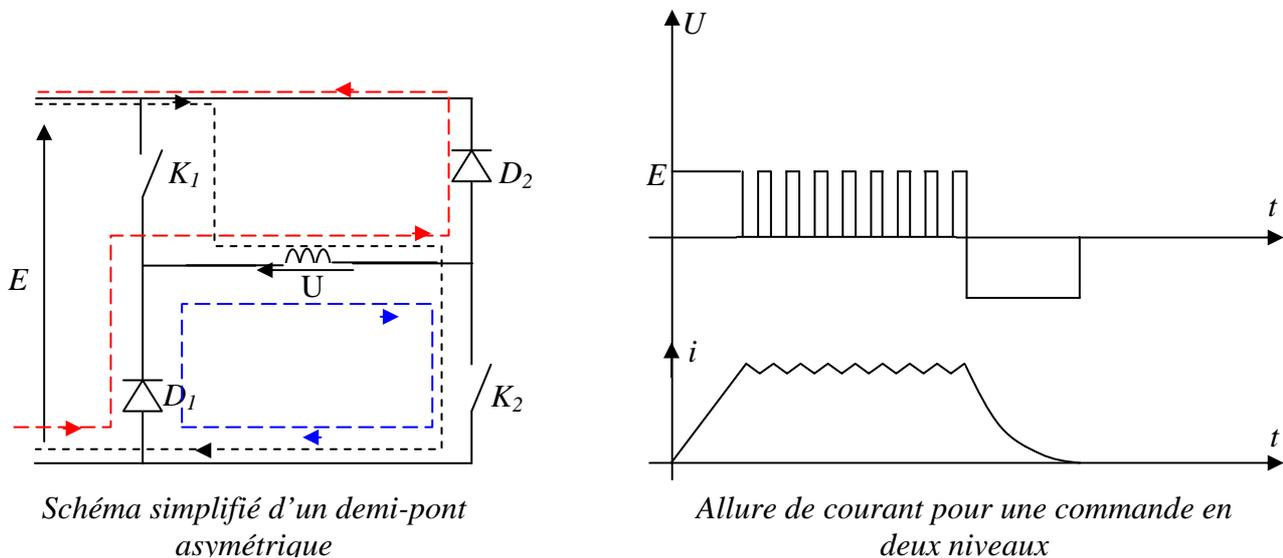


Fig.III.5. Commande en deux niveaux

- **Commande en trois niveaux**

Pour ce type de commande, les interrupteurs K_1 et K_2 sont commandés simultanément.

L'amplitude de l'ondulation de courant est deux fois plus grande qu'en deux niveaux.

Le tableau suivant donne les états possibles des interrupteurs du demi-pont correspondant à la phase 1.

K_1	K_2	D_1	D_2	U
Fermé	Fermé	Bloqué	Bloqué	E
Ouvert	Ouvert	Conduit	Conduit	-E

Le schéma simplifié du demi-pont et l'allure du courant obtenue pour une commande en trois niveaux sont donnés sur la *figure.III.6*.

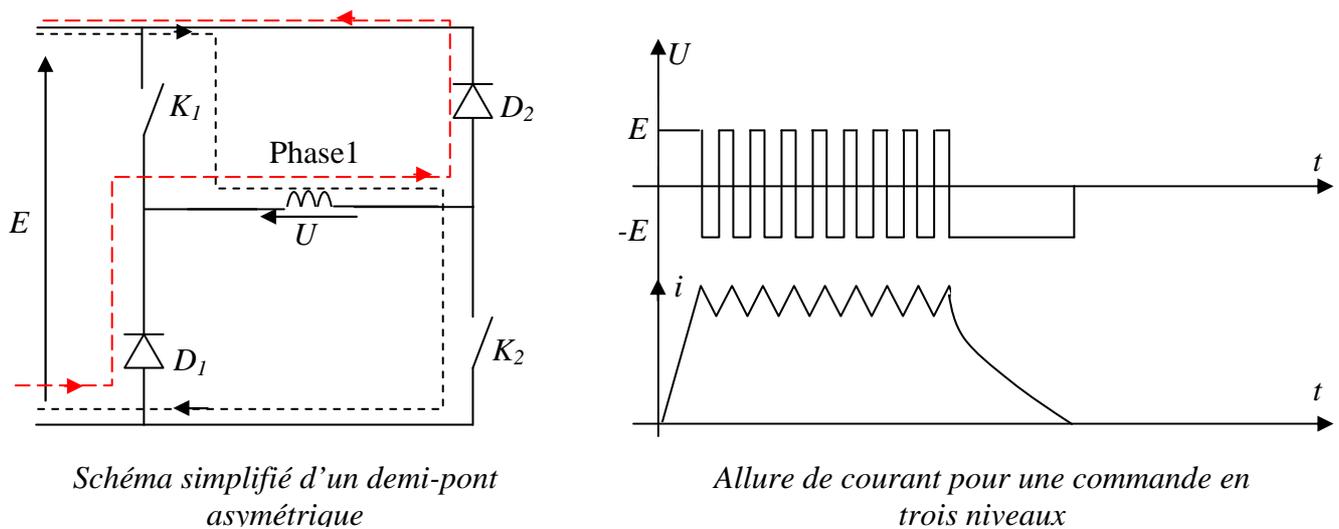


Fig.III.6. Commande en trois niveaux

Ces deux modes de base peuvent se combiner dès lors que l'on dispose d'une commande séparée pour chaque interrupteur. Pour raison de simplicité, on choisit la commande en trois niveaux ; en effet elle ne nécessite qu'une seule interface de commande par bras de pont [3].

III.1.3. Logique de commande

La logique de commande assure la succession des ordres de commutation des phases à un rythme compatible avec les fonctions à réaliser.

Une information précise sur la position du rotor est indispensable pour commander correctement la commutation des courants dans les phases du moteur. Cette même information peut être utilisée pour un asservissement de position ou de vitesse. La détection peut se faire directement à partir d'un capteur de position.

III.1.4. Détection de position

L'angle de conduction des courants est contrôlé et synchronisé avec la position du rotor généralement à l'aide d'un capteur de position angulaire [11].

Différents types de capteurs de position peuvent être utilisés. Ces dispositifs sont soit de nature optique, soit de nature magnétique. Deux types sont essentiellement employés le codeur incrémental et le capteur à effet Hall [1].

- **Codeur incrémental**

Un codeur incrémental utilise un disque solidaire du rotor et qui comporte deux pistes concentriques formées d'alternances de surfaces opaques et translucides. La deuxième piste est décalée par rapport à la première. Les pistes sont éclairées par une diode électroluminescente et un phototransistor est placé de l'autre côté du disque en face de chacune des deux pistes. Le comptage du nombre d'impulsions reçues par le phototransistor permet de connaître la position. La seconde piste distingue les deux sens de rotation.

- **Capteur à effet Hall**

Un aimant est solidaire du rotor. Une sonde à effet Hall, fixe, détecte la présence du champ magnétique à chaque passage de l'aimant. La combinaison de plusieurs dispositifs de ce type permet de commander les commutations de courant à la position voulue.

III.2. Présentation de la machine

III.2.1. Les dimensions géométriques

La MRVDS sur laquelle nous travaillons est une machine à 6 plots statoriques et à 4 plots rotoriques *MRVDS 6/4*. Nous l'avons prise dans la thèse de Luc MOREAU [4]. Elle a été dimensionnée au laboratoire IREENA par Mr Zaïm. Ses dimensions géométriques sont données sur la *figure.III.7*.

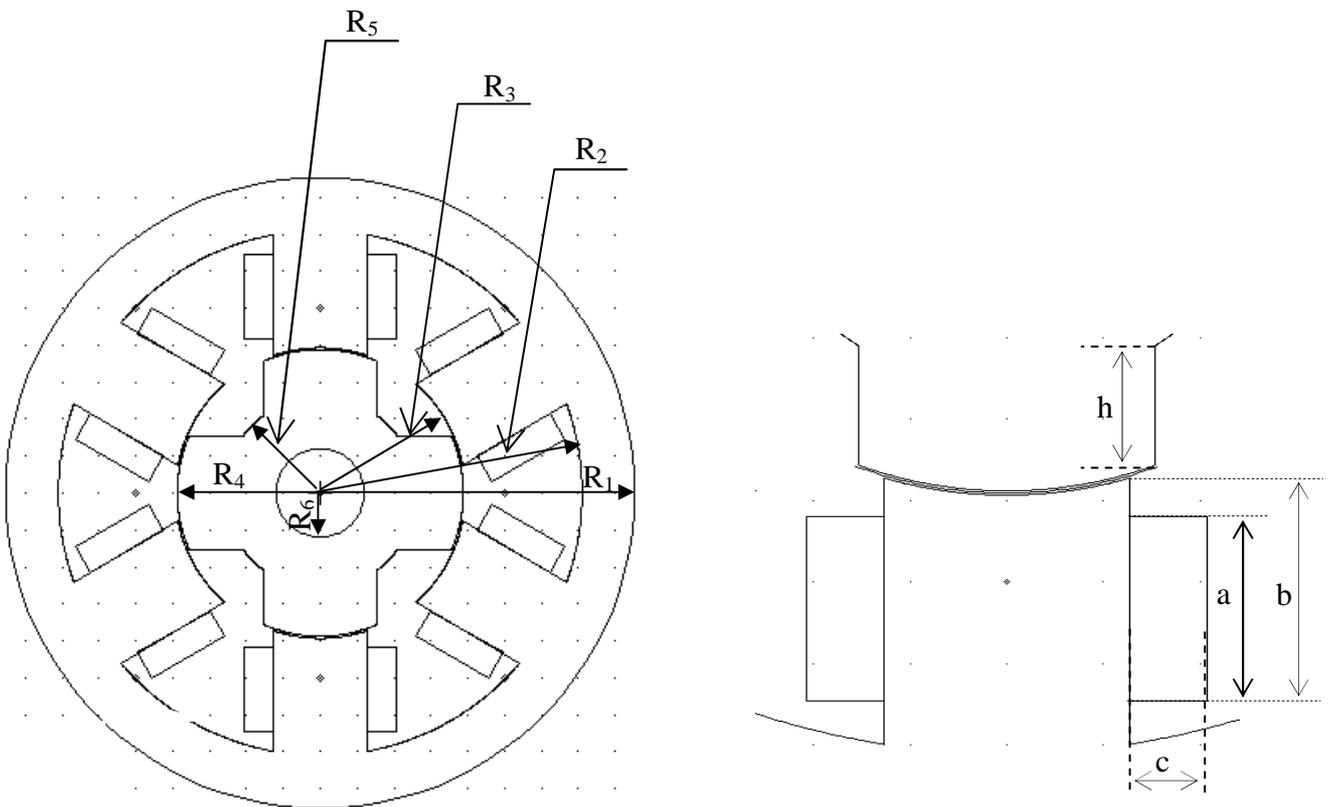
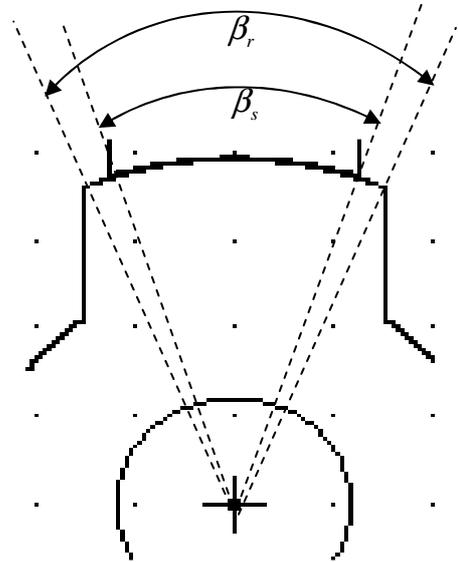


Fig.III.7. Coupe transversale de la MRVDS 6/4

Zoom sur deux plot ; statoriques et rotorique

Les dimensions géométriques sont données en millimètre et les angles en degré.

