



*République algérienne démocratique et populaire.
Ministère de l'enseignement supérieur et de la recherche scientifique.
Université des sciences et de la technologie d'Oran Mohamed Boudiaf.*

**Faculté de génie électrique.
Département d'électrotechnique.**

THÈSE

***Présentée en vue de l'obtention du diplôme de doctorat
en Sciences en Electrotechnique***

Option : Machines électriques.

Par :

KADA BELGHITRI NAOUEL.

***CONTRIBUTION A LA MODELISATION PAR LA MÉTHODE
DES RÉSEAUX DE RELUCTANCES (MRR)
D'UNE MACHINE A RELUCTANCE VARIABLE.***

Soutenu le :

Devant le jury:

Président :	<i>Mr MAZARI Benyounes</i>	Professeur USTMB Oran.
Rapporteur :	<i>Mr TAIEB BRAHIMI Abdelhalim</i>	Professeur USTMB Oran.
Examineurs:	<i>Mr MOUSSAOUI Djelloul</i>	Professeur EMP Alger.
	<i>Mr ZAOUI Abdelhalim</i>	MCA EMP Alger.
	<i>Mr MOHELLEBI Hacene</i>	Professeur UMM Tizi-Ouzou.
	<i>Mr BENNOUZA Noureddine</i>	MCA USTMB Oran.

Année 2014/2015.

REMERCIEMENTS.

Toutes les louanges à Dieu, notre seigneur, d'avoir illuminé notre chemin par le savoir et la sagesse.

Je tiens à remercier vivement Mr TAIEB BRAHIMI Abdelhalim, Professeur à l'université des sciences et de la technologie d'Oran Mohamed Boudiaf, pour la confiance qu'il m'a accordée en acceptant de diriger cette thèse.

Je remercie Mr MAZARI Benyounes Professeur à l'USTO Mohamed Boudiaf, de m'avoir fait l'honneur de présider le jury, d'avoir bien voulu examiner ma thèse et animer la discussion lors de ma soutenance.

Je remercie aussi Mr BENNOUZA Noureddine Maître de Conférences A à l'USTO Mohamed Boudiaf, d'avoir accepté de faire partie de mon jury et enrichir le débat par ces questions et ses commentaires.

Mes remerciements vont aussi à Mr MOHELLEBI Hacene Professeur à l'UMM de Tizi-Ouzou d'avoir accepté de se déplacer pour faire partie de mon jury, et d'avoir enrichi ce travail par ses questions et ses observations.

J'ai été très honorée que Mr MOUSSAOUI Djelloul Professeur à l'EMP d'Alger, ait accepté de juger ce travail et ait pris la peine de se déplacer à Oran afin de le valoriser par ses questions et ses commentaires.

J'ai également été très honorée que Mr ZAOUI Abdelhalim, maître de conférences A à l'EMP d'Alger, ait examiné et jugé ce travail, et je le remercie aussi de s'être déplacé.

Un grand merci à Mr KERNANE Chafik, mon compagnon dans la vie et mon co-équipier dans cette thèse, pour m'avoir beaucoup aidé.

Je remercie Mr KHANTAR Hacene ex. Chargé de cours à l'USTO, d'avoir semé en moi cette « graine de recherche » ; qu'il trouve ici l'expression de mon respect et ma gratitude.

Je remercie aussi monsieur MEROUANE Boudjemaa maître assistant à l'USTO, dont les cours et les polycopies dans le domaine de la construction des machines, restent un trésor inestimable qui m'a aidée à élaborer ce document.

Dédicaces

A ma mère qui a suivi avec intérêt toutes mes années d'études. Que tu puisses être fière de ta fille en ce jour.

A mon mari le « soldat de l'ombre », pour son aide et son soutien.

A mon fils Sami pour son soutien, sa compréhension et sa conscience, Que dieu te guide vers les chemins du savoir et de la connaissance.

A tous ceux qui m'ont soutenue et que j'ai omis de citer.

TABLE DES MATIERES

Liste des symboles.....	8
Introduction générale.....	11
Motivations et but de la thèse.....	12
Organisation de la thèse.....	13
chapitre I	15
Etat de l'art des MRV.....	15
I.1. Introduction.....	16
I.2. Historique du moteur à réluctance variable.....	16
I.3. Les application du MRV.....	17
I.4. Etat de l'art.....	20
I.4.1. Les travaux sur la modélisation du MRV.....	21
I.4.2.Les travaux sur la géométrie du MRV.....	23
I.4.3. Les travaux sur le convertisseur du MRV.....	24
I.5. Conclusion.....	24
Chapitre II.....	26
Généralités sur les mrv.....	26
II.1. Introduction.....	27
II.2. Classification des MRV.....	27
II.3. Topologies des MRV tournantes.....	29
II.3.1. Les MRV purs.....	29
II.3.2. Les MRV à effet VERNIER.....	30
II.3.3. Les MRV hybrides.....	31
II.4. La géométrie du MRV 6/4 étudié.....	32
II.5. Paramètres caractéristiques du MRV.....	33
II.5.1. Le pas incrémental.....	33
II.5.2. Le sens de rotation.....	34
II.6. Principe de fonctionnement du MRV.....	35

II.7. L'alimentation du MRV.	37
II.7.1. Condition d'alimentation d'une bobine.	37
II.7.2. Le convertisseur électronique.	38
II.8. Equations électromagnétique du MRV.	40
II.9. Equation mécanique du MRV.	40
II.10. Notion de coenergie.	41
II.11. Calcul du couple en utilisant la coenergie.	43
II.12. Les avantages et les inconvénients du MRV.	44
II.12.1. Les avantages du MRV.	44
II.12.2. Les inconvénients du MRV.	45
II.13. Conclusion.	45
Chapitre III.	46
Analyse du MRV par la méthode des réseaux de reluctances.	46
III.1. Introduction.	47
III.2. Problématique d'étude des systèmes électromagnétiques.	47
III.3. Méthodes de modélisation des systèmes électromagnétiques. ...	48
III.3.1. Les méthodes analytiques.	48
III.3.2. Les méthodes semi-numériques.	48
III.3.3. Les méthodes numériques.	49
III.4. Utilisation de la méthode des réseaux de reluctances pour l'étude du MRV.	49
III.4.1. Introduction théorique de la MRR.	51
III.4.2. Notion de reluctance magnétique.	53
III.5. Application de la MRR pour l'étude du MRV.	54
III.5.1. Hypothèses simplificatrices :	54
III.5.2. Calcul des reluctances des parties magnétiques.	55
III.5.3. Calcul des reluctances des encoches.	56

III.5.4. Utilisation de la méthode des contours des dents pour le calcul des reluctances d'entrefer.	57
III.5.5. Calcul des reluctances des recouvrements d'entrefer.....	63
III.5.6. Automatisation des calculs des reluctances d'entrefer.....	65
III.5.7. Les forces magnétomotrices.	66
III.6. Formation du réseau de reluctances du MRV 6/4.	66
III.6.1. Résolution du système par la Méthode de Gauss-Seidel.	71
III.6.2. Prise en considération du mouvement.	71
III.7. Résolution du système d'équation du MRV par la méthode de NEWTON-RAPHSON.	72
III.8. Simulations et discussions.	74
III.8.1. Reluctances d'entrefer du MRV.....	74
III.8.2. Simulation du MRV en régime magnétostatique.	77
III.8.3. simulation du MRV en régime magnétodynamique.	79
III.9. Conclusion.	84
Chapitre IV.....	85
Etude du mrv par la méthode des éléments finis et validation du modèle MRR.....	85
IV.1. Introduction.....	86
IV.2. L'outil de calcul Ansoft Maxwell.....	86
IV.3. Modélisation des systèmes électromagnétiques par la MEF.....	87
IV.3.1. Les Equation de Maxwell.	87
IV.3.2. Lois de comportement du milieu.....	88
IV.3.3. Conditions aux limites spatiales et temporelles.....	89
IV.3.4. Les modèles électromagnétiques simplifiés.	90
IV.3.5. Principe de la méthode des éléments finis (MEF).....	94
IV.4.1 Analyse préliminaire du MRV par Rmxprt.	95
IV.4.2. Analyse du MRV par la MEF en 2D.	97

IV.4.3. Analyse du MRV par la MEF en 3D.	113
IV.4.3.2. Etude magnétodynamique du MRV en 3D.	117
IV.5. Validation du Modèle MRR du MRV.	120
IV.5.1. validation lors du changement de la largeur de dents statoriques et rotoriques.....	122
IV.5.2. validation lors du changement de l'angle d'extinction.	124
IV.5.3. Validation lors de l'empiétement entre deux bobines.	125
IV.6. conclusion.....	126
Chapitre V.....	127
Exploitation du modèle MRR,, etude parametrique.	127
V.1. introduction.	128
V.2. Influence des angles de commande du MRV.	128
V.2.1. Choix de l'angle d'alimentation.	128
V.2.2. Choix de l'angle d'extinction de la tension.	130
V.3. Influence de la géométrie de l'entrefer sur la forme du couple. .	132
V.3.1. Influence de la largeur de dent rotorique.	133
V.3.2. Influence de la largeur de dent statorique.....	135
V.3.3. Influence de l'épaisseur de l'entrefer.....	137
V.4. Relation entre les largeurs des dents rotorique et statoriques. ..	139
V.5. Conclusion.....	143
CONCLUSION GENERALE.	145
REFERENCES ET BIBLIOGRAPHIE.....	147
ANNEXE I.	153
ANNEXE II.	155

LISTE DES SYMBOLES.

q	Le nombre de phases statoriques	[-].
b_s	Ouverture d'encoche statorique	[m].
b_r	Ouverture d'encoche rotorique	[m].
N_s	Nombre de dents au niveau de l'armature statorique.	[-]
N_r	Nombre de dents au niveau de l'armature rotorique.	[-]
r	Résistance électrique de la phase	[Ohm]
N	Nombre de tours du conducteur.	[-]
ψ	Flux magnétique total de la phase.	[Wb]
Φ	Flux magnétique d'une spire.	[Wb]
θ	Position rotorique.	[rad]
V	La tension constante délivrée par le convertisseur.	[V]
ω	La vitesse du rotor.	[rad/sec]
W	L'énergie magnétique.	[W]
W'	La co-énergie magnétique.	[W]
T_e	Le couple électromagnétique.	[N.m]
T_r	Le couple résistant	[Nm]
F	Le coefficient de frottement	[Kg/s]
\mathcal{R}	La reluctance magnétique.	[1/H]
\mathcal{P}_{es}	La permeance d'encoche statorique.	[H]
\mathcal{P}_{er}	La permeance d'encoche rotorique.	[H]
F	La force magnétomotrice.	[A.t]
$i_{1,2,3}(t)$	Les courants des phases 1,2 et 3.	[A]
$v_{1,2,3}(t)$	Les tensions des phases 1,2 et 3.	[V]
\vec{E}	Le champ électrique	[V/m]
\vec{B}	L'induction magnétique	[Tesla]

\vec{B}_r	<i>L'induction magnétique rémanente.</i>	<i>[Tesla]</i>
\vec{J}	<i>La densité de courant électrique.</i>	<i>[A/m²].</i>
\vec{J}_s	<i>La densité de courants de déplacement</i>	<i>[A/m²].</i>
μ	<i>La perméabilité magnétique.</i>	<i>[H/m]</i>
σ	<i>La conductivité électrique.</i>	<i>[Siemens/m]</i>
\vec{H}	<i>Le champ magnétique</i>	<i>[A/m]</i>
\vec{A}	<i>Le potentiel magnétique.</i>	<i>[A]</i>

INTRODUCTION GENERALE.

INTRODUCTION GENERALE.