$R_1 = 85,31$
 $R_2 = 71,31$
 $R_3 = 39,32$
 $R_4 = 39,12$
 $R_5 = 25,32$
 $R_6 = 11,99$
 $h = 14,66$
 $a = 7,99$
 $b = 22,66$
 $c = 4,66$
 $\beta_r = 46,54$
 $\beta_s = 37,57$



Les angles d'ouvertures rotorique et statorique

Chaque plot statorique comporte deux bobines de 50 spires qui peuvent être connectée 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 $R = 1.08 \Omega$ [4]. Le courant maximal de la machine est de 18A.

III.2.2. Séquences d'alimentation

La MRVDS décrite précédemment est de type réductant triphasé, l'alimentation de la phase A provoque la mise en regard des plots statoriques et rotoriques *figure.III.8.a*.

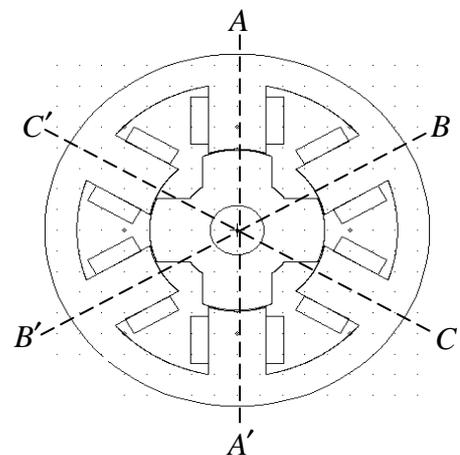


Fig.III.8.a. Alimentation de la phase A

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 les plots rotoriques soient à nouveau en regard des plots correspondants du stator comme le montre la *figure.III.8.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 en regard des plots du stator *figure.III.8.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.

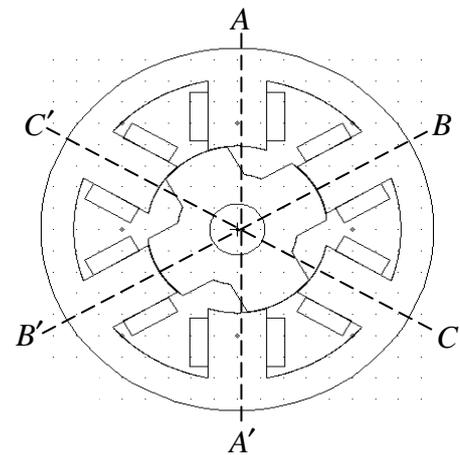


Fig.III.8.b. Alimentation de la phase B

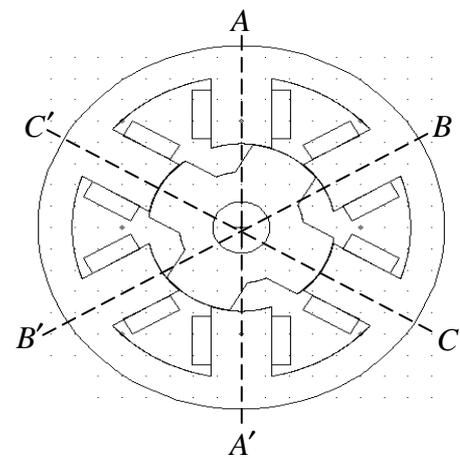


Fig.III.8.c. Alimentation de la phase C

III.3. Présentation du logiciel Maxwell 2D

Le logiciel Maxwell 2D est un logiciel de modélisation par éléments finis prenant en compte les phénomènes magnétiques et thermiques et permettant 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 de la pièce désirée tout en respectant minutieusement les dimensions de celle-ci.
- Affecter les matériaux correspondant à chaque partie de la machine et assigner les valeurs et les 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.
- Exploiter les résultats.

III.3.1. Les matériaux assignés

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

- *Les bobines* : Sont en cuivre (*copper*)
- *L'arbre* : Matériau de perméabilité relative $\mu_r = 1$ (*matériau amagnétique*)
- *L'entrefer* : C'est du vide (*vaccum*)
- *Les tôles magnétiques du stator et du rotor* : Sont d'un matériau magnétique caractérisé par sa courbe de saturation de la *figure.III.9* tirée de la thèse de Luc MOREAU [4].

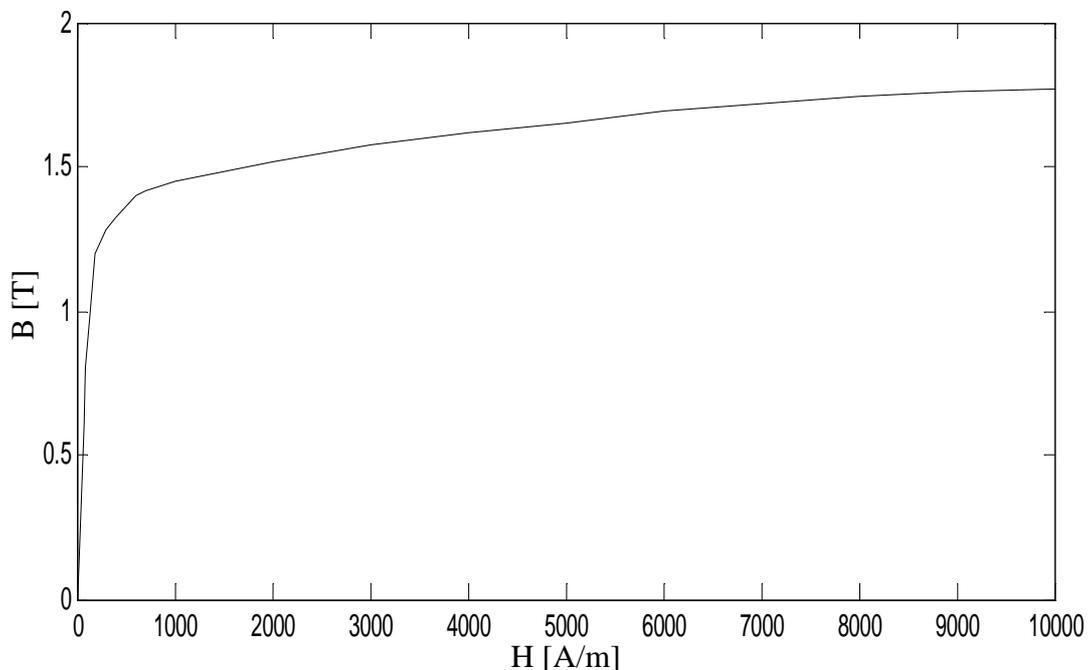


Fig.III.9. Courbe de magnétisation de la tôle magnétique

III.3.2. Le maillage de la machine

Le découpage du domaine d'étude en éléments finis est une étape essentielle dont dépend forcément la qualité de la solution. Il est souvent utile de subdiviser les éléments afin d'améliorer la solution. Cette subdivision peut se réaliser de façon automatique en fonction de l'erreur relative admissible. Dans notre cas l'erreur relative a été ramenée jusqu'à 0.2%. Le temps de calcul a certes augmenté mais pas trop pour rendre les calculs pénibles. Le maillage ainsi obtenu est représenté sur la *figure.III.10*.

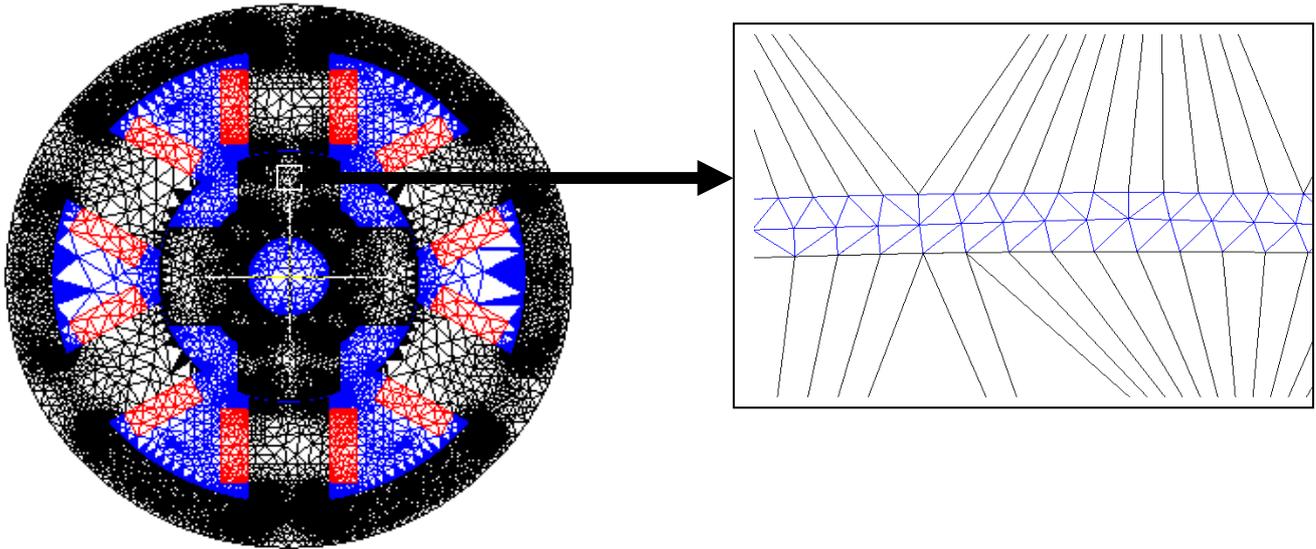


Fig.III.10. Le maillage de la machine

Zoom sur le maillage dans l'entrefer

III.3.3. Les lignes de flux

La répartition des lignes de flux dans la machine pour une phase (*phase A*) alimentée avec un courant de 18A, pour la position de la conjonction (*vue de la phase A*) est donnée sur la figure.III.11.

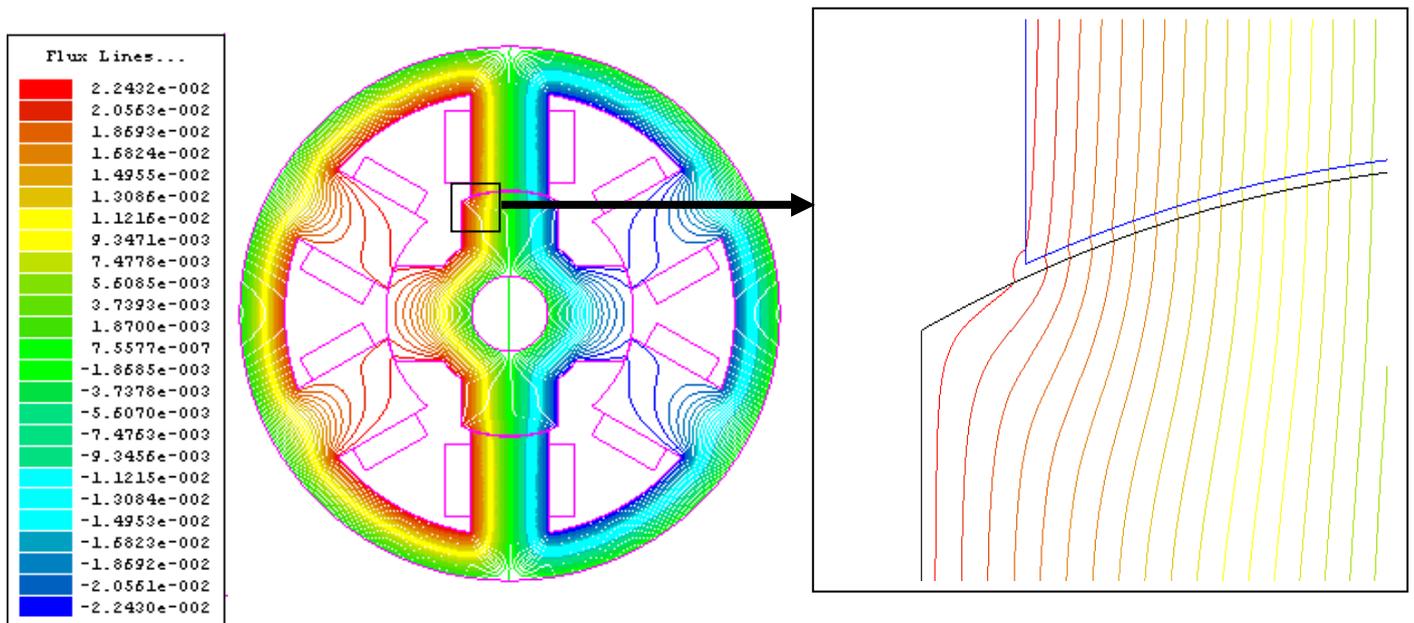


Fig.III.11. La répartition des lignes de flux dans la machine

Zoom sur les lignes de flux dans l'entrefer

Comme la perméabilité magnétique du fer est nettement plus élevée que celle de l'air, les lignes de flux passent en priorité dans les zones qui présentent le moins d'air, c'est-à-dire les endroits les moins réticents. À 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. À l'aide du logiciel Maxwell, nous calculons le flux pour chaque valeur du courant d'alimentation qui va de 0 à 18A et nous traçons la courbe $\lambda = f(i)$ pour les deux positions remarquables à savoir la position d'opposition $\theta = 0^\circ$ et celle de la conjonction $\theta = 90^\circ$. Ces deux courbes sont montrées sur la *figure.III.12*.

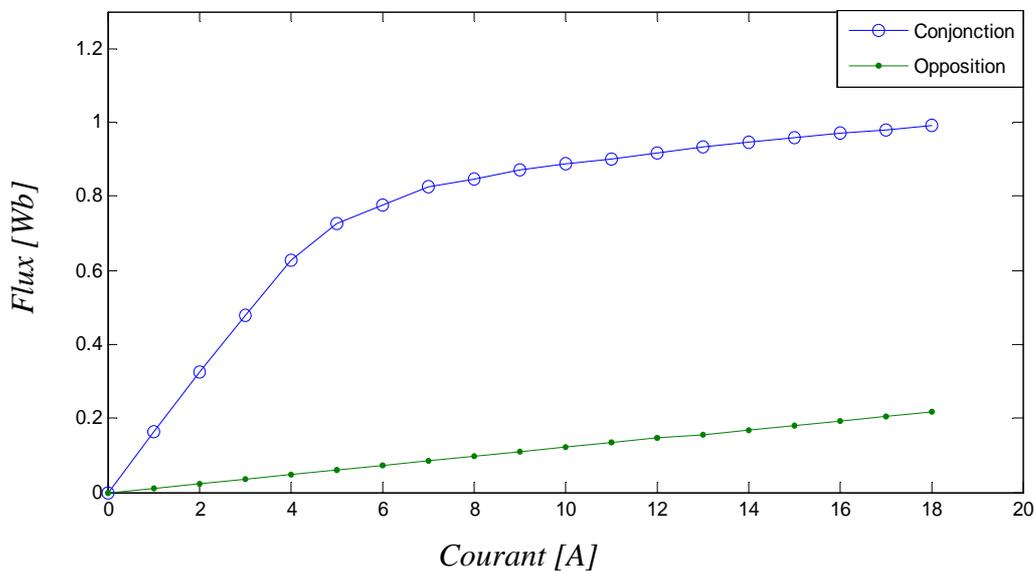


Fig.III.12. Courbe du flux totalisé en fonction du courant dans une phase, avec la position en paramètre

III.3.4. 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. Sa courbe est donnée sur la *figure.III.13*.

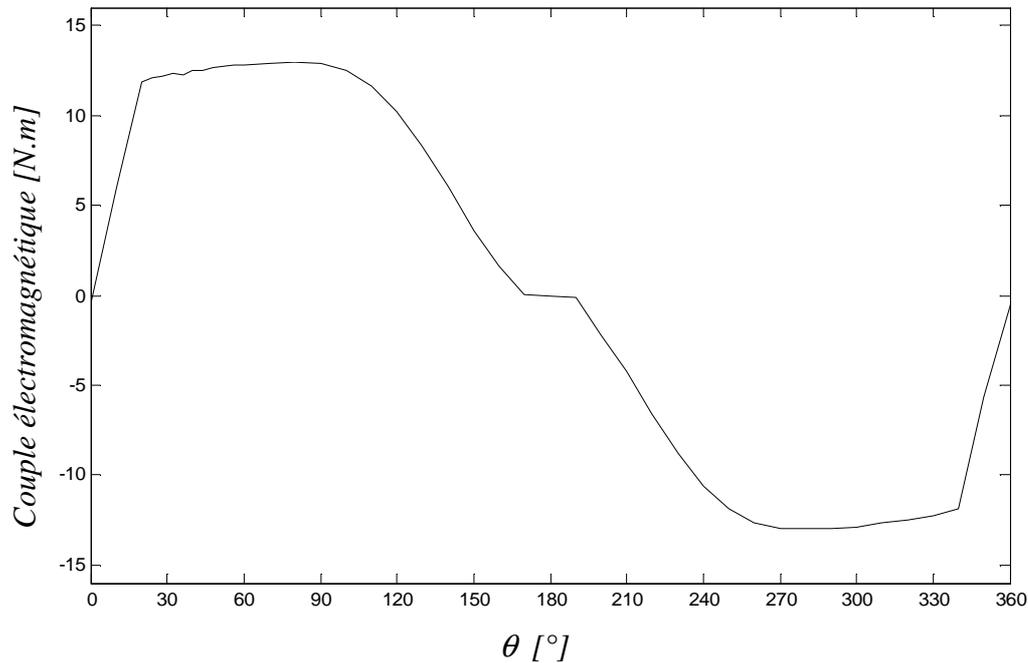


Fig.III.13. Courbe du couple électromagnétique en fonction de la position du rotor

D'après la *figure.III.13* on observe que le couple électromagnétique est nul pour la position d'opposition $\theta = 0^\circ$, il croît rapidement pour atteindre sa valeur maximale à $\theta = 20^\circ$ et il reste à peu près constant dans l'intervalle $[20^\circ, 80^\circ]$, puis il décroît lentement pour s'annuler à la position de la conjonction $\theta = \pi$. Il continue de décroître jusqu'à une valeur minimale négative pour $\theta = 290^\circ$, au-delà de cette position le couple électromagnétique croît pour qu'il s'annule encore à la position $\theta = 2\pi$. Ce couple est donc périodique de période égale à 2π et sa valeur moyenne est nulle.

Pour parvenir à éliminer la partie négative de ce couple et de ne produire que du couple positif, il ne faut alimenter la phase de la machine que dans l'intervalle $[0, \pi]$, autrement dit dans l'intervalle où la perméance est croissante.

III.4. Alimentation de la MRVDS 6/4 par des courants triphasés de formes trapézoïdales

Hypothèses de travail

Les courants réels dans les phases ne sont pas parfaitement en créneaux mais ils ont une forme trapézoïdale à cause du caractère inductif de la machine *figure.III.14*.

En imposant une erreur ΔI sur le courant (différence entre la valeur réel du courant et la valeur consigne) très très faible, nous pouvons considérer que les courants dans les différentes phase comme parfaitement lisses. Donc la forme donnée par la commande en trois niveaux de la *figure.III.6* prend une forme en trapèze *figure.III.14*.

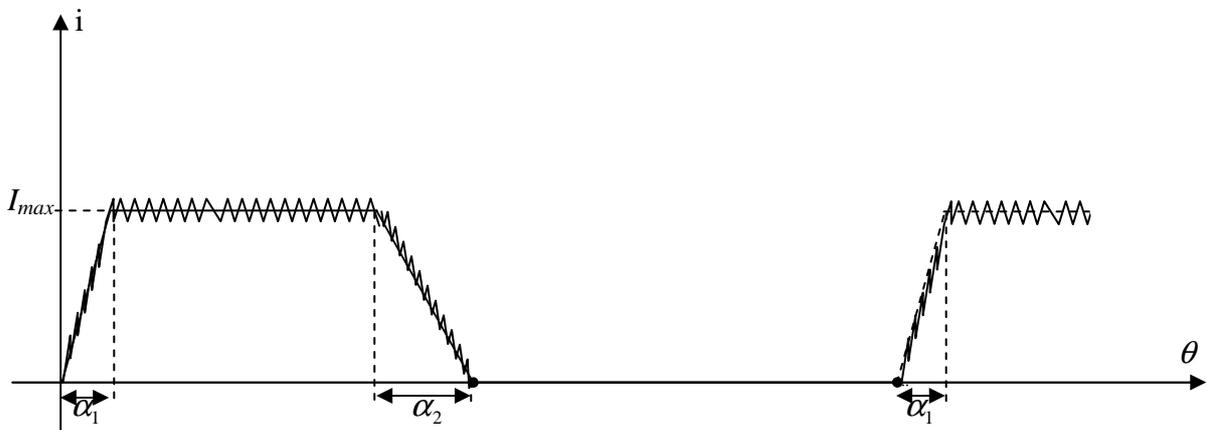


Fig.III.14. Trapèze de courant de 180° fourni par le convertisseur

α_1 : Angle d'établissement du courant

α_2 : Angle d'extinction du courant

Pour obtenir une rotation continue, les commutations des courants dans les phases s'enchaînent avec un ordre qui impose le sens de rotation *Figure. III.15*.