Depuis toujours les hommes n'ont cessés d'innover, de développer et d'améliorer les outils afin de remédier aux exigences du quotidien. Et avec l'avènement de la révolution industrielle, les machines ont joué un rôle pas des moindres dans ce domaine. D'ailleurs de nos jours, on ne peut concevoir une économie développée sans impliquer des industries mettant en œuvres des machines robustes et fiables. Les machines électriques classiques, tel que les machines à courant continu et celles à courant alternatif ont toujours fait leurs preuves. Cela est dû en partie, à leur adaptabilité à différents domaines ainsi qu'à leurs performances en puissances et en vitesses. Mais vers la fin des années soixante, une nouvelle génération de machines tournantes a connu un essor, notamment avec le développement de l'électronique de puissance. Parmi ces machines nous citons les moteurs à reluctance variable (MRV) ; Ce sont des machines de très simple construction, robustes, peu coûteuses et qui procurent un bon fonctionnement sur des plages très étendues de vitesses et de puissances. Aujourd'hui les MRV trouvent de plus en plus de domaines d'application comme les appareils ménagers, la traction automobile et ferroviaire et les systèmes embarqués, pour ne citer que l'essentiel.

Les méthodes mises en œuvre pour la construction des MRV étaient autrefois empiriques ; il fallait en effet construire la machine, faire des essais et des mesures et éliminer un par un les divers problèmes et défauts rencontrés. Les coûts étaient élevés et les risques pas des moindres, et parfois même dissuasifs. Avec le développement de l'informatique, et des outils de conception et de modélisation, le coût et le temps de réalisation ont été considérablement réduits. Ceci a permis de diversifier les topologies et de prévoir le comportement de ces machines pour tous les régimes de

fonctionnement. Parmi ces méthodes de modélisation nous citons les méthodes analytiques, les méthodes semi-numériques et les méthodes numériques. Le choix de la méthode dépend des besoins et des contraintes liés à l'application.

Motivations et but de la thèse.

L'amélioration des performances des systèmes électromagnétiques et spécialement le MRV, nécessite de réaliser de multiples simulations afin d'aboutir à des résultats optimaux, tout en étant limités par les contraintes de faisabilité et les intervalles de fonctionnement. Le nombre élevé de simulations à son tour nécessite un modèle fiable, flexible, et rapide. Dans cette thèse nous présentons une approche pour l'élaboration d'un modèle de moteur à reluctance variable (MRV) à double saillance à six dents statoriques et quatre dents rotoriques, basé sur la simulation. Nous allons établir un modèle non linéaire du moteur en utilisant la méthode des réseaux de ré reluctances (MRR) dans le plan transversal (2D). La difficulté de cette méthode est la modélisation de l'entrefer pour la prise en considération du mouvement. Pour cela nous allons utiliser la méthode des perméances des contours des dents pour son adaptabilité avec la MRR. Mais le problème qui s'est posé est l'automatisation des calculs des reluctances d'entrefer pour les adapter à toutes les dimensions des dents et à toutes les positions du rotor. Nous avons donc établi un algorithme qui prend en charge cette étape.

Nous allons ensuite établir deux modèles en 2D et en 3D basés sur la CAO (conception assistée par ordinateur) en utilisant la méthode des éléments finis. Nous comparerons les résultats des trois modèles afin de valider le modèle MRR.

Nous ferons ensuite une étude paramétrique des grandeurs géométriques du MRV afin de démontrer la flexibilité du modèle basé sur la MRR.

Nous allons essayer de mettre en valeur l'influence de la configuration de l'entrefer et l'angle d'alimentation et d'extinction de la tension du circuit d'alimentation sur les performances d'un MRV.

Nous visons à développer notre travail afin d'établir une relation entre les différentes grandeurs électromagnétiques du moteur à ces grandeurs

géométriques. Ces abaques pourront être utilisées pour la construction d'un moteur d'une puissance voulue.

Ce travail représente une partie d'un grand projet dans lequel nous tentons d'établir une méthodologie complète de dimensionnement des MRV basée seulement sur la simulation.

Organisation de la thèse.

Comme tout travail scientifique, cette thèse commence par une introduction qui permet de situer le MRV dans l'électrotechnique et l'industrie en général ainsi que les motivations qui nous ont guidés pour mener à bien ce travail. Notre contribution et notre apport dans le domaine de la modélisation des MRV y sont notamment citées. Le premier chapitre constitue une analyse bibliographique et donne un aperçu historique sur le MRV et un état de l'art qui permettra de situer ce travail par rapport à ce qui a été fait dans le domaine de sa construction et de sa modélisation jusqu'à ce jour. Quelques applications de ce moteur y sont notamment citées. Le deuxième chapitre présente des généralités sur les MRV ; les différentes topologies qui existent, le principe de fonctionnement et les équations électromagnétiques et mécaniques du moteur.

Le troisième chapitre traite des méthodes de calcul du champ utilisées pour modéliser le MRV. Un intérêt particulier sera réservé à la méthode des réseaux de reluctances équivalents en 2D. Cette partie est la plus importante de cette thèse. Nous y démontrerons le développement de la méthode MRR et le calcul des reluctances des différentes parties magnétiques du MRV. Le calcul des reluctances d'entrefer sera réalisé par la méthode des perméances des contours des dents. Les simulations seront faites pour les modèles magnétostatique et magnétodynamique en régime permanent et transitoire.

Le quatrième chapitre sera consacré à la simulation par la méthode des éléments finis en 2D et 3D. Nous donnerons un bref aperçu sur les équations de Maxwell et les différentes formulations utilisées. Pour la simulation nous utiliserons l'outil commercial Ansoft Maxwell. Nous allons ensuite établir les modèles 2D et 3D par la MEF afin de valider nos résultats basés sur la MRR. Dans le cinquième et dernier chapitre nous allons

exploiter ce modèle basé sur la MRR et essayer de démontrer sa flexibilité et sa fiabilité pour différents paramètres géométriques et électriques. Pour cela, nous ferons une étude paramétrique des dimensions du MRV et des relations entre les paramètres géométriques de la machines seront déduites. Enfin, une conclusion clôturera ce travail et présentera les principaux résultats obtenus et les perspectives éventuelles pour de futurs travaux.

CHAPITRE I

ETAT DE L'ART DES MRV.

I.1. Introduction.

Tout travail de recherche nécessite la connaissance des études déjà menées dans le domaine, et des nouveautés qui apparaissent chaque jour. Pour l'élaboration de cette thèse, nous allons tout d'abord donner un bref historique sur les moteurs à reluctance variable. Nous donnerons une idée sur quelques applications de ce moteur pour mettre en évidence son importance dans le domaine des machines et surtout, la diversité de son utilisation. Nous avons consulté une documentation qui s'est avérée très riche dans ce domaine. Pour ne garder que l'essentiel, nous nous sommes intéressés aux publications liées à la modélisation, à la conception et au dimensionnement des MRV.

I.2. Historique du moteur à réluctance variable.

Avec le développement de l'électromagnétisme au 19eme siècle, de nombreux dispositifs utilisant le principe de la réluctance variable ont vu le jour. Certains auteurs parlent même du fait que ce serait l'un des premiers principes utilisés pour la conversion de l'énergie électromagnétique en énergie mécanique [2]. En effet JACOBI, le physicien russe, a proposé une structure tournante à reluctance variable en 1834. A la même époque l'américain C.Grafton Page a réalisé plusieurs dispositifs à fer tournant. Seulement, les bobines utilisaient des commutateurs mécaniques ayant pour inconvénients du bruit et des étincelles nocives. En 1845 C.FROMENT réalise un dispositif tournant probablement l'ancêtre des machines à reluctance variables actuelles. Les machines à reluctances variables furent devancées par les machines à courant continu et à courant alternatif, justement à cause du problème de commutation mécanique ; Leurs applications étaient restreintes à l'horlogerie (horloge FROMENT, 1854), les rasoirs (société REMINGTON) les tourne-disques (les Etablissements RAGONOT) et enfin le domaine des jouets avec les moteurs FROMENT.

Mais ils ne furent pas délaissées pour autant, à cette époque déjà, on leur reconnaissait leur simplicité et leur robustesse comme qualités [4].

Vers 1927 les machines à reluctance variable ont refait surface grâce a une publication décrivant les dispositifs de transmission de mouvement dans les bateaux de guerre. Dans les années 1960, en Angleterre, on s'intéressa de nouveau à ces moteurs [4] ; et ce fut probablement le point de départ des travaux des équipes de plusieurs universités anglaises, notamment celles de Leeds et Nottingham. Au début, LAWRENSON (qui est d'ailleurs considéré comme le « doyen » de la recherche sur le MRV moderne) et son équipe (université de Leeds) n'ont pas été pris au sérieux par la communauté scientifique, mais avec le temps l'évidence devint irréfutable quand il quitta le domaine académique et créa sa propre usine de production, mettant ainsi en relief les avantages de cette machine et la diversité de ses applications.

Dans les années 1970, avec le développement de l'électronique de puissance, les commutateurs mécaniques encombrants ont été remplacés par des circuits électroniques plus rapides, plus fiables, et surtout silencieux et moins dangereux. L'âge d'or des MRV ne faisait que commencer.

I.3. Les application du MRV.

D'une façon générale, le MRV présente beaucoup d'avantages et peut être employé avec succès en tant que moteur à vitesse variable. Il fournit des solutions pour des applications très variées, notamment des applications de traction de petite taille, avec des performances très satisfaisantes et des puissances pouvant atteindre plusieurs dizaines de kilowatts.

Le MRV présente une alternative dans une multitude d'applications. Parmi ces applications nous pouvons citer:

- Les applications spécifiques : compresseurs, ventilateurs, pompes.

Les équipements médicaux et de laboratoires comme les pousse-seringues [27] (figure I.1), les centrifugeuses (figure I.2), ainsi que les fauteuils roulants électriques (figure I.3)...



Figure I.1. Pousse seringue médicale.

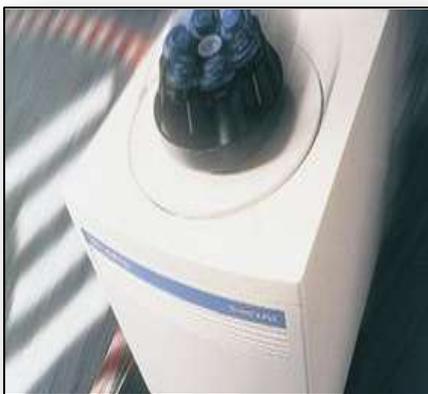


Figure I.2. Centrifugeuse de laboratoire.



Figure I.3. Fauteuil roulant électrique.

- Les appareils ménagers : Robot ménager (figure I.4), lave-linge (figure I.5), lave-vaisselle, horlogerie, jouets...



Figure I.4. Robot ménager.



Figure I.5. Lave-linge.

- Les applications pour véhicules électriques [12,13] et hybrides [24,25, 26] (figure I.6), le domaine de traction électrique sur rails comme les MRV linéaires [22] ainsi que les rotors « in Wheel » directement associés aux roues [34,38, 41] (figure I.8) et les équipements de bord (figure I.7).



Figure I.6. Moteur hybride destiné à la traction.