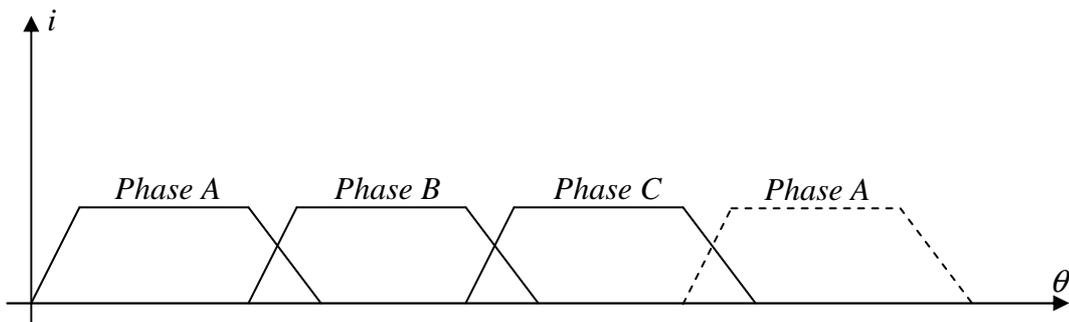


Fig.III.15. Succession des commutations du courant pour un moteur à trois phases.

III.4.1. Alimentation par un trapèze de courant de 180°

Pour profiter pleinement de l'onduleur et de la machine, on recourt à l'alimentation de chaque phase par un trapèze de courant d'ouverture 180° dont la forme est réglée par la logique de commande. Dans ce mode d'alimentation qu'on appellera mode1, l'optimisation du couple s'effectue par variation des angles d'établissement α_1 et d'extinction α_2 du courant. Ils doivent alors répondre à un compromis entre le couple moyen et l'ondulation de ce couple.

La figure.III.16 montre la forme d'onde du courant d'alimentation en trapèze d'ouverture 180° .

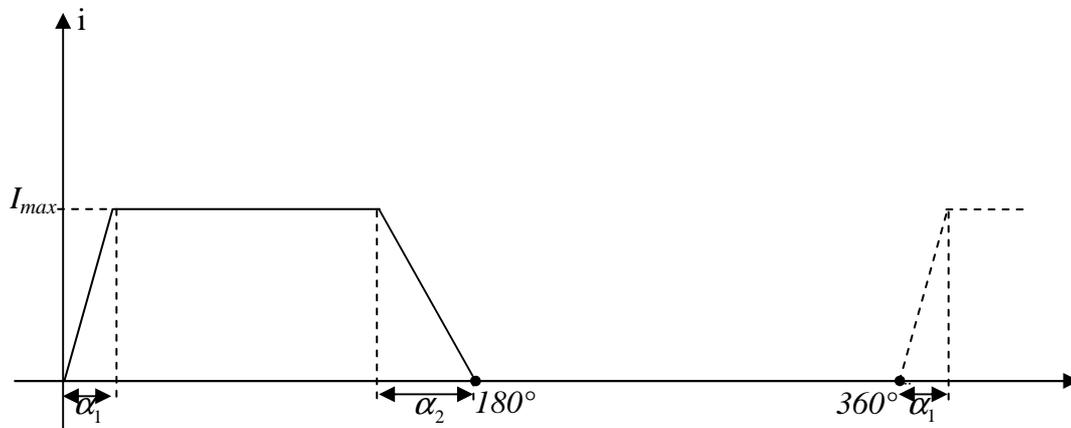


Fig.III.16. Trapèze de courant de 180°

Les possibilités de combinaisons des angles α_1 et α_2 sont nombreuses et laissent une grande latitude de choix. Cependant, si l'on souhaite apprécier l'influence de ces angles sur le couple moyen et l'ondulation, nous faisons varier chacun d'eux de 0° à 60° de telle sorte que leur somme ne dépasse pas 60° , puis on calcule le couple moyen et l'ondulation pour chaque cas.

La figure.III.17 présente la caractéristique du couple électromagnétique pour le cas $\alpha_1 = \alpha_2 = 28^\circ$ pris à titre d'exemple.

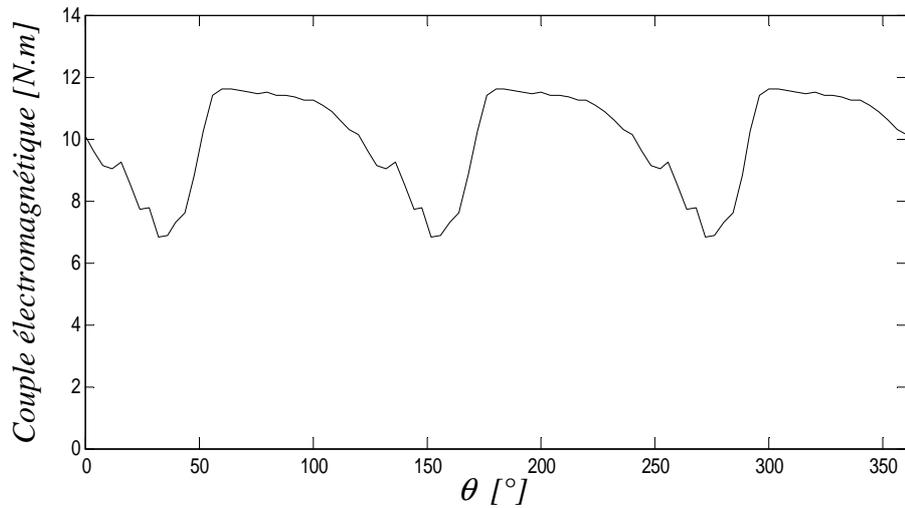


Fig.III.17. Courbe du couple électromagnétique en fonction de la position du rotor pour $\alpha_1 = \alpha_2 = 28^\circ$.

La variation du couple moyen en fonction des deux angles α_1 et α_2 est donnée sous forme d'une courbe 3D sur la *figure III.18*.

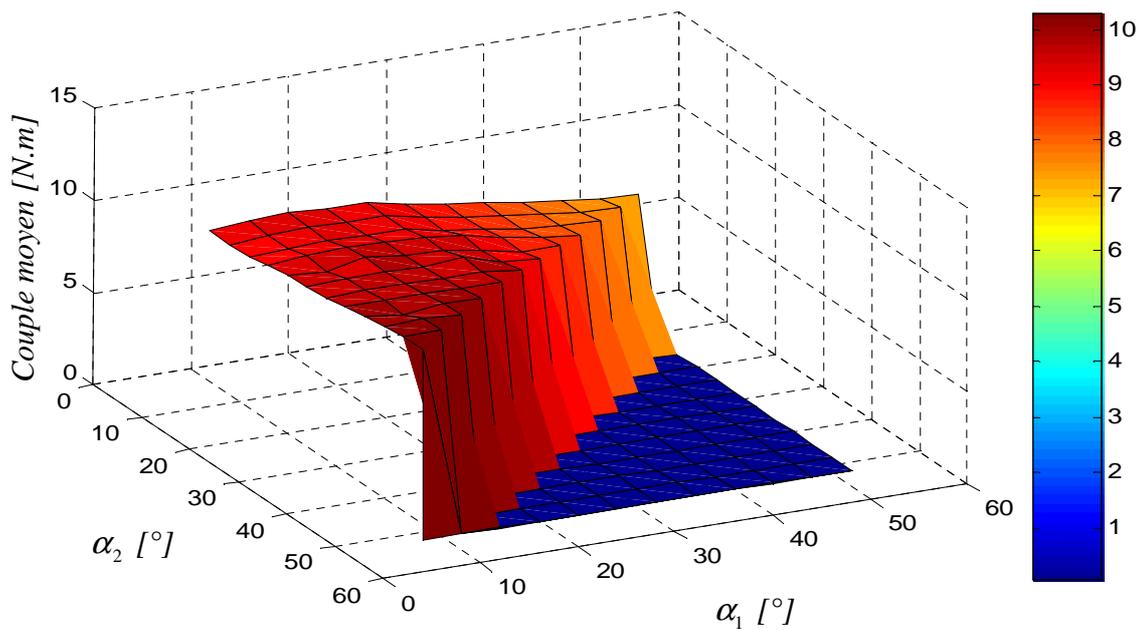


Fig.III.18. Variation du couple moyen en fonction de α_1 et α_2

Aussi, on peut représenter cette variation avec des contours. Une illustration en est donnée sur la *figure.III.19*.

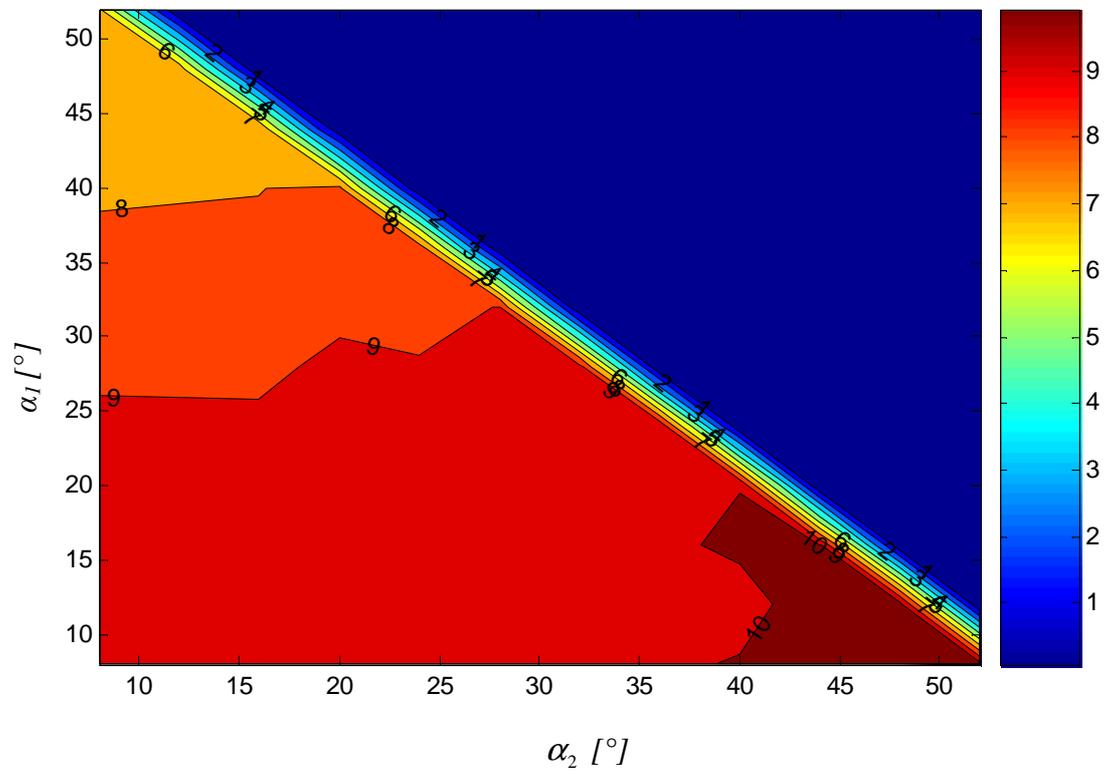


Fig.III.19. Les contours du couple moyen fonction de α_1 et α_2

D'après la *figure.III.19*. Le couple moyen maximal se situe dans une large zone délimitée par les angles α_1 et α_2

$$\alpha_1 = [8^\circ, 20^\circ]$$

$$\alpha_2 = [40^\circ, 52^\circ]$$

Il faut localiser cependant ces angles avec précision en augmentant le nombre de contours *figure.III.20*.

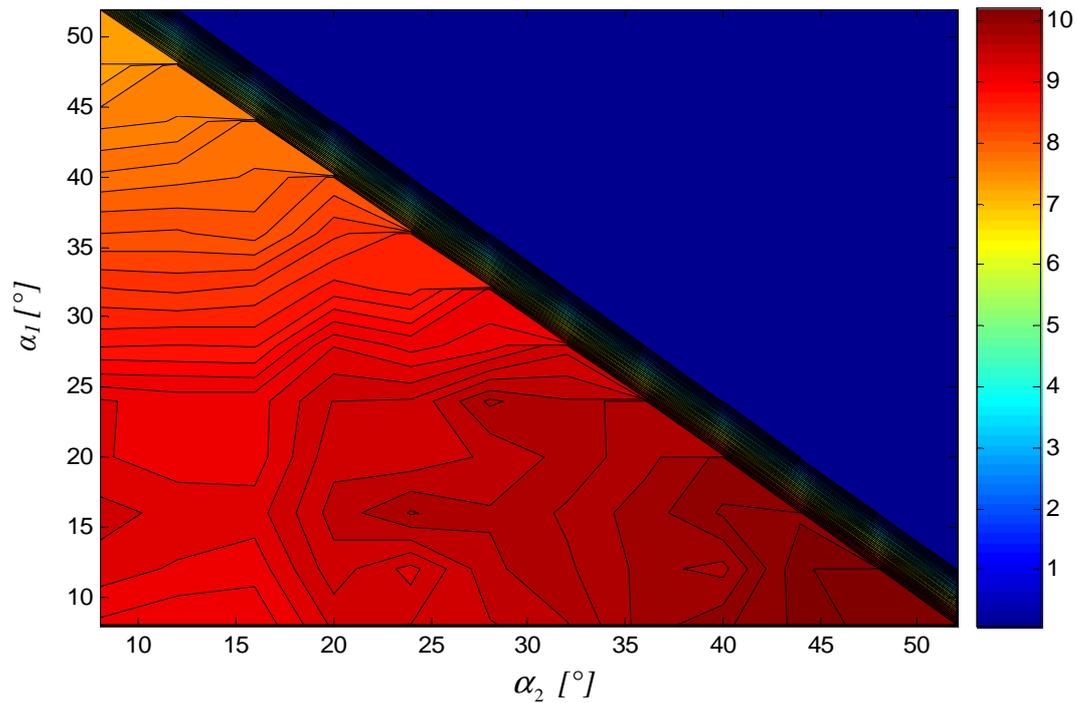
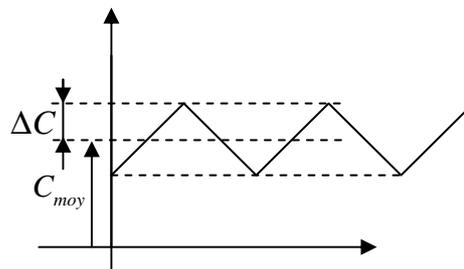


Fig.III.20. Amélioration de nombres de contours du couple moyen en fonction de α_1 et α_2

D'après la figure.III.20, le couple moyen est maximum dans le cas qui correspond à $\alpha_1 = 8^\circ$ et $\alpha_2 = 52^\circ$, sa valeur est de 10,38 N.m, mais ce cas n'est pas forcément le meilleur, parce qu'il faut tenir compte de l'ondulation du couple.

Calcul de l'ondulation du couple



On a : $C = C_{moy} \pm \Delta C$

L'ondulation du couple est donc calculée par la relation suivante :

$$\frac{\Delta C}{C_{moy}} = \frac{C_{\max} - C_{\min}}{2 \cdot C_{moy}}$$

Le taux d'ondulation en fonction des deux angles α_1 et α_2 est donné sous forme d'une courbe 3D sur la *figure III.21* et sous forme de contours sur la *figure III.22*.

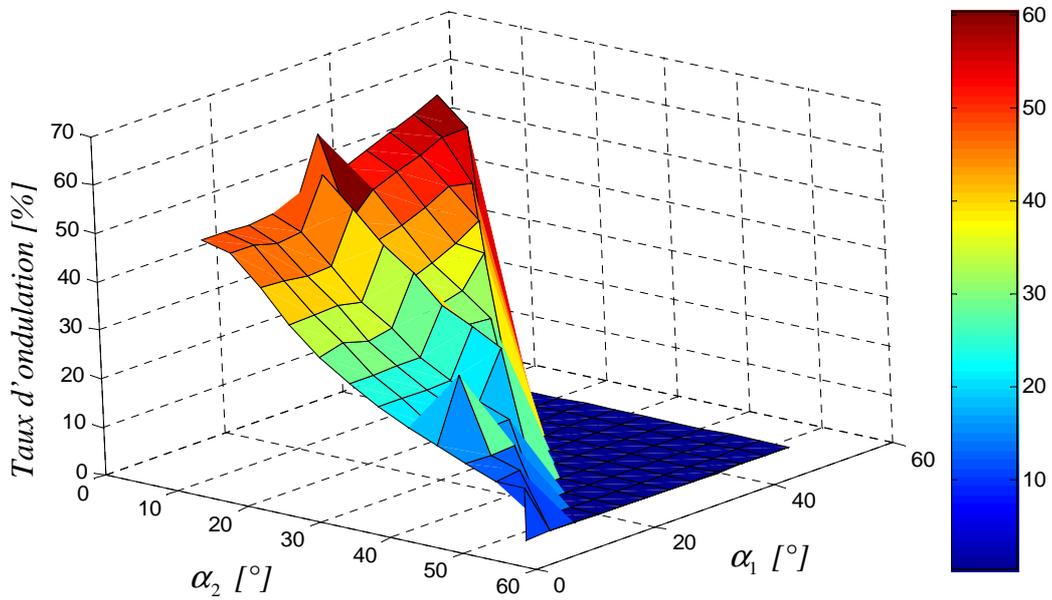


Fig.III.21. Variation du taux d'ondulation en fonction de α_1 et α_2

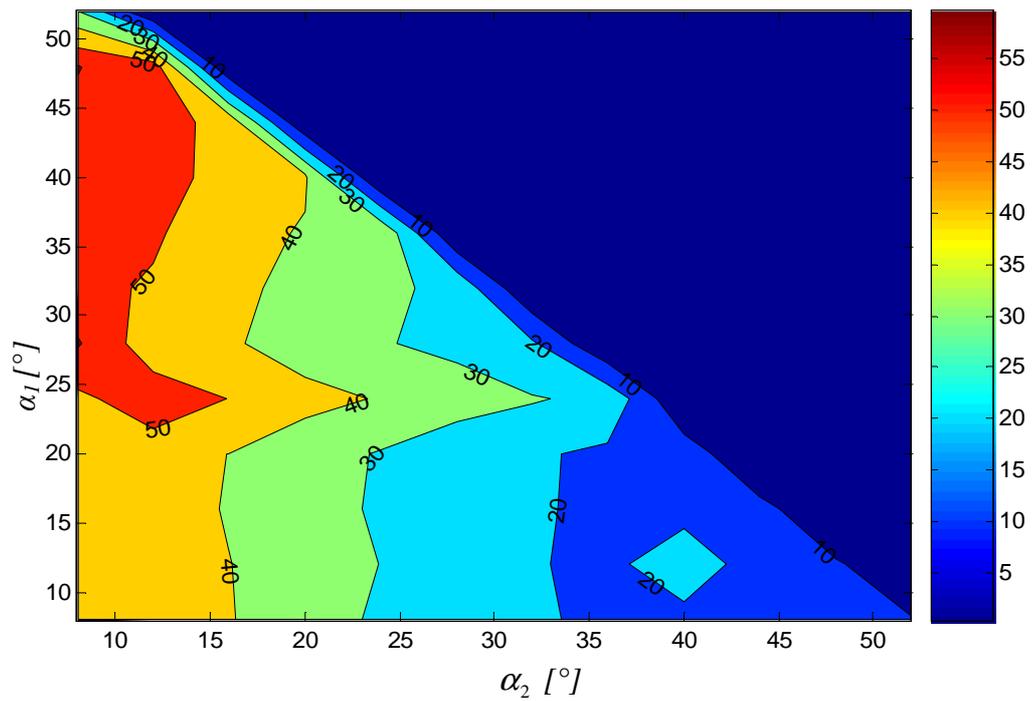


Fig.III.22. Les contours du taux d'ondulation en fonction de α_1 et α_2

D'après la *figure.III.22*. L'ondulation minimale du couple se situe dans une large zone délimitée par les angles α_1 et α_2 tels que :

$$\alpha_1 = [8^{\circ}, 24^{\circ}]$$

$$\alpha_2 = [36^{\circ}, 52^{\circ}]$$

Pour être plus précis nous augmentons le nombre de contours *figure.III.23*.

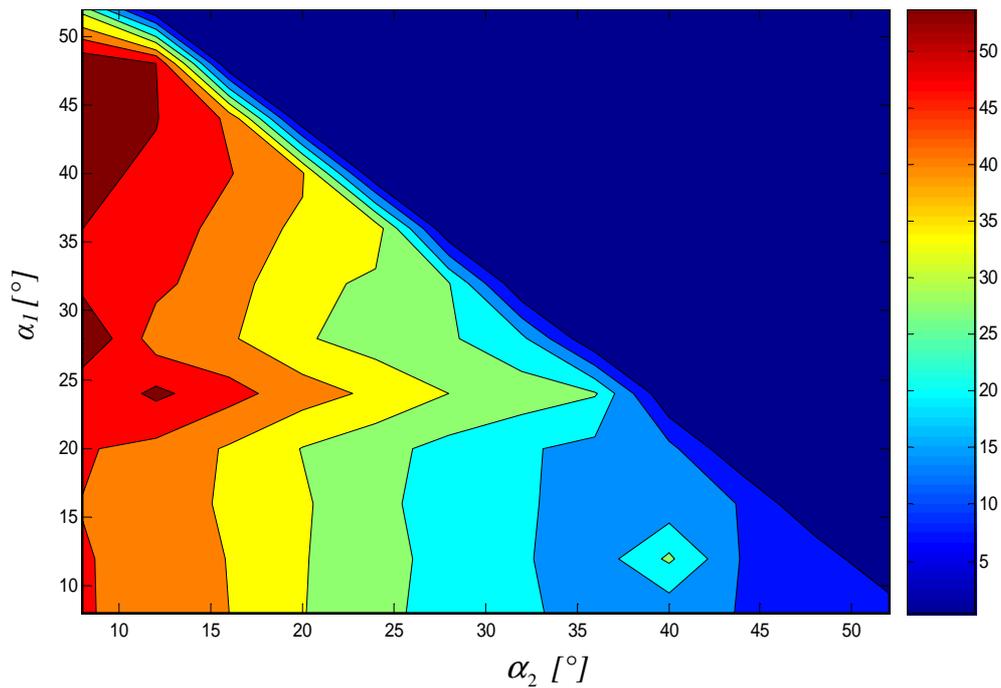


Fig.III.23. Amélioration de nombre de contours du taux d'ondulation en fonction de α_1 et α_2

D'après ces résultats, l'ondulation est minimale dans la zone délimité par les angles $\alpha_1 = [8^{\circ}, 16^{\circ}]$ et $\alpha_2 [44^{\circ}, 52^{\circ}]$.