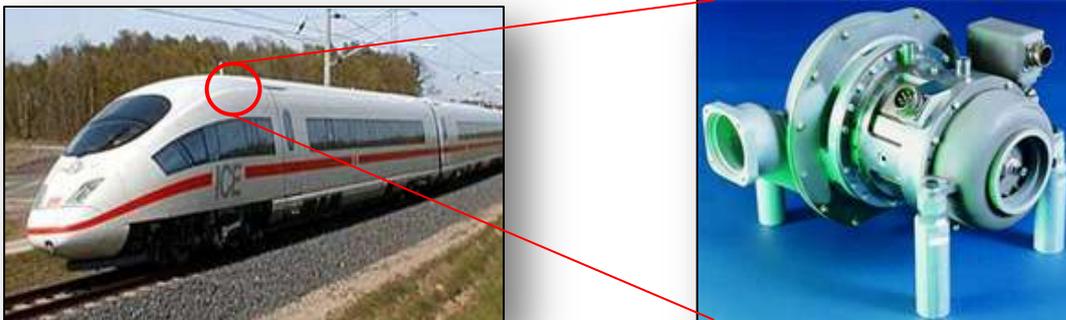


Figure I.7. Système d'aération dans les transports en commun.

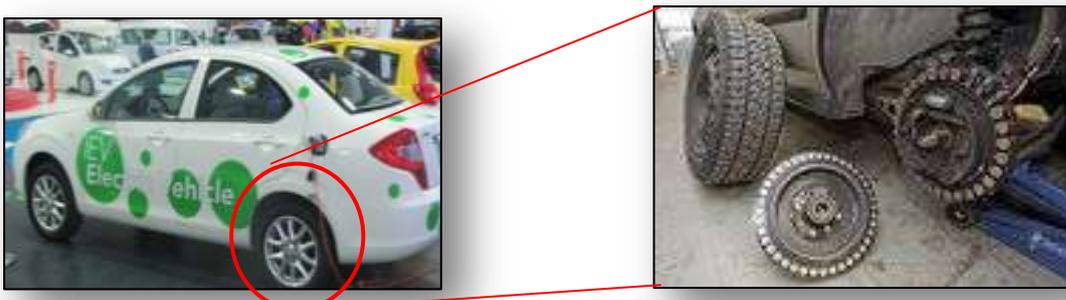


Figure I.8. Moteur « in Wheel » pour véhicules.

- Les automatismes industriels : ascenseurs [36], servomécanismes, portes automatiques (figure I.8), actionneurs, positionnement...

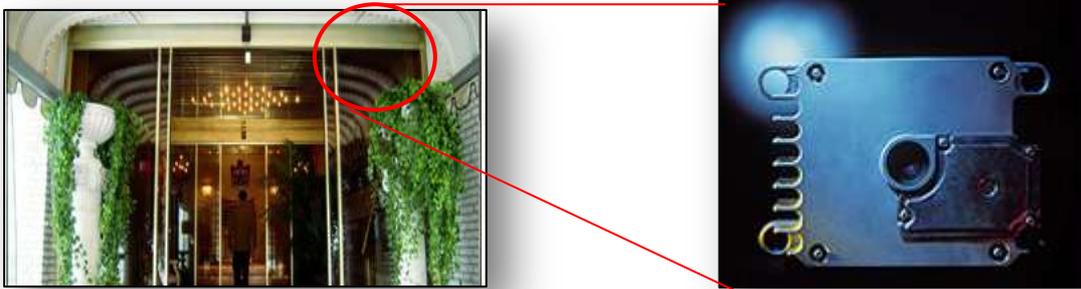


Figure I.8. Portes automatiques.

- Les équipements informatiques et bureautiques : impression, ventilateur, têtes de lecture...
- Les pompes à fuel et appareillages embarqués à bord des avions [54], navettes spatiales, fusées et différents équipements aéronautiques et aérospatiaux ;

Le manque d'une atmosphère dans l'espace fait que le moteur électronique est le seul choix viable pour les systèmes de propulsion des robots d'exploration spatiale [55]. L'agence NASA pour son programme d'exploration de mars a conçu un MRV pouvant supporter une température de 540° pendant 27heures [56].

I.4. Etat de l'art.

Le dimensionnement et le contrôle des MRV ont toujours été les principales motivations pour la modélisation des MRV. Dès les années 80, les publications et les brevets relatifs à ce moteur affichent une croissance considérable. A titre d'exemple le graphique (figure. I.1), issu du « Brivit publication data base » [57].

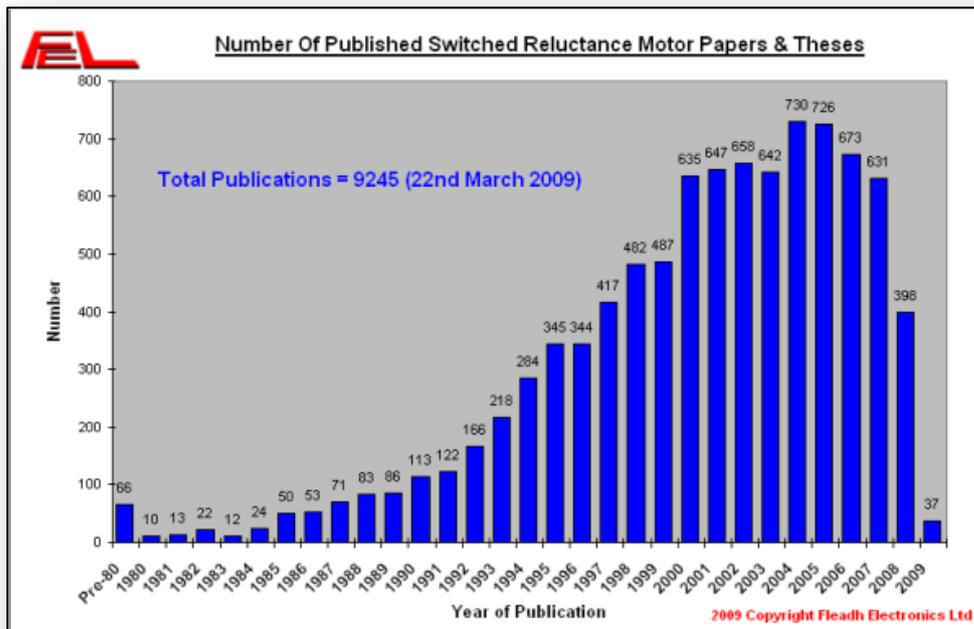


Figure I.9. Evolution du nombre de publications sur le MRV.

La figure I.9 montre clairement une augmentation du nombre de publications à partir des années 90. Dans les années 2000 les recherches ont atteint leur maximum. Cette croissance est à quelques années près, synchronisée avec le développement des méthodes numériques, des outils de calcul et des composants électroniques.

I.4.1. Les travaux sur la modélisation du MRV.

Selon les besoin et les applications, des modèles de MRV plus ou moins complexes sont utilisés par certains auteurs. Les modèles analytiques sont généralement utilisés pour des travaux de dimensionnement ou d'optimisation à cause du nombre élevé de simulations requis. B.Multon [2] a proposé un modèle analytique déduit à partir d'un circuit équivalent, et dont l'inductance est linéaire par partie suivant la position du rotor, le modèle restait fiable pour un fonctionnement non saturé du circuit magnétique. Ce modèle était très adapté pour un travail de dimensionnement. Il lui a permis de modéliser différentes structures de MRV et d'en faire la comparaison et de déduire le triangle de faisabilité des

angles polaires qui est une référence pour le dimensionnement des MRV à ce jour.

De la même manière, Le Chenadec et Al [3] ont optimisé la forme du couple en réduisant les ondulations en agissant sur la forme de la dent en se basant sur un modèle analytique non linéaire. T.J.E.Miller [14] a établi une étude d'optimisation du MRV basée sur un modèle électromagnétique, acoustique et mécanique basé sur la méthode des éléments finis. A.Mateev et Al [15] ont présenté un modèle analytique basé sur le calcul des inductances pour différentes positions et l'ont comparé à un modèle élément finis et à des résultats expérimentaux. D'autres travaux similaires ont été développés par d'autres auteurs [16],[23],[32],[35]et[53].

Avec le développement des outils numériques comme Matlab qui permet de représenter les équations mathématiques par des diagrammes blocs, les méthodes analytiques ont été largement utilisées pour l'étude des MRV comme dans [29], [31],[39]et [40]. En général les méthodes analytiques présentaient une facilité de mise en œuvre et une rapidité mais au détriment de la fiabilité et la précision.

Les modèles semi numériques basés sur la méthode des réseaux équivalents sont plus précis que les modèles analytiques. Les modèles basés sur cette méthode ont fait l'objet de plusieurs publications et thèses de doctorat. Lamghari [44] a utilisé cette méthode pour l'analyse magnétique et thermique. En général cette méthode est simple mais le calcul des reluctances d'entrefer reste le problème majeur. R.Redjem [46] a calculé les paramètres du réseau équivalent pour les deux positions d'alignements et de conjonction par la méthode des tubes. Il a combiné cette méthode avec une méthode analytique afin de minimiser les calculs. D.Ilea [47] et C.A.Vaithilingam [50] utilisent aussi la méthode des tubes en ne prenant que quelques positions et en interpolant sur les autres positions. La méthode des tubes reste fiable pour des travaux d'optimisation et de dimensionnement. A.P.Rabano [48] et A.el Wakil [54] ont notamment utilisé la méthode des reluctances en 3D en utilisant les réseaux multidirectionnels. Les résultats ont été comparés à ceux de la méthode des éléments finis et ce sont avérés fiables et moins gourmand en temps de calcul. FANKEM [49] dans sa thèse a utilisé un modèle de réseau de reluctances simplifié par la

loi de Thévenin et a obtenu des résultats convaincants. E.Ilhan et ses collègues [42], qui traitent le même sujet utilisent la méthode des permeances des contours des dents pour le calcul des reluctances d'entrefer dans une machine à aimant permanent. Cette méthode de calcul des reluctances d'entrefer reste assez méconnue dans la littérature liée au MRV.

Les modèles basés sur la méthode des éléments finis ont également pris une grande partie dans la recherche sur les MRV, que ce soit en 2D ou en 3D. F.D'HULSTER et ses collègues [11] ont dressé un état de l'art de la MRV et ont établi un modèle par éléments finis pour le calcul des pertes, qu'ils ont ensuite validé par des résultats expérimentaux. Pour l'étude des défauts et des phénomènes d'excentricités dans les MRV, les auteurs dans la référence [17] ont utilisé un modèle EF électromécanique.

Afin de s'affranchir de la complexité de calcul de la MEF, des modèles magnétodynamiques basés sur des calculs magnétostatiques pour différentes positions ont été établis dans les références [18, 19,20]. Plusieurs autres auteurs ont traité des modèles par éléments finis du MRV [30,32, 33]. Wei Wu et Al [52] ont présenté un modèle EF en 2D électromagnétique et thermique et ont introduit un facteur de correction en 3D pour la prise en compte des effets d'extrémités. La aussi le modèle a été validé par des essais expérimentaux et s'est avéré fiable.

1.4.2. Les travaux sur la géométrie du MRV.

R.M.Davis dans sa publication [1] a comparé deux structures du rotor du MRV et a démontré qu'une structure saillante du rotor améliore les performances du MRV par rapport à une structure anisotropique lisse. J.Wolff et ses collègues [9] ont étudié et réalisé un MRV 16/12. Comparé à

un moteur à induction de même volume, il présentait beaucoup d'avantages comme une simple construction, un bobinage peu coûteux et une facilité à contrôler la vitesse. L'effet de la structure du rotor sur le MRV et notamment le fonctionnement à vitesse élevée a été traité dans la référence [10].

Les travaux sur la forme et l'emplacement du rotor sont très fréquents, par exemple le rotor à double cylindre [21] ou le rotor incliné pour l'amélioration

de la forme du couple [28]. Le rotor a double mouvement; linéaire et rotatif a également été traité dans les références [22,33].

Des MRV 4/4 à plusieurs rotors décalés ont notamment été étudié afin de minimiser les ondulations du couple. E.AFJEI et Al [37] ont utilisé sept rotors sur le même arbre mais décalés de quelques degrés, dans la même logique que le rotor incliné.

Il existe aussi des MRV à rotors externes pour utilisation « in Wheel » (directement liés aux roues du véhicule) [34,41].

1.4.3. Les travaux sur le convertisseur du MRV.

Les publications sur l'amélioration du convertisseur et le contrôle des angles de commande du MRV sont très nombreuses. F.Blaabjerg et al [3] ont conçu un contrôleur de courant robuste pour éliminer les courants de perturbations dans les MRV. L'étude est basée sur un modèle analytique linéaire. Leurs résultats sont concluants, mais l'étude n'a pas été faite pour le fonctionnement dynamique saturé. Dans [5-7] les auteurs ont utilisé un contrôleur MLI pour l'amélioration de la forme du courant et donc du couple, toujours en se basant sur un modèle linéaire. Et pour éliminer les capteurs de positions un contrôleur basé sur la détection de la dérivée du courant a été utilisé dans la référence [8].

D'autres publications consultées apparaîtront comme référence au moment voulu tout au long de cette thèse.

1.5. Conclusion.

L'étude bibliographique que nous avons menée dans ce chapitre, nous a permis de remonter le temps jusqu' 'aux balbutiements de la machine à reluctance variable.

Pour ce qui est des applications du MRV, elles sont très variées; le MRV trouve sa place dans presque tout les domaines, allant du simple appareil ménager jusqu' aux plus pointues des techniques aéronautiques et spatiales, en passant par la traction et l'industrie.

En général, nous avons constaté qu'il existait deux axes de recherches importants ; le premier axe traite de la modélisation et de la géométrie du moteur, et le deuxième du circuit d'alimentation et du control de celui-ci.

Les travaux liés à la modélisation sont nombreux. Nous avons remarqué que toutes les méthodes ont été abordées ; les méthodes analytiques, les méthodes numériques et les méthodes semi-numériques.

Les méthodes analytiques deviennent intéressantes dans le cas où l'étude est focalisée sur le circuit de commande et de contrôle.

Les méthodes numériques quand à elles, sont plus adaptées aux travaux de modélisation, où l'étude qualitative et quantitative sont importantes.

En ce qui concerne les méthodes semi-numériques et spécialement la MRR, elle est généralement couplée à une méthode analytique, à une méthode d'éléments finis, ou bien à la méthode des tubes pour définir le champ magnétique dans l'entrefer. Mais nous avons constaté dans la documentation que nous avons consultée que le couplage avec la méthode des perméances des contours de dents n'a pas été abordé pour l'étude du MRV. Et c'est à partir de là que nous avons pu cerner notre problématique d'étude et définir les étapes de notre recherche.

CHAPITRE II.

GENERALITES SUR LES MRV.

II.1. Introduction.

Les MRV ont longtemps été utilisés exclusivement comme moteurs pas à pas, d'une part grâce à leur précision de positionnement et d'une autre part, à cause de l'absence de systèmes de commutations fiables et rapides. Dans les années 60-70, le développement des composants électroniques a permis d'élargir le domaine d'utilisation des MRV, en leur permettant d'atteindre des performances jusque là inconcevables. Dès lors, les MRV ont constitué une classe de machines à part entière.

L'effet de la réluctance variable est présent dans presque tous les moteurs électriques ayant un entrefer denté. Dans les moteurs conventionnels (courant continu, synchrone et asynchrone), ce phénomène est considéré comme indésirable, car il engendre des couples parasites pouvant affecter leur fonctionnement général. En revanche, pour la machine à réluctance variable, il représente le principe fondamental de fonctionnement.

Dans ce chapitre, nous allons présenter une synthèse sur les connaissances et les principes élémentaires qui permettront plus tard de modéliser le moteur. C'est une étape nécessaire pour l'analyse du fonctionnement du MRV dans les deux régimes magnétostatique et magnétodynamique.

II.2. Classification des MRV.

Dans la communauté des électrotechniciens, il a été convenu de classer les machines électriques selon le type d'énergie électrique (continu ou alternative). Mais cela n'empêche pas que certaines classifications prennent en considération la géométrie, le type de mouvement (linéaire, rotatif ou combiné)...etc. En menant notre recherche bibliographique, nous avons constaté que les MRV ne se plient pas à une classification évidente. En effet, pour la même géométrie, ils peuvent fonctionner avec de l'énergie continue comme le MRV pure à double saillance, ou avec de l'énergie alternative comme le MRV synchrone, VERNIER, hybride, ...etc.

Certains auteurs [58] ont tenté de lui trouver sa place dans « l'arbre généalogique » des machines électriques. Dépourvu de collecteur, le MRV

se place du côté des machines à courant alternatif comme le montre la figure II.1.

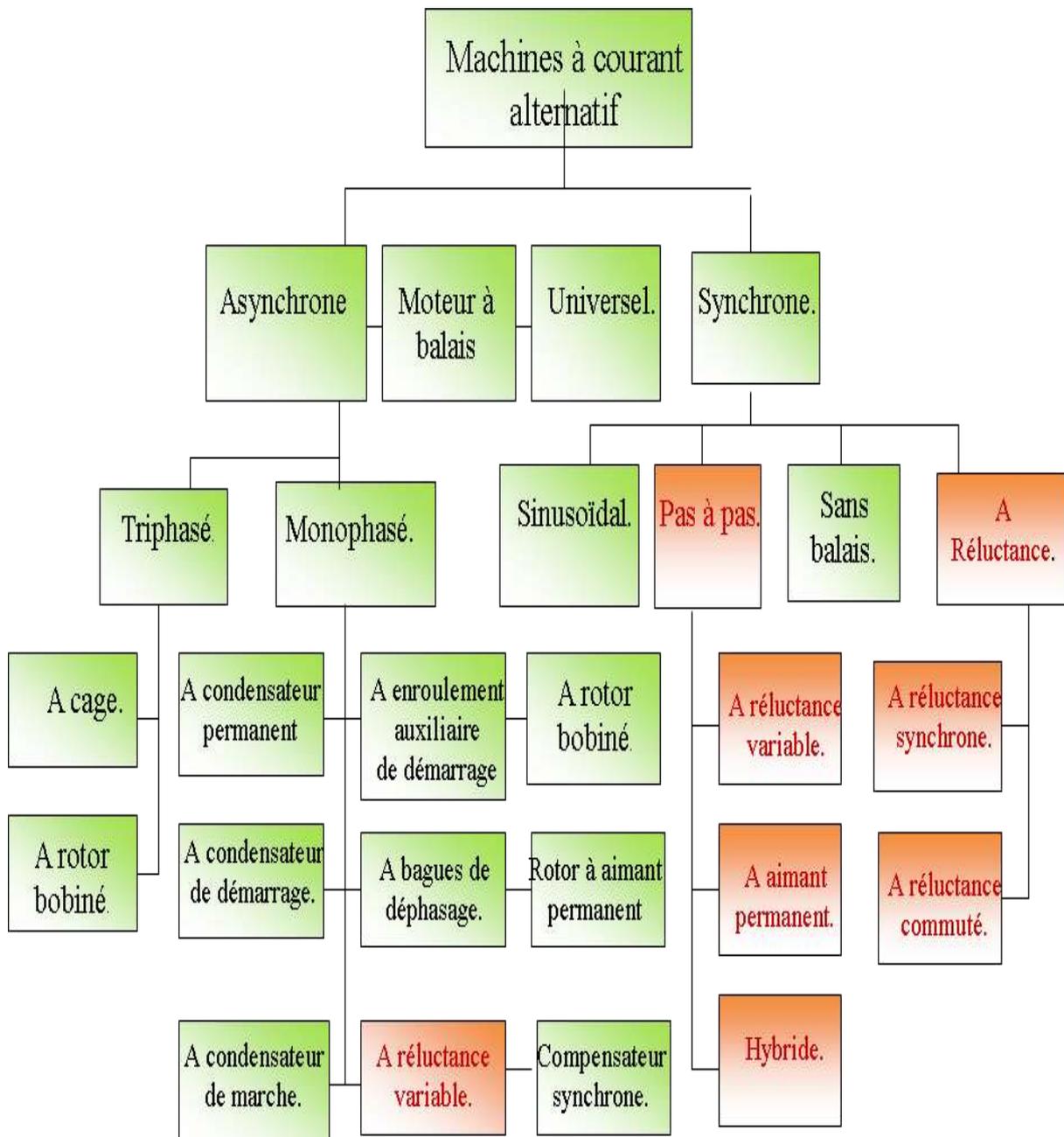


Figure II.1. « Arbre généalogique » des MRV.

II.3. Topologies des MRV tournantes.

Les MRV peuvent être à mouvement rotatif ou linéaire, mais dans notre cas nous allons nous intéresser aux machines tournantes. Il existe plusieurs configurations géométriques pour les MRV rotatifs, les plus usuelles sont celles qui considèrent le nombre de pôles statoriques plus élevé que le nombre de pôles rotoriques (cela n'empêche pas que dans certains cas le rotor contient plus de dent que le stator).

Le choix du nombre des dents et des phases doit se faire par rapport à l'application envisagée et aux performances souhaitées. Les critères qui peuvent influencer le choix pour une topologie particulière incluent, entre autres [47]:

- La valeur du couple et sa forme lors du démarrage, du freinage et en régime permanent.
- Le type d'alimentation (triphase, monophasé, etc.) et le circuit de commande utilisé.
- Les chemins de flux magnétique et les pertes fer produites.

Les principales configurations géométriques des MRV rotatifs sont comme suit :

II.3.1. Les MRV purs.

Les MRV dits "purs" ont une structure saillante au rotor et au stator, avec un stator "actif" où sont situés les bobinages et un rotor "passif" (sans bobinage ni aimants). Alimentés avec une tension ou un courant de forme rectangulaire (alimentation en créneaux), ils induisent des couples à caractère pulsé considéré comme inconvenient. On peut citer divers types de structures de MRV pures [45]:

- Structures à double denture à gosses dents à 2 dents par phase (figure II.2).
- Structures à double denture à gosses dents à plus de 2 dents par phase.

- Structures à pôles statoriques dentés (« petites dents ») où un bobinage excite plusieurs dents à la fois : on parle de « bobinage global ».



Figure II.2. MRV pur à grosses dents.

II.3.2. Les MRV à effet VERNIER.

Les MRV à effet Vernier ont des structures identiques aux MRV pures sauf qu'ils possèdent des enroulements repartis et sont alimentées en courant alternatif sinusoïdal et non en créneaux. Il existe des machines dites « Vernier à grand nombre de dents », qui possèdent deux armatures saillantes (figure II.3); sur chaque armature, les dents sont identiques et équi-réparties mais les nombres de dents statoriques et rotoriques sont légèrement différents (similaire à celui d'une machine synchrone à rotor lisse), ce qui permet d'obtenir une perméance sinusoïdale.

Il y a aussi les machines dites « Vernier à grosses dents » dans lesquelles chaque pôle statorique constitue lui-même la dent. Les nombres de pôles sont alors relativement faibles et les performances couple-vitesse sont comparables à celles des machines asynchrone et synchrone à aimants avec des fréquences d'alimentation voisines.