Les cas, déjà calculés, qui se situent dans cette zone sont les suivants :

Cas 1 : $\alpha_1 = 08^{\circ}$ $\alpha_2 = 44^{\circ}$

Cas 2 : $\alpha_1 = 08^{\circ}$ $\alpha_2 = 48^{\circ}$

Cas 3 : $\alpha_1 = 08^{\circ}$ $\alpha_2 = 52^{\circ}$

Cas 4 : $\alpha_1 = 12^{\circ}$ $\alpha_2 = 44^{\circ}$

Cas 5 : $\alpha_1 = 12^{\circ}$ $\alpha_2 = 48^{\circ}$

Cas 6 : $\alpha_1 = 16^{\circ}$ $\alpha_2 = 44^{\circ}$

Pour déterminé exactement les valeurs des angles α_1 et α_2 on trace l'histogramme qui donne l'ondulation en fonction des ces différents cas *figure.III.24*.

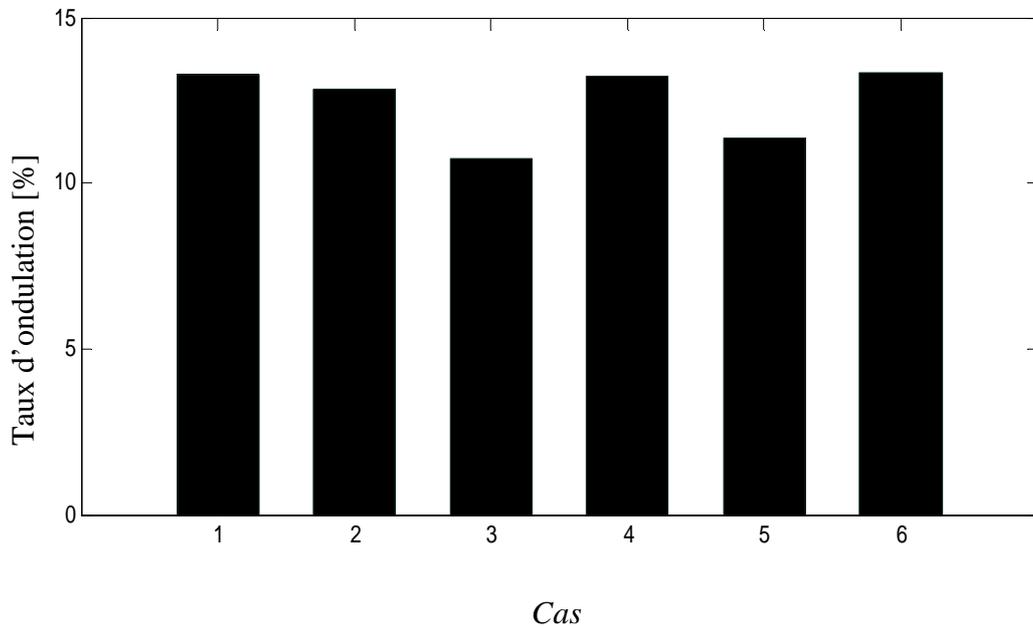


Fig.III.24. Le taux d'ondulation pour les différents cas

La plus faible ondulation est obtenue pour le troisième cas $\alpha_1 = 8^\circ$ et $\alpha_2 = 52^\circ$. Comme le couple moyen est maximum pour le même cas, donc on peut dire que le meilleur rapport couple moyen / ondulation est obtenu pour $\alpha_1 = 8^\circ$ et $\alpha_2 = 52^\circ$. L'allure du courant d'alimentation correspondant à ce cas est donnée sur la *figure.III.25*.

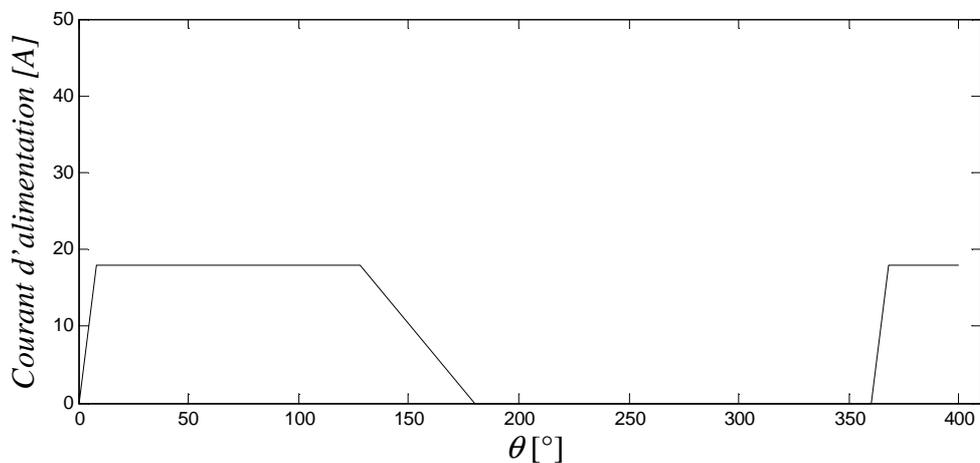


Fig.III.25. Allure du courant en trapèze de 180° correspondant à $\alpha_1 = 8^\circ$ et $\alpha_2 = 52^\circ$

La caractéristique du couple électromagnétique correspondante à ce cas est donnée sur la *figure.III.26*.

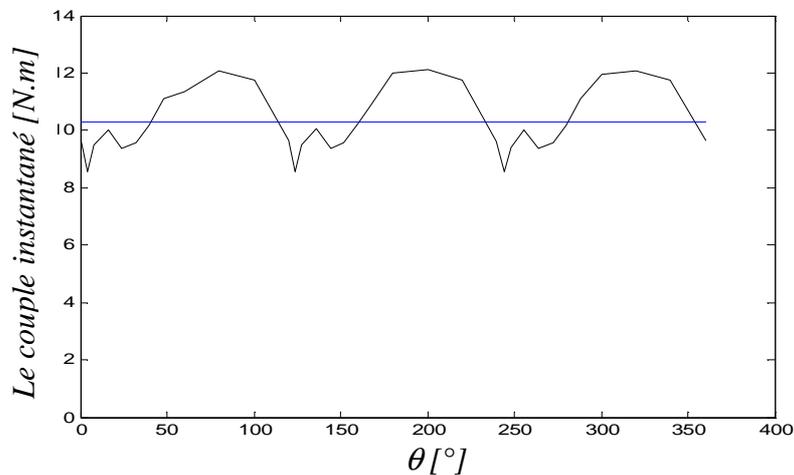


Fig.III.26. Le couple instantané en fonction de la position du rotor pour $\alpha_1 = 8^\circ$ et $\alpha_2 = 52^\circ$

La courbe représentée sur la *figure.III.26* est celle du couple électromagnétique obtenu pour une alimentation de la machine en trapèze d'ouverture 180° ayant les angles d'établissement $\alpha_1 = 8^\circ$ et d'extinction $\alpha_2 = 52^\circ$. Ce couple est périodique de période $\frac{2\pi}{3}$. Il présente une ondulation de 10.74% et son couple moyen est de 10.38 N.m. c'est le meilleur compromis qu'on a pu obtenir pour ce mode d'alimentation.

III.4.2. Alimentation par un trapèze de courant de 120°

Dans ce mode d'alimentation, qu'on appellera mode2, nous alimentons la machine par des trapèzes de courant d'ouverture 120° et nous fixons les angles d'établissement α_1 à 8° et d'extinction α_2 à 16° . L'angle correspondant à la coupure de courant α_2 est plus long que celui correspondant à son établissement α_1 , ceci est dû au fait que l'inductance est plus élevée en conjonction qu'en opposition.

Nous décalons alors ce trapèze dans l'intervalle $[0^\circ, \pi]$ avec un angle Ψ *figure.III.27* et nous examinons l'influence de ce décalage sur la forme du couple électromagnétique.

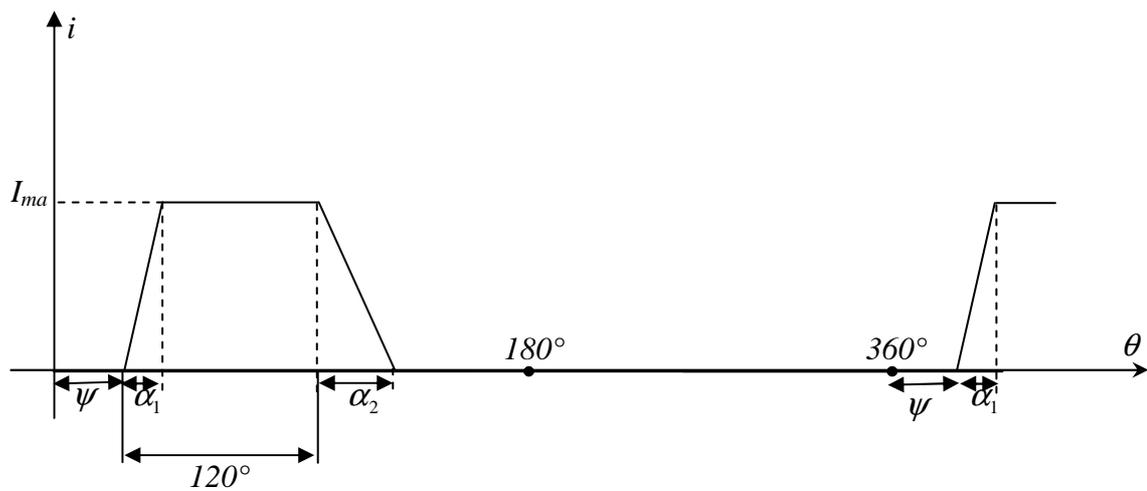


Fig.III.27. Trapèze de courant d'ouverture 120° avec $\alpha_1 = 8^\circ$ et $\alpha_2 = 16^\circ$

La figure.III.28 montre la caractéristique du couple électromagnétique pour un cas choisi comme titre d'exemple $\Psi = 20^\circ$.