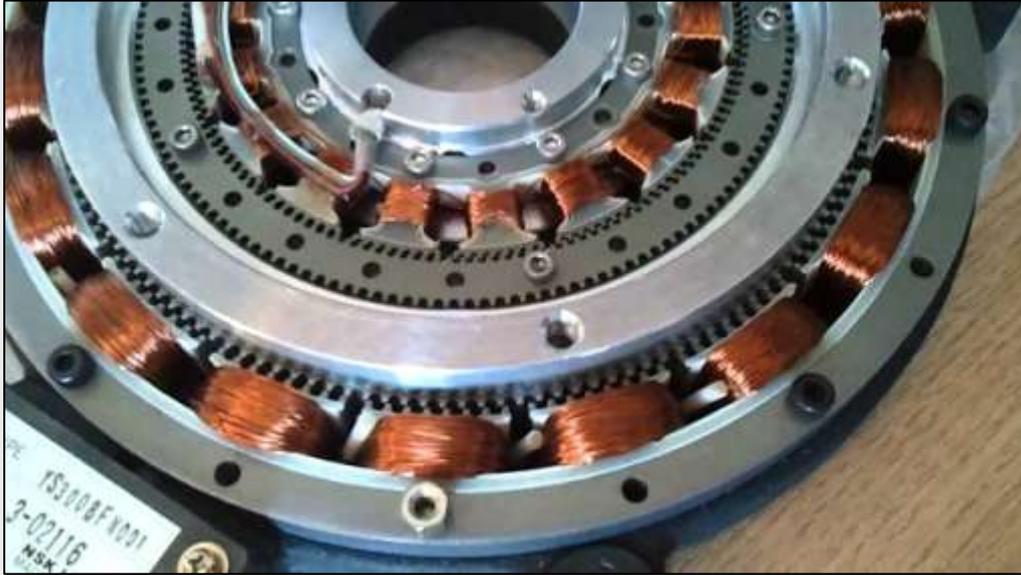
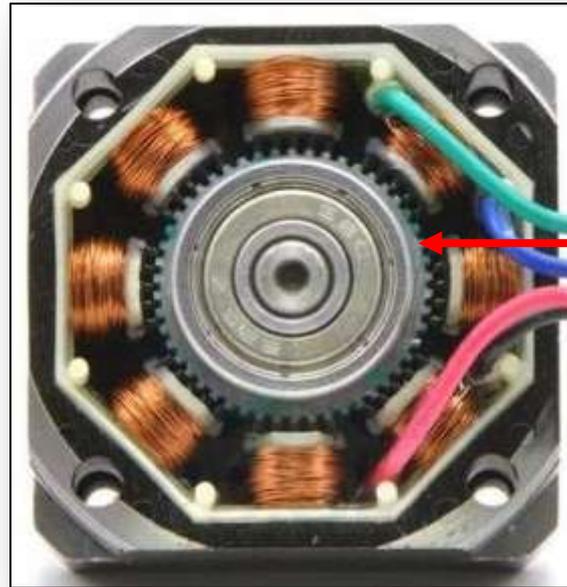


Figure II.3. MRV à effet Vernier à stator externe et interne.

II.3.3. Les MRV hybrides.

Les MRV hybrides ont parfois la même structure que les deux types précédents, mais en plus ils sont dotés d'aimants permanents afin d'améliorer leurs performances.

L'adjonction d'aimants dans les structures à double saillance permet de compenser un entrefer trop élevé. Deux machines à aimants à double saillance dérivées des MRVDS: l'une met en œuvre des aimants placés au rotor (figure II.4), la machine se rapprochant des machines synchrones à aimants enterrés (Interior Permanent Magnet); la seconde conserve le rotor passif de la MRV pure et utilise des aimants placés au stator: on obtient alors une machine à double saillance et aimants permanents statoriques (DSPMM) dite « MRV polarisée ».



Rotor muni
d'aimant
permanent

Figure II.4. MRV hybride.

II.4. La géométrie du MRV 6/4 étudié.

Dans cette thèse, notre choix a été porté sur un MRV à 6 dents statoriques et 4 dents rotoriques, vu la simplicité de sa géométrie et de son alimentation. Le MRV 6/4 que nous allons étudier fait partie des MRV purs à grosses dents et à deux dents par phase; l'entrefer présente une géométrie fortement dentée de part et d'autre. Comme toute machine tournante, il comporte plusieurs parties :

- Le stator qui est constitué de tôles magnétiques empilées et ayant six (6) pôles autour desquels sont disposés des enroulements concentriques. Les enroulements de deux pôles diamétralement opposés sont reliés en série et forment une phase.
- Le rotor quand à lui, ne comporte aucun élément actif (bobinage ou aimant permanent), et il est constitué lui aussi de tôles magnétiques empilées ayant quatre (4) pôles saillants (Figure II.5).
- L'entrefer possède une géométrie très dentée due aux pôles saillants du stator et du rotor. Cette géométrie varie durant le mouvement.
- Des bobinages concentriques simples.
- L'arbre sur lequel tourne le rotor.

- Un convertisseur électronique qui assure l'alimentation des phases et la commutation.

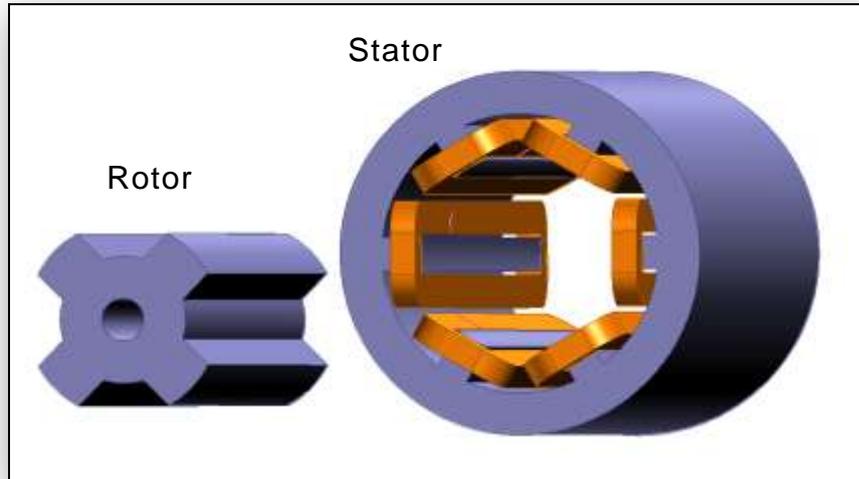


Figure II.5. Structure du MRV 6/4 étudié.

II.5. Paramètres caractéristiques du MRV.

Le MRV est caractérisé par plusieurs paramètres qui déterminent la durée de commutation et le sens de rotation.

II.5.1. Le pas incrémental.

Le pas incrémental du MRV est l'angle entre la position de conjonction et celle d'opposition. C'est une grandeur très importante pour déterminer les durées d'alimentations des bobines et les périodes de commutation des composants du circuit d'alimentation.

On désigne le pas polaire statorique α_s tel que:

$$\alpha_s = \frac{2\pi}{N_s} \quad (\text{II.1})$$

Et le pas polaire rotorique α_r par :

$$\alpha_r = \frac{2\pi}{N_r} \quad (\text{II.2})$$

Pour une machine symétrique, l'espacement des pôles statorique et rotorique est régulier. Entre deux commutations, le déplacement angulaire sera égal à la différence entre α_s et α_r . Le pas incrémental α_p sera donc égal à :

$$\alpha_p = |\alpha_r - \alpha_s| \quad (II.3)$$

Dans le cas d'une MRV 6/4 nous aurons $\alpha_s=60^\circ$, $\alpha_r=90^\circ$ et le pas polaire $\alpha_p=30^\circ$.

Chaque bobine sera donc excitée pendant une période de 30° .

II.5.2. Le sens de rotation.

Le sens de rotation du rotor du MRV dépend lui aussi du nombre de pôles statoriques N_s et rotoriques N_r

Si $N_s < N_r$ ou $\alpha_s > \alpha_r$ alors :

$$\alpha_p = \alpha_s - \alpha_r \quad (II.4)$$

Le sens de rotation du rotor est identique au sens de l'alimentation des bobines statorique.

Si au contraire $N_s > N_r$ ou $\alpha_s < \alpha_r$ alors :

$$\alpha_p = \alpha_r - \alpha_s \quad (II.5)$$

Le sens de rotation du rotor est alors opposé à celui de l'alimentation des bobines statorique avec $\alpha_r = q\alpha_p$.

Pour un MRV 6/4 le sens de rotation est donc contraire au sens d'alimentation des phases. Le nombre de pas par tour est donné par :

$$N_p = \frac{2\pi}{\alpha_p} \quad (II.6)$$

Pour notre MRV nous obtiendrons $N_p=12$, cela revient à dire que : pour que le rotor fasse un tour complet, il faut alimenter les 3 phases 12 fois ; c'est un MRV 6/4 à 3 phases et 12 pas.

II.6. Principe de fonctionnement du MRV.

Le fonctionnement des MRV repose sur le principe très simple de l'attraction entre un électro-aimant et une structure ferromagnétique. L'électro-aimant est représenté par les pôles du stator et la structure en fer par les dents du rotor. Pratiquement cette attraction entraîne une variation de la réluctance du circuit magnétique de la machine. Ce circuit magnétique est constitué des culasses et des dents statorique et rotoriques ainsi que de l'entrefer. Le mouvement du rotor a pour effet la variation de la configuration de l'entrefer, et par conséquent sa perméance (d'où le nom moteur à reluctance variable).

Pour bien illustrer le fonctionnement du MRV, deux positions de référence sont déterminées pour chaque phase :

- La position d'opposition qui est la position de désalignement de l'axe de la dent rotoriques (la dent N°1 dans la figure II.6-(a)) par rapport à l'axe de la dent statorique active; c'est à partir de cette position que la phase est généralement excitée. C'est la position de référence 0°.
- La position de conjonction qui est la position d'alignement de la dent rotorique N°1 (figure II.6-(b)) avec la dent statorique active. Et c'est à cette position de 30° qu'aura lieu l'extinction de la tension.

Ceci dit, ces angles de commutations peuvent être plus ou moins décalés selon l'application comme il sera détaillé plus tard.

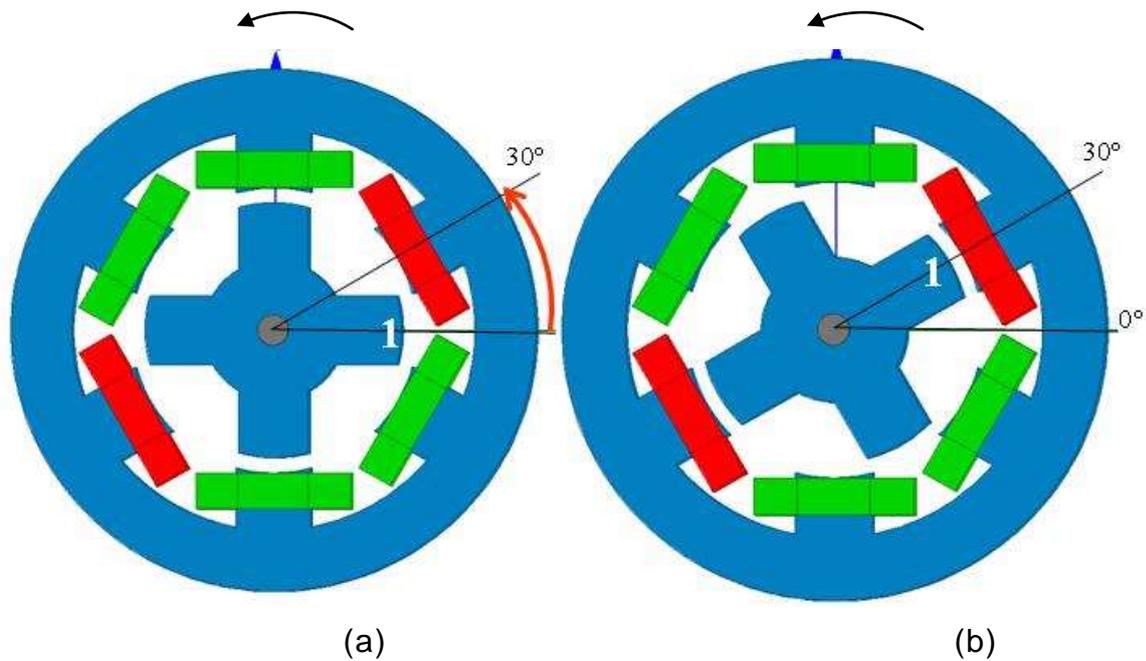


Figure II.6. Positions de référence de la dent rotorique.
(a) position d'opposition (b) position de conjonction.

Lorsqu'une phase du stator est alimentée, un courant électrique circule dans le bobinage et crée un flux magnétique qui se repartit dans toutes les parties magnétiques du moteur. Les lignes de flux qui traversent l'entrefer denté et qui sont de nature raides se trouvent par endroits brisés ; c'est cette nature même qui génère un couple « réluctant » qui tente de redresser ces lignes de flux et minimiser le chemin qu'elles traversent (et par conséquence, la réluctance). La dent rotorique N°1 la plus proche (figure II.6) se trouve alors attirée vers le pôle excité. C'est le principe du flux maximal. L'alimentation successive des phases statoriques entraîne un mouvement continu du rotor.

II.7. L'alimentation du MRV.

Le moteur fonctionne grâce à un convertisseur électronique qui va permettre d'alimenter les phases, de faire varier les instants de commutations et de changer le sens de rotation ainsi que la vitesse.

II.7.1. Condition d'alimentation d'une bobine.

Pour un système réductant, il est clair que plus la pièce mobile est éloignée plus la force d'attraction est importante, la force d'attraction étant proportionnelle à la distance. Afin d'exploiter au mieux ce phénomène il serait judicieux d'alimenter les bobines statoriques au moment où la dent rotorique est la plus éloignée, ainsi la position d'opposition est la plus adaptée pour l'alimentation. Pour une commutation dite simple, les séquences d'alimentation sont montrées sur la figure (II.7).

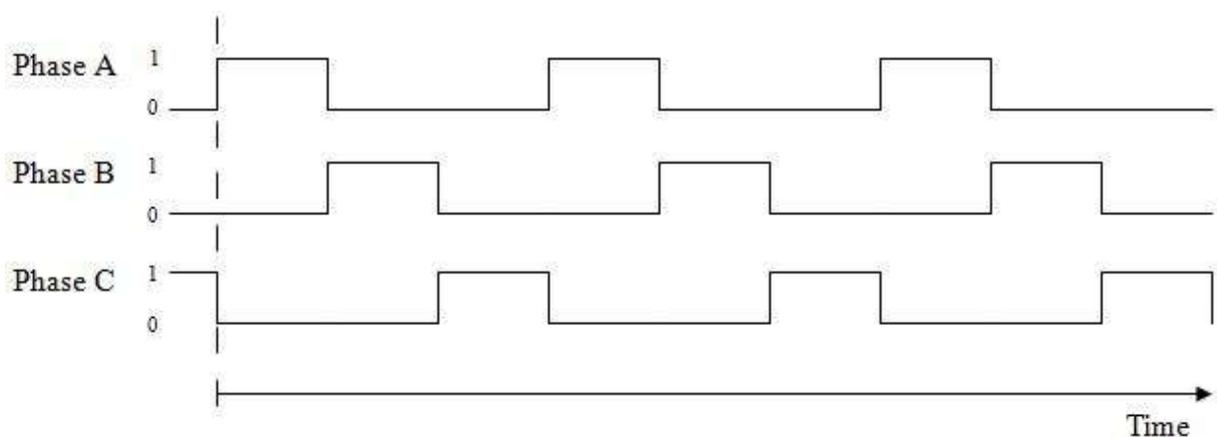


Figure II.7. Commutation simple des phases.

Nous pouvons aller au delà de cette position de quelques degrés, mais il faut faire attention à ne pas attirer le rotor dans le sens inverse. Pour éviter ce problème, nous adopterons la position d'opposition comme la position 0° .

De la même manière, pour une commutation améliorée, les séquences d'alimentation des phases sont représentées sur la figure(II.8)

Pour ce cas l'effet de la mutuelle entre deux phases est présent. Le couple total délivré ne s'annule pas puisque chaque bobine est alimentée avant l'extinction de la bobine qui la précède (figure II.8). Ceci réduit considérablement les inconvénients liés à l'ondulation du couple.

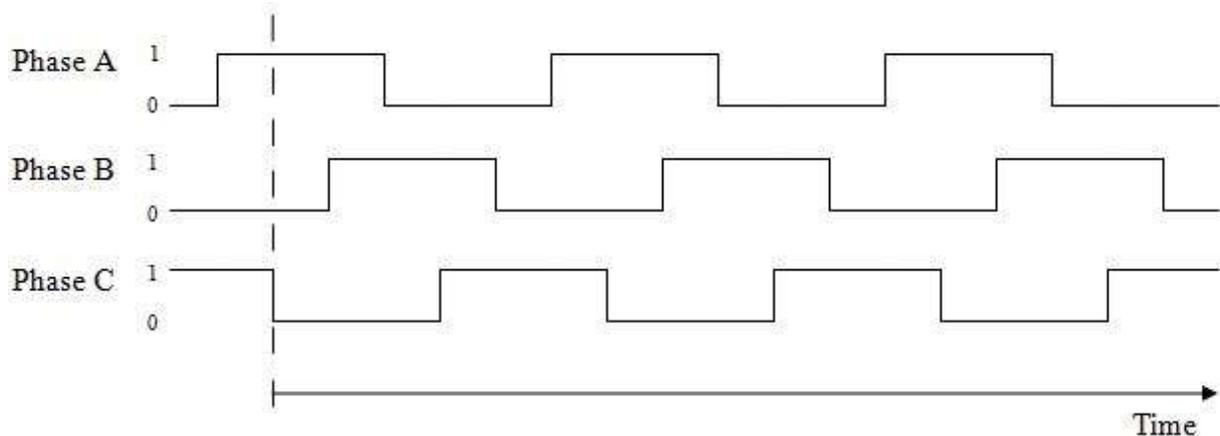


Figure II.8. Commutation améliorée des phases.

II.7.2. Le convertisseur électronique.

Le choix du type de convertisseur dépend de la géométrie du moteur, du nombre de phases et des spécifications de l'application. Les MRV sont également dotés de capteurs de position permettant de détecter la position du rotor pour synchroniser les séquences d'alimentations des phases. Le signe du couple produit par un MRV étant indépendant de la polarité du courant dans les enroulements, des convertisseurs unipolaires peuvent être utilisés pour alimenter les phases. Ces convertisseurs comprennent en général moins d'interrupteurs que ceux utilisés pour alimenter les machines à courant alternatif classiques. De plus chaque phase peut être alimentée indépendamment, ce qui donne une fiabilité de fonctionnement plus élevée que dans les machines à commutation électronique traditionnelles.

La figure II.9 montre la configuration du convertisseur que l'alimentation d'une seule phase.

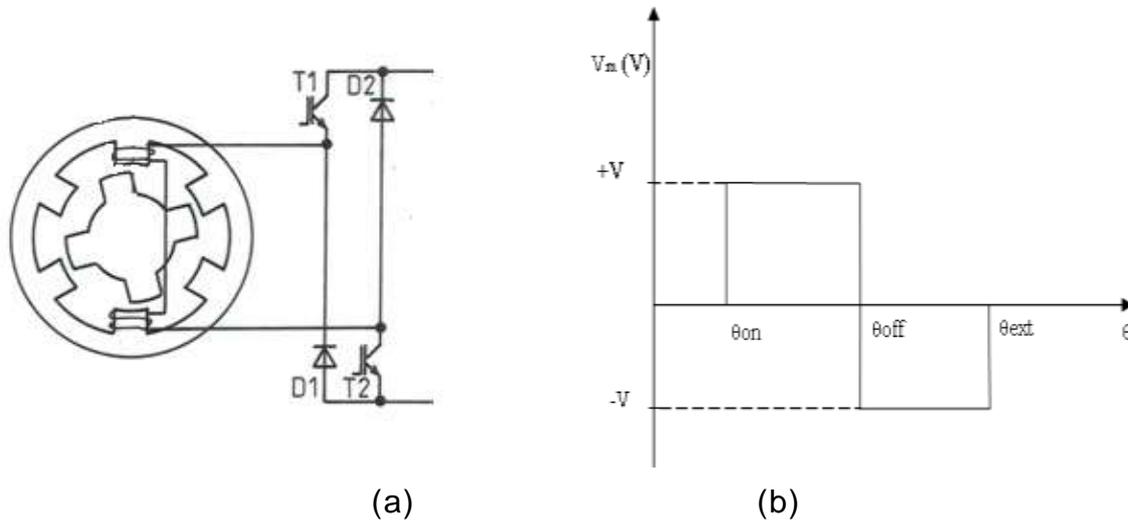


Figure II.9. Convertisseur d'une phase(a) et fonction de la tension(b).

Les transistors sont amorcés par les signaux provenant des capteurs de position placée sur le stator pour détecter la position du rotor pour laquelle l'alimentation a lieu.

Quand les transistors conduisent (figure II.9-a), le courant passe par T_1 et T_2 et par l'enroulement de la phase excitée. Quand le courant atteint la limite supérieure, T_1 est bloqué, le courant des enroulements passe par T_2 et D_1 , et la tension aux bornes des enroulements est proche de zéro. Au point de commutation, les deux transistors changent d'état, le courant est transféré aux diodes, et la polarité de la tension aux bornes des enroulements est inversée.

Le convertisseur délivre une tension aux bornes de chaque phase ayant la forme suivante en fonction de la position du rotor (équation(II.7)).

$$V_m = \begin{cases} +V & \text{si } \theta_{on} \leq \theta \leq \theta_{off} \\ -V & \text{si } \theta_{off} \leq \theta \leq \theta_{ext} \end{cases} \quad (II.7)$$

L'inversion de la tension est nécessaire afin de réduire, voire annuler les couples de freinage lors de l'attraction du rotor par la bobine suivante (figure II.9-b).

II.8. Equations électromagnétique du MRV.

Le moteur comporte six bobines dont les noyaux sont les pôles statoriques. Comme déjà cité plus haut, chaque paire de bobines diamétralement opposées et reliées en série, forme une phase; on aura donc trois phases pour notre moteur et son comportement électromagnétique sera régi par le système d'équations (II.8) suivant [8]:

$$\begin{cases} v_1(t) = r \cdot i_1(\theta) + \omega \cdot \frac{d\psi_1(i_1, \theta)}{d\theta} \\ v_2(t) = r \cdot i_2(\theta) + \omega \cdot \frac{d\psi_2(i_2, \theta)}{d\theta} \\ v_3(t) = r \cdot i_3(\theta) + \omega \cdot \frac{d\psi_3(i_3, \theta)}{d\theta} \end{cases} \quad (\text{II.8})$$

Le système d'équations (II.8) comporte des éléments fortement non linéaires et interdépendants. La résolution d'un tel système requiert une méthode élaborée qui permettra non seulement de déterminer le courant électrique, mais aussi le flux magnétique et la position.

II.9. Equation mécanique du MRV.

Afin d'étudier le comportement dynamique du MRV, le système d'équations (II.8) sera couplé à l'équation mécanique (II.9) suivante [45] :

$$M \cdot \frac{d\omega}{dt} = T_e - T_r - f \cdot \omega \quad (\text{II.9})$$

T_e est le couple électromagnétique délivré par la machine, T_r les couple résistant, f le coefficient de frottements mécaniques, ω la vitesse angulaire et M le moment d'inertie de la masse du rotor.