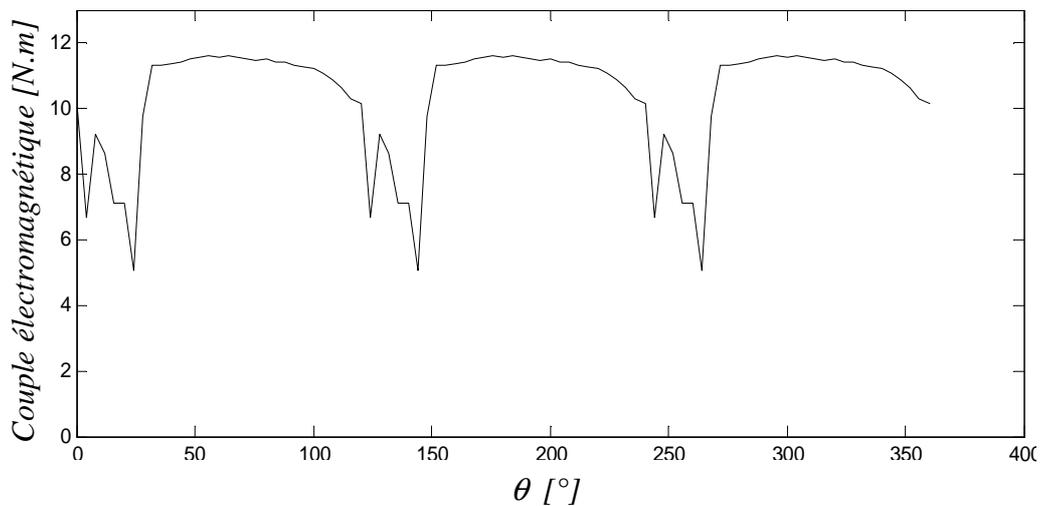


Fig.III.28. Le couple électromagnétique en fonction de la position du rotor pour $\Psi = 20^\circ$

A chaque angle Ψ nous calculons le couple moyen ainsi que le taux d'ondulation correspondant. En faisant donc varier Ψ de 0° à 60° nous obtenons la caractéristique, couple moyen en fonction de Ψ , représentée sur la figure.III.29 et celle du taux d'ondulation en fonction de Ψ sur la figure.III.30.

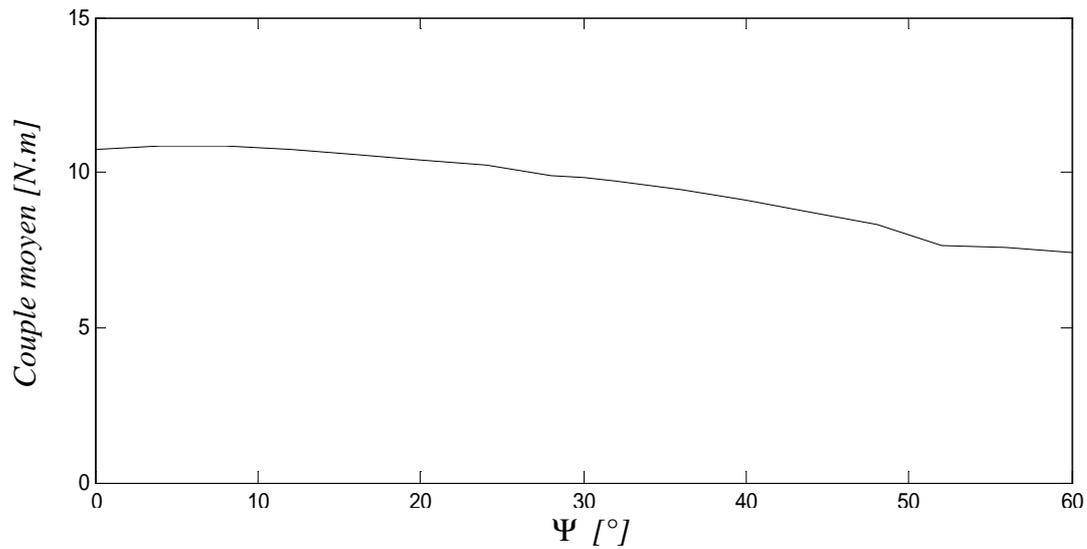


Fig.III.29. Le couple moyen en fonction de l'angle de décalage Ψ

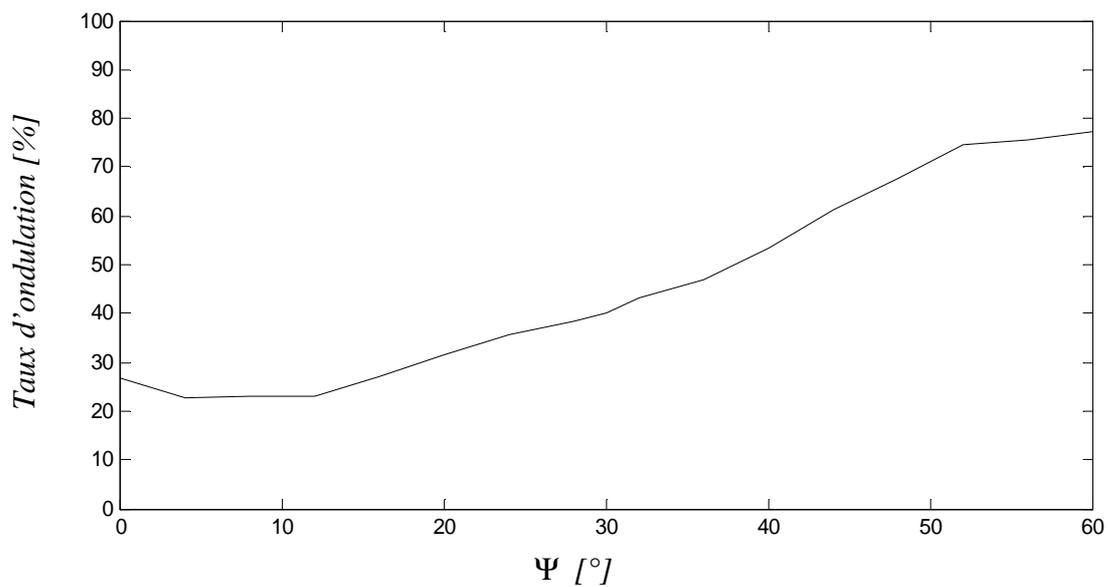


Fig.III.30. Le taux d'ondulation en fonction de l'angle de décalage Ψ

Le couple moyen maximal et l'ondulation minimale sont obtenus pour un décalage correspondant à $\Psi = 8^\circ$ de l'onde de courant d'alimentation. Mais comme ces deux paramètres, couple moyen et taux d'ondulations, ne diffèrent presque pas par rapport à ceux

d'un décalage nul $\Psi = 0^\circ$, ce décalage est donc sans intérêt majeur. Il est alors plus simple d'opter pour un trapèze non décalé.

L'allure du trapèze du courant d'alimentation non décalé est représentée sur la *figure.III.31*, et le couple électromagnétique qui en découle est représenté en fonction de la position du rotor sur la *figure.III.32*.

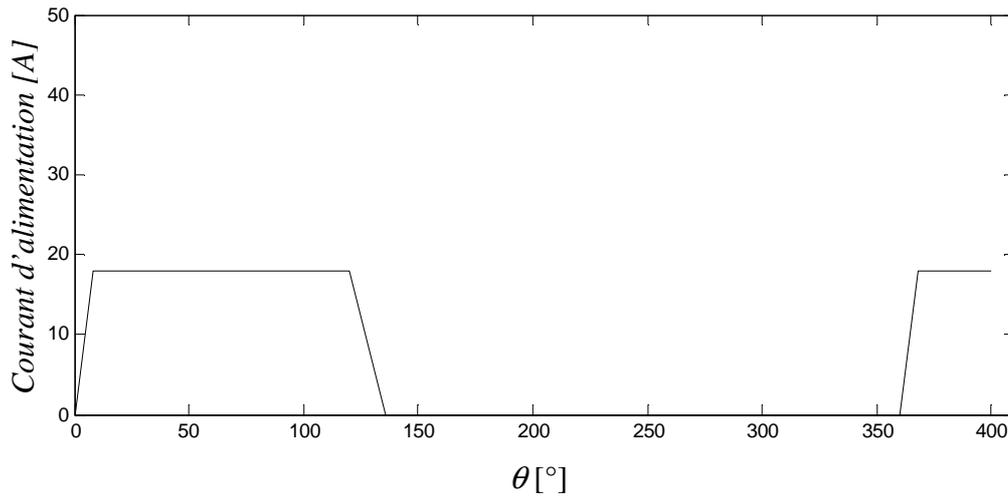


Fig.III.31. Allure du courant en trapèze de 120° correspondant à $\alpha_1 = 8^\circ$ et $\alpha_2 = 16^\circ$

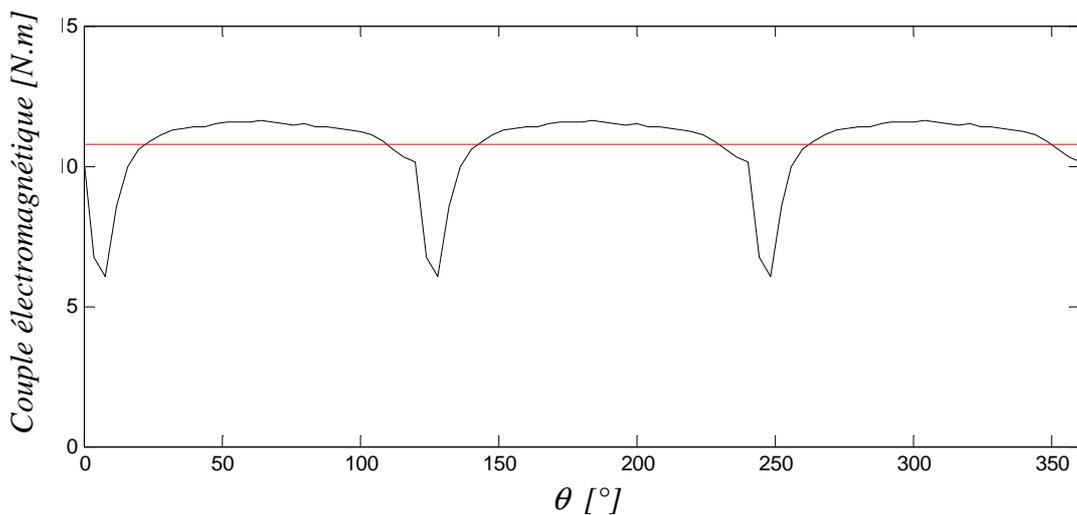


Fig.III.32. Le couple électromagnétique en fonction de la position du rotor pour un angle de décalage nul

III.5. Comparaison des résultats

Pour qu'on puisse dégager une conclusion sur la forme optimale du courant d'alimentation, on compare les deux meilleurs cas retenus dans les deux modes d'alimentation étudiés précédemment trapèze de 180° et de 120°. Pour se faire, on assemble les résultats de ces deux cas sur la même figure.

La *figure.III.33* montre la superposition des deux allures des couples électromagnétiques retenues pour les deux cas.