La résolution de l'équation (II.9) nécessite le calcul du couple électromagnétique T_e .

Les deux méthodes généralement utilisées pour le calcul du couple électromagnétique sont la variation d'énergie et le Tenseur de Maxwell.

Dans le cas des Réseaux de réluctances, la méthode de variation d'énergie est appliquée aux niveaux des perméances d'entrefer.

Le Tenseur de Maxwell présente une autre approche utilisée dans le calcul du couple dans les machines électriques. Cette méthode ne peut être appliquée dans le cas d'un réseau de perméances avec des réluctances unidirectionnelles, où on ne peut accéder qu'à une des composantes de l'induction [51].

Pour ce qui est de la première méthode, le calcul du couple pourra se faire en utilisant l'énergie ou la coénergie. Etant donné que le courant est plus accessible que le flux, nous adopterons alors la coénergie comme grandeur de calcul.

II.10. Notion de coénergie.

La coénergie (figure II.10) n'a pas de sens physique proprement dit, elle représente le complément géométrique de l'aire de l'énergie magnétique par rapport à la surface du rectangle représentant le produit $(Ni \cdot \phi)$.

Prenons l'équation électrique d'une seule bobine du MRV :

$$v_1(t) = r \cdot i_1(t) + \omega \cdot \frac{d\psi_1(t)}{d\theta} \quad (\text{II.10})$$

Notons ici que pour simplifier le problème, le flux de couplage dû aux courants des autres bobines est négligeable.

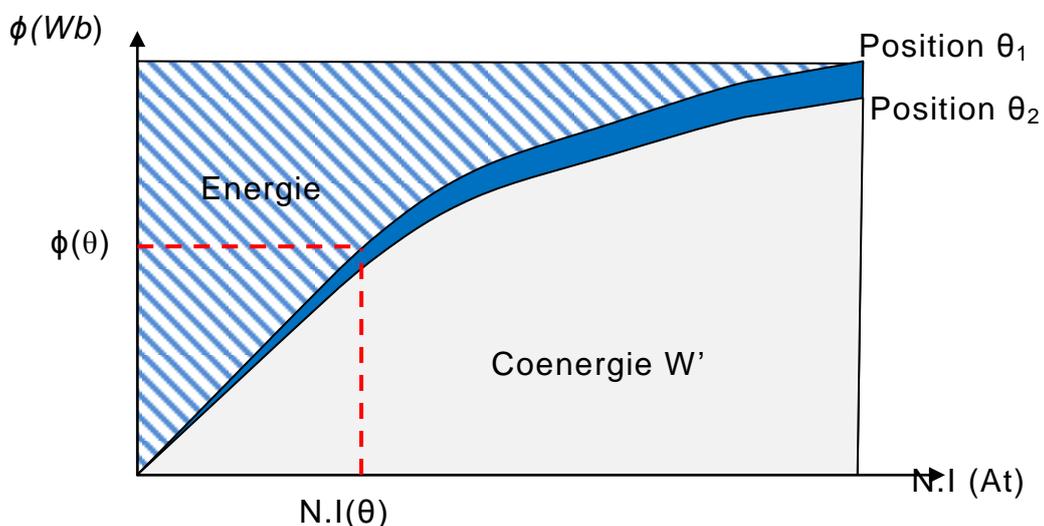


Figure II.10. Énergie et coénergie magnétique.

En multipliant la tension de l'équation (II.10) par le courant de bobine, nous obtiendrons la puissance instantanée fournie à la machine, donnée par :

$$p(t) = r. i_1^2(t) + i(t). \frac{d\psi_1(t)}{dt} \quad (\text{II.11})$$

La puissance de l'équation (II.11) contient les pertes Joule et un deuxième membre incluant la puissance mécanique et la puissance magnétique emmagasinée (principe de conservation de l'énergie).

$$i(t). \frac{d\psi_1(t)}{dt} = T_e \frac{d\theta}{dt} + \frac{dW_{magn}}{dt} \quad (\text{II.12})$$

D'où :

$$T_e \frac{d\theta}{dt} = i(t). \frac{d\psi_1(t)}{dt} - \frac{dW_{magn}}{dt} \quad (\text{II.13})$$

En simplifiant l'équation (II.13):

$$T_e d\theta = i(t). d\psi_1(t) - dW_{magn} \quad (\text{II.14})$$

En écrivant l'équation (II.14) sous sa forme variationnelle, nous aurons:

$$T_e \delta\theta = i(t). \delta\psi_1(t) - \delta W_{magn} \quad (\text{II.15})$$

Le flux étant constant le terme $i(t). \delta\psi_1(t)$ de l'équation (II.15) s'annule. En appliquant le théorème des travaux virtuels, nous déduisons l'expression du couple électromagnétique lors d'un déplacement infinitésimal $\partial\theta$ et à flux constant [49].

$$T_e = - \frac{\partial W_{magn}}{\partial \theta} \quad (\text{II.16})$$

Dans le cas d'un déplacement à courant constant nous pouvons écrire :

$$i(t). \partial\psi_1(t) = \partial[i(t). \psi_1(t)] \quad (\text{II.17})$$

Le couple électromagnétique s'écrira alors :

$$T_e = \frac{\partial [i(t) \cdot \psi_1(t) - W_{magn}]}{\partial \theta} = \frac{\partial W'_{magn}}{\partial \theta} \Big|_{i=const} \quad (II.18)$$

Le terme W'_{magn} représente une grandeur appelée « la coenergie magnétique ».

II.11. Calcul du couple en utilisant la coenergie.

D'après l'équation (II.18), et pour un courant constant, l'accroissement de l'énergie est :

$$W'_{magn} = \int \Phi d(Ni) \quad (II.19)$$

$$W'_{magn} = \int N\Phi di \quad (II.20)$$

$$W'_{magn} = \int L(\theta, i) i di \quad (II.21)$$

En remplaçant l'équation (II.21) dans (II.18) et après développement nous obtenons l'équation du couple suivante :

$$T_e = \frac{dL(\theta, i)}{d\theta} \cdot \frac{i^2}{2} \quad (II.22)$$

Où :

$$\frac{dL(\theta, i)}{d\theta} = \frac{L(\theta_2, i) - L(\theta_1, i)}{\theta_2 - \theta_1} \Big|_{i=const} \quad (II.23)$$

L'équation (II.22) montre que le couple est proportionnel au carré du courant ce qui veut dire qu'il est indépendant de la polarité du courant. Notons que cela facilitera le choix des composants du convertisseur.

II.12. Les avantages et les inconvénients du MRV.

A partir des caractéristiques et des équations du MRV cités plus haut, ce moteur présente des avantages et des inconvénients que nous allons détailler ci-dessous.

II.12.1. Les avantages du MRV.

Le MRV ne possède ni balai, ni collecteur, ni aimants permanents, ni bobinage au rotor et les enroulements statoriques sont concentriques, ce qui réduit le coût de fabrication, des matériaux et de maintenance.

Le couple du moteur étant indépendant de la polarité du courant de phase, le convertisseur requiert seulement un interrupteur par phase.

Pour ce qui est de la performance, le MRV est avantageux par son rapport couple/volume et son rapport couple/inertie élevés. A titre d'exemple, le MRV présente un couple beaucoup plus grand et avec le même rendement que celui d'un moteur à induction de même volume.

Son rendement est constant et maintenu sur une très large plage de vitesse. Selon la topologie, il présente une grande performance en vitesse et en accélération, une faible inertie due à la légèreté du rotor, il peut supporter des températures élevées par rapport à d'autres moteurs de même puissance.

Il convient parfaitement pour une utilisation en environnement hostile, comme en haute température ou dans un milieu de fortes vibrations, et sa simplicité de construction fait sa robustesse.

Il peut être allongé, rétréci, et peut être conçu pour s'adapter à l'espace disponible ce qui le rend peu encombrant.

Sa configuration se prête à un emploi en tant que moteur, comme en tant que générateur.

De plus, une grande partie de la chaleur est générée au niveau du stator, ce qui rend facile son refroidissement.

En général, les MRV possèdent une durée de vie très longue avec une performance très fiable.

II.12.2. Les inconvénients du MRV.

Parmi les inconvénients du MRV, nous pouvons citer son bruit acoustique à cause des ondulations du couple.

De plus, les forces radiales varient du maximum au minimum selon la position du rotor ce qui produit des excentricités mécaniques.

Un autre inconvénient majeur consiste en la nécessité de l'emploi de capteur de position au rotor afin d'alimenter les bobines à des positions précises.

Et enfin, notons que les non linéarités caractérisant le MRV impliquent l'utilisation de puissants outils de calcul pour son dimensionnement.

II.13. Conclusion.

Dans ce chapitre nous avons présenté les notions indispensables à la compréhension du fonctionnement du MRV ainsi que sa classification parmi les moteurs conventionnels et les différentes topologies qui existent.

Nous avons aussi spécifié la géométrie du MRV que nous allons étudier, son principe de fonctionnement et le convertisseur qui va commander l'alimentation des phases. Le développement des équations électromagnétiques et mécaniques le régissant nous a permis de déduire certains de ces avantages comme la robustesse, la simplicité et la possibilité de son fonctionnement sur des plages étendues de vitesses et de couples.

Dans le chapitre qui va suivre, nous allons donner un aperçu sur les méthodes de résolution des équations électromagnétiques et établir un modèle fiable qui permettra de décrire le moteur dans tous les régimes de fonctionnement.

CHAPITRE III.

*ANALYSE DU MRV PAR LA METHODE DES
RESEAUX DE RELUCTANCES.*

III.1. Introduction.

Le moteur à reluctance variable est un système électromagnétique mettant en action des grandeurs électriques, magnétiques, mécaniques et thermiques. Etudier son comportement revient à le modéliser par un système d'équations différentielles non linéaires, et dont les inconnues sont interdépendantes. Pour modéliser le MRV, plusieurs méthodes sont disponibles. Le choix de l'une ou l'autre sera dicté par le degré de précision souhaité, l'environnement, le régime de fonctionnement ...etc.

Le but de ce chapitre est la modélisation du MRV 6/4 par la méthode des réseaux de reluctances équivalents, en vue d'un dimensionnement optimal donnant les meilleurs performances du couple et du rendement. En premier lieu, nous allons développer la méthode des réseaux de reluctances pour l'adapter à la structure du MRV en 2D. Un algorithme de calcul qui permet de varier toutes les dimensions des parties magnétiques, le degré de saturation, le matériau et l'alimentation sera élaboré. Il permettra aussi de faire l'étude dans les deux régimes statique et dynamique. Cette étude se fera en résolvant le système comportant les équations différentielles électromagnétiques et les équations mécaniques du moteur.

III.2. Problématique d'étude des systèmes électromagnétiques.

L'étude des systèmes électromagnétiques doit prendre en compte plusieurs phénomènes complexes, nous pouvons citer :

- Le degré de complexité de la géométrie.
- L'interdépendance des paramètres magnétiques, électriques, thermiques, mécaniques...
- La variation des milieux à cause de l'utilisation de différents matériaux (acier, cuivre, air,...).
- Le phénomène de saturation magnétique.
- La prise en compte du mouvement (le problème dynamique).
- Les courants de Foucault et les phénomènes d'hystérésis.
- Les effets d'extrémités.

- L'environnement.

Dans certains systèmes spécifiques, d'autres problèmes peuvent surgir, à titre d'exemple les dispositifs utilisant des matériaux spéciaux ou fonctionnant dans des conditions extrêmes.

III.3. Méthodes de modélisation des systèmes électromagnétiques.