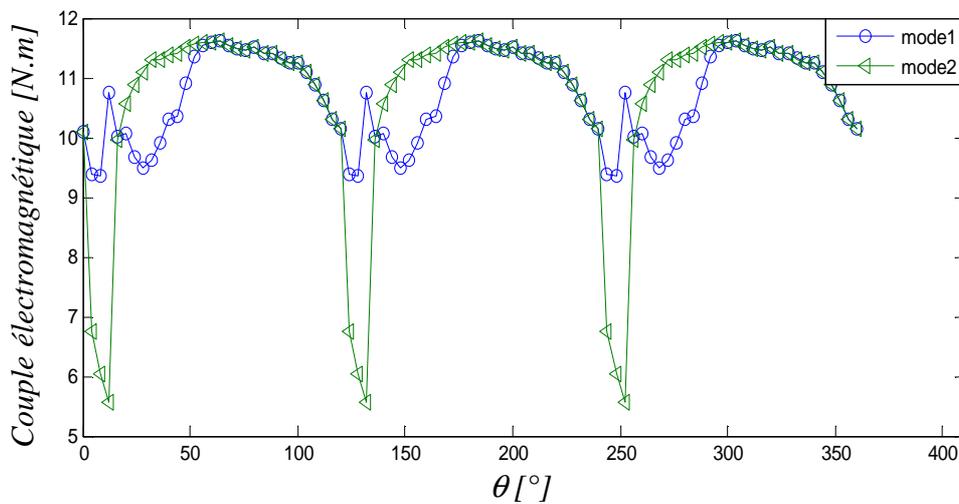


Fig.III.33. Superposition des allures des couples électromagnétiques

Les *figures.III.34 et III.35* présentent consécutivement les histogrammes des couples moyens et des ondulations de couple pour les deux cas retenus.

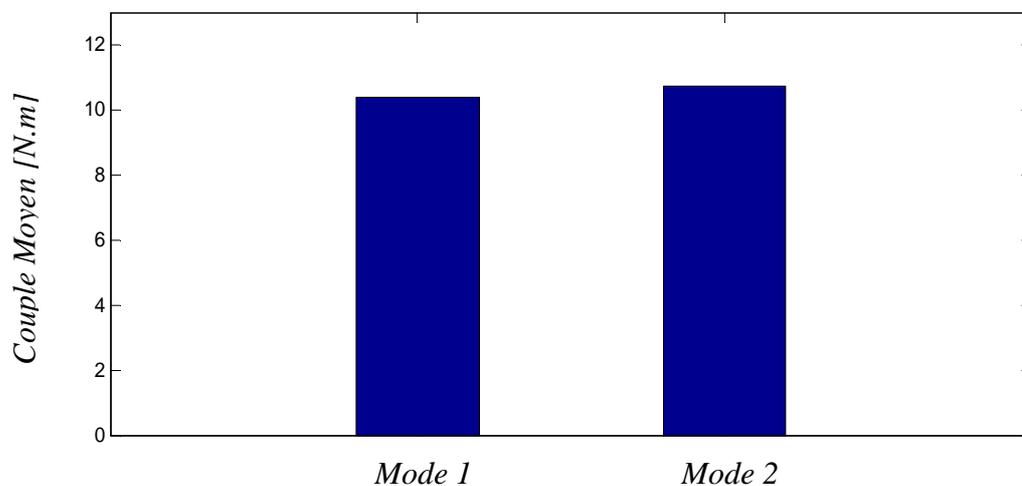


Fig.III.34. Comparaison du couple moyen pour les deux cas d'alimentation

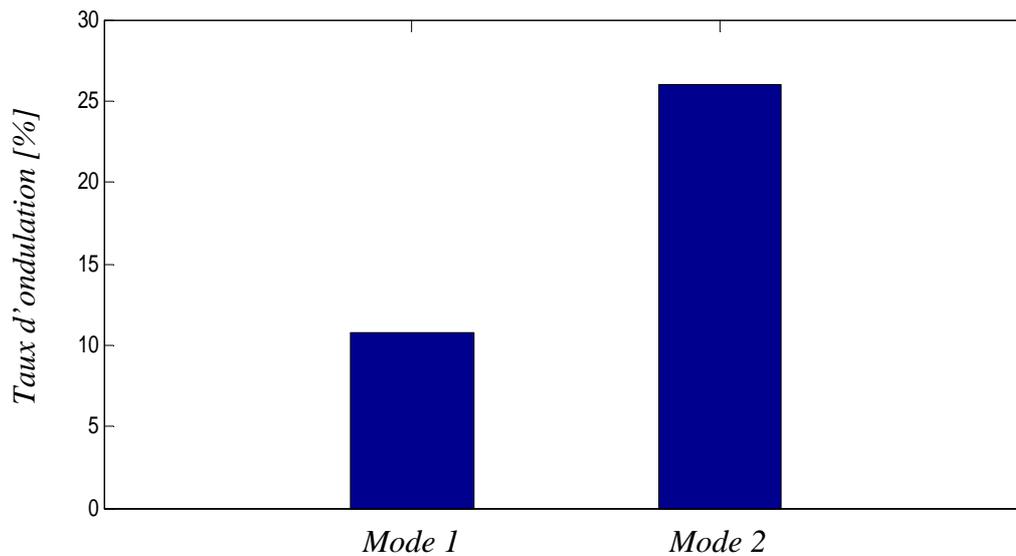


Fig.III.35. Comparaison du taux d'ondulation pour les deux cas d'alimentation

D'après les résultats obtenus, on constate que le couple moyen est presque le même pour les deux modes d'alimentation, tandis que le taux d'ondulation est largement plus faible pour une alimentation en trapèze de 180° . Suite à ces résultats, un courant d'alimentation en trapèze d'ouverture 180° avec des angles d'établissement $\alpha_1 = 8^\circ$ et d'extinction $\alpha_2 = 52^\circ$ semble être la forme la plus intéressante

Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté les résultats de calcul du couple électromagnétique de la MRVDS et nous avons pu effectuer une optimisation de la forme de courant qu'il faut injecter dans les phases de la MRVDS en question. Nous avons mis en évidence l'influence des angles d'établissement α_1 et d'extinction α_2 , la largeur du plateau et l'angle de calage Ψ de l'onde de courant d'alimentation par rapport au passage par la position d'opposition $\theta = 0^\circ$ sur la valeur du couple moyen et de ses ondulations.

Nous avons dégagé, a priori, une forme de courant en trapèze d'ouverture de 180° non décalé avec des angles d'établissement $\alpha_1 = 8^\circ$ et d'extinction $\alpha_2 = 52^\circ$.

*Conclusion
Générale*

Conclusion générale

Les machines tournantes à réluctance variable à double saillance MRVDS 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 des plots statoriques, matériaux bon marché. Les MRVDS ont des performances comparables à celles des machines classiques asynchrones et synchrones. Cependant, les performances en terme de couple massique sont probablement les meilleures machines si elles sont saturées, ce qui nécessite un entrefer suffisamment faible.

Le couple produit par les MRV est de nature pulsatoire, ainsi dans les applications où les contraintes sur l'ondulation du couple sont importantes, il faut avoir recours à des alimentations optimisées afin de réduire leurs taux d'ondulation et les bruits acoustiques.

Le travail que nous avons présenté a porté sur la détermination des formes de courants optimales à imposer à la machine qui permettent l'obtention d'un couple qui repend à un compromis entre le couple moyen et l'ondulation du couple électromagnétique pour un courant donné.

Afin d'étudier l'influence de la forme du courant d'alimentation sur la forme du couple d'une MRVDS élémentaire, un calcul analytique a été développé. Nous avons injecter dans la bobine d'alimentation de cette machine trois formes de courants différentes, à savoir une sinusoïde pure décalée, une sinusoïde avec une composante continue et un courant de forme en créneau. Suite à une comparaison de couples moyens développés par la machine pour chaque forme de courant d'alimentation, nous sommes parvenus à choisir la forme en créneau tant pour la valeur du couple obtenu que pour la simplicité des convertisseurs de puissance qui peuvent être utilisés.

Nous nous sommes ensuite intéressés à l'étude du couple électromagnétique d'une MRVDS triphasée 6/4 à l'aide d'un calcul par la méthode des éléments finis en utilisant le logiciel Maxwell. D'après l'étude analytique précédente l'alimentation en forme de trapèze de courant a été retenue. Nous avons alors mis en évidence l'influence du taux de montée et de descente ainsi que le décalage de ces trapèzes sur la valeur moyenne de couple électromagnétique et ses ondulations.

Les principaux résultats de cette étude montrent que, le couple moyen le plus élevé possible avec de faibles ondulations, peut être obtenu lorsque, d'une part la machine est alimentée avec un courant en trapèze d'ouverture 180° ; débutant à l'opposition et s'achevant en conjonction, d'autre part quand l'angle d'établissement $\alpha_1 = 8^\circ$ et l'angle d'extinction $\alpha_2 = 52^\circ$.

L'alimentation des MRVDS est obligatoirement faite par convertisseur statique et nécessite un autopilotage qui peut être obtenu par mesure directe de la position. Les convertisseurs requis sont unidirectionnels en courant et sont donc différents de ceux des machines triphasées classiques. Le convertisseur statique de base est le demi-pont asymétrique mais bien d'autres structures de convertisseurs plus complexes sont utilisables.

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

Références
Bibliographiques

Bibliographie

[1] : **Pierre Mayé.**

Moteurs électriques industriels.
Paris, Dunod, 2005.

[2] : **B – Saint Jean.**

Electrotechnique et machines électriques.
Paris, Eyrolles, 1977.

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

Etude et réalisation électronique d'un moteur à réluctance variable pour véhicule électrique – Expérimentation d'un moteur.
Thèse de d'ingénieur, 78400 Chatou France, 1994.

[4] : **Luc Moreau.**

Modélisation, conception et commande de génératrices à réluctance variable basse vitesse.
Thèse de Doctorat, Université de Nantes, 2005.

[5] : **Soufiane 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 technologies de Lille, 2002.

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

Optimisation du dimensionnement des alimentations des machines à réluctance variable.
Thèse de Doctorat, 94230 Cachau France, 1987.

[7] : **Marcel Jufer.**

Electromécanique.

Thèse de Doctorat, Lausanne, presses polytechniques et universitaires Romandes, 1998.

[8] : **M. Marty, D. Dixneuf et D. Garcia Gilabert**

Principes D'électrotechnique.

Dundo, Paris, 2005.

[9] : **Bernard Multon.**

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

Thèse de Doctorat, ENS de Cachan, 1994.

[10] : **Pierre Mayé.**

Moteurs électriques pour la robotique.

Paris, Dunod, 2000.

[11] : **H. Cailleux, B. Le plioufle et B. Multon.**

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

Article, ENS de Cachan, 1996.

[12] : **P. Barret.**

Machines électriques.

Paris, Ellipses, Edition Marketing, 2000.

[13] : **Jacques Cladé.**

Electrotechnique.

Paris, éditions Eyrolles, 1989.

[14] : **G. Lacroux.**

Les aimants permanents.

Paris, Lavoisier, 1989.