Il existe plusieurs méthodes de modélisation des systèmes électromagnétiques et elles peuvent être classées en trois types : [51].

- Les méthodes analytiques.
- Les méthodes semi-numériques.
- Les méthodes numériques.

III.3.1. Les méthodes analytiques.

Ces méthodes consistent à résoudre les équations de MAXWELL dans les régions à faible perméabilité. Elles permettent de réduire le temps de calcul par rapport aux méthodes numériques. Elles ne peuvent cependant être appliquées qu'à des géométries relativement simples. L'inconvénient de ce type de modèle est la non-prise en compte de la saturation magnétique et l'inadaptabilité aux géométries complexes.

III.3.2. Les méthodes semi-numériques.

Les plus connues des méthodes semi-numériques sont la méthode des réseaux de reluctances et la méthode des réseaux de perméances. Leur utilisation dans le domaine de l'électrotechnique est antérieure à celle des éléments finis. Cependant leur manque de généralité a limité leur utilisation en comparaison avec les méthodes numériques. Elles sont basées sur la discrétisation de la structure de la machine électrique en éléments traversés par des tubes de flux. Leur précision est d'autant plus élevée que le nombre d'éléments est important, au détriment du temps de calcul. Ce type de modèle convient aussi bien aux structures 2D qu'aux structures 3D et permet la prise en compte de la complexité de la géométrie, du mouvement et de la saturation.

III.3.3. Les méthodes numériques.

Les principales méthodes numériques utilisées pour la modélisation des dispositifs électromagnétiques sont :

- La méthode des différences finis ;
- La méthode des éléments finis ;
- La méthode des équations intégrales de frontières.
- La méthode des volumes finis.

Les méthodes numériques permettent de modéliser les géométries les plus simples comme les plus complexes, qu'elles soient bi ou tridimensionnelles. Elles permettent également de tenir compte du mouvement, des non linéarité des matériaux ferromagnétiques, et des anisotropies des milieux constituant le domaine d'étude. Elles sont reconnues pour être très précises mais gourmandes en temps de résolution.

Dans ce chapitre nous allons essayer de développer la méthode semi numérique connu sous le nom de la méthode des réseaux de reluctances afin de l'adapter à l'étude du MRV. Nous allons lui associer la méthode des perméances des contours de dents afin de la rendre générique et adaptée à toutes les géométries de l'entrefer.

III.4. Utilisation de la méthode des réseaux de reluctances pour l'étude du MRV.

La méthode des réseaux de reluctances (MRR) constitue un bon compromis entre les méthodes numériques relativement gourmandes en temps de calcul, et les modèles analytiques qui ne sont applicables que pour des géométries simples, et qui considèrent que les matériaux ferromagnétiques sont idéaux. Bien que basée sur une prédiction préalable des chemins de flux, cette méthode permet une étude quantitative fiable pour l'analyse du comportement électromagnétique du MRV en 2D et en 3D. Toutefois pour les systèmes tridimensionnels le temps de calcul sera élevé.

En plus, pour les parties sujettes à des variations des lignes de flux, comme les contours des dents, elle est moins flexible. Elle nécessite donc des méthodes plus précises pour la prédétermination des lignes de flux.

D'une manière générale elle est basée sur l'analogie électrique magnétique entre les paramètres comme montré sur la figure III.1.

Chaque élément magnétique est représenté par une Reluctance. Les lois des mailles et des nœuds (loi d'ohm et de Kirchhoff) pour les circuits électriques sont notamment valables pour le circuit magnétique.

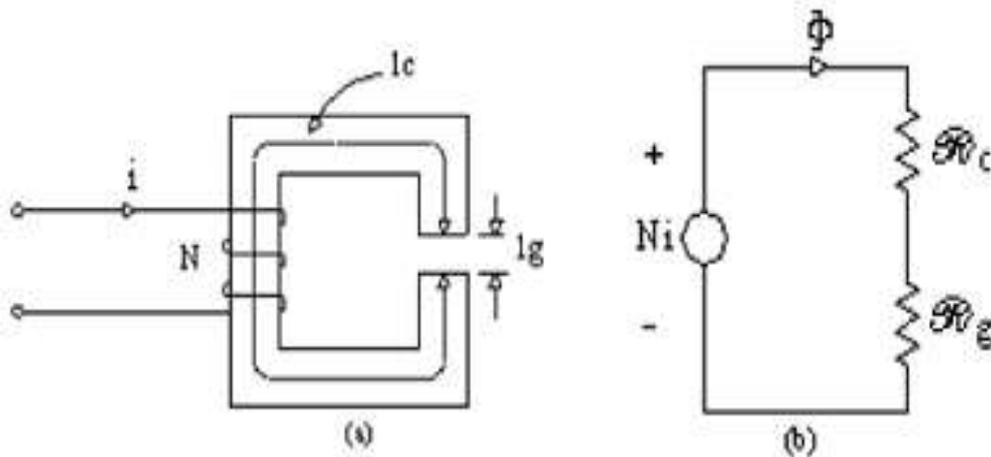


Figure III.1. Analogie électrique magnétique.

Le tableau III.1 montre en détail les analogies entre les grandeurs électriques d'une part et magnétiques d'une autre part.

Circuit électrique.		Circuit magnétique.	
e	Ddp ou tension [V]	$fmm = n.i$	Force magnétomotrice [At]
i	Courant [A]	ϕ	Flux [Wb]
$R = \frac{l}{\sigma.S}$	Resistance [Ω] σ conductivité	$\mathfrak{R} = \frac{l}{\mu.S}$	Reluctance [At.Wb ⁻¹] μ perméabilité.
$\vec{j} = \sigma.\vec{E}$	Densité de courant [A.m ²]	$\vec{B} = \mu.\vec{H}$	Induction magnétique [T]
\vec{E}	Champs électrique [V.m ⁻¹]	\vec{H}	Champs magnétique [A.m ⁻¹]
$e = R.i = \int \vec{E}.d\vec{l}$	Loi d'Ohm	$fmm = \mathfrak{R}.\phi$ $= \int \vec{H}d\vec{l}$	Théorème d'Ampère
$i = \iint \vec{j}dS$	Conservation du courant.	$\oint fmm \vec{\zeta}.dS$	Conservation du flux

Tableau III.1 table des analogies électriques magnétiques.

III.4.1.Introduction théorique de la MRR.

La méthode des réseaux de reluctances équivalents est basée sur la discrétisation du domaine à étudier en zones magnétiques. Ces zones sont traversées par des tubes de flux. Chaque tube de flux est constitué d'un ensemble de lignes d'induction délimitées par un contour fermé C d'une part, et par deux sections S_a et S_b perpendiculaires à ces lignes d'induction d'autre part. La figure III.2 en donne une représentation.

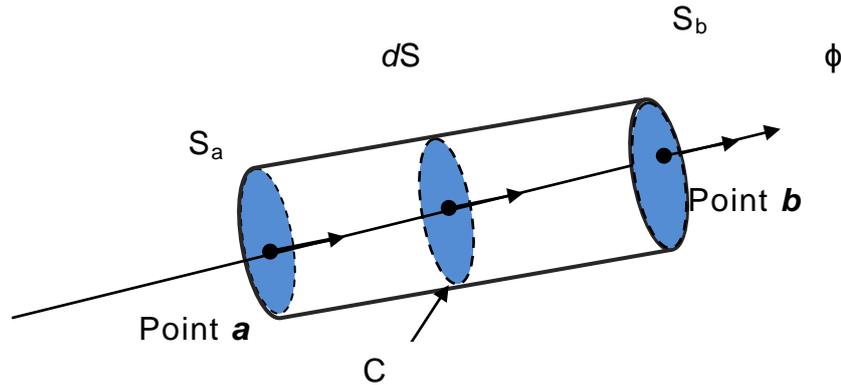


Figure III.2. Tube de flux magnétique.

Le théorème de conservation du flux à travers le contour fermé S permet d'écrire :

$$\phi = \int_{S_a} \vec{B}_{S_a} \cdot d\vec{S}_a = \int_{S_b} \vec{B}_{S_b} \cdot d\vec{S}_b = \int_S \vec{B}_S \cdot d\vec{S} \quad (\text{III.1})$$

Si les sections S_a et S_b sont perpendiculaires aux lignes d'induction, elles représentent des surfaces équipotentielles. La différence des potentiels magnétiques entre les deux surfaces A_{ab} s'obtient par intégration du champ magnétique sur une ligne joignant un point de la surface S_a à un point de la surface S_b . Elle est donnée par :

$$A_{ab} = A_b - A_a = \int_a^b \vec{H} \cdot d\vec{l} \quad (\text{III.2})$$

A_a et A_b représentent les potentiels magnétiques des surfaces S_a et S_b . Ils ne sont autres que les courants résultants créant le champ \vec{H} entre les points a et b . Le théorème de Stokes appliqué à l'équation de MAXWELL liant le vecteur champ magnétique à la densité de courant, permet d'écrire :

$$\overrightarrow{\text{rot}}(\vec{H}) = \vec{j} \quad (\text{III.3})$$

Le potentiel magnétique peut ainsi s'écrire ;

$$A = \oint_C \vec{H} \cdot \vec{dl} = N \cdot \int_{S_c} \vec{J} \cdot \vec{dS} = N \cdot i \quad (\text{III.4})$$

C étant le contour fermé décrit par une ligne de champ, S_c la section d'un conducteur et $N \cdot i$ les Ampères tours de l'alimentation.

III.4.2. Notion de reluctance magnétique.

Par analogie à un circuit électrique, nous pouvons définir la résistance magnétique ou reluctance d'un tube de flux par :

$$\mathcal{R} = \left| \frac{A_b - A_a}{\phi} \right| \quad (\text{III.5})$$

D'autre part le flux d'induction peut être exprimé par :

$$\phi = \int_S \vec{B}_S \cdot \vec{dS} = B_{moy} \cdot S \quad (\text{III.6})$$

En considérant que le tube de flux est suffisamment étroit, la ligne de flux moyenne (ab) (figure III.2) peut être considérée comme ligne de champ de sorte que :

$$\mathcal{R} = \frac{\int_A^B \vec{H} \cdot \vec{dl}}{\int_S \vec{B}_S \cdot \vec{dS}} \quad (\text{III.7})$$

En considérant que la section soit suffisamment petite, nous pouvons assimiler H à un champ moyen, il sera relié à l'induction magnétique par l'équation suivante :

$$\vec{B}_{moy} = \mu \cdot \vec{H}_{moy} \quad (\text{III.8})$$

L'expression de la reluctance devient :

$$\mathcal{R} = \int_A^B \frac{dl}{\mu.S} \quad (\text{III.9})$$

La reluctance du tube de flux (équation III.9) devient donc une grandeur qui dépend de la géométrie du circuit magnétique et de sa perméabilité.

III.5. Application de la MRR pour l'étude du MRV.

Afin de pouvoir adapter la MRR à notre MRV, des hypothèses simplificatrices s'imposent.

III.5.1. Hypothèses simplificatrices :

Nous adopterons les hypothèses suivantes :

- Les pertes magnétiques et par courants de Foucault sont négligeables.
- Les effets des extrémités seront négligeables (l'étude se fera sur le plan transversal 2D).
- La tension appliquée sera considérée comme idéale (une commutation parfaite).
- Le matériau sera considéré comme homogène.
- Le feuilletage du circuit magnétique permet de considérer le flux traversant chaque zone comme unidirectionnel et normale à sa section.
- L'effet d'hystérésis est négligeable.

L'étude du MRV par la MRR permet de représenter chaque zone par une seule reluctance magnétique (figure III.3). C'est la méthode des réseaux de reluctances unidirectionnelle.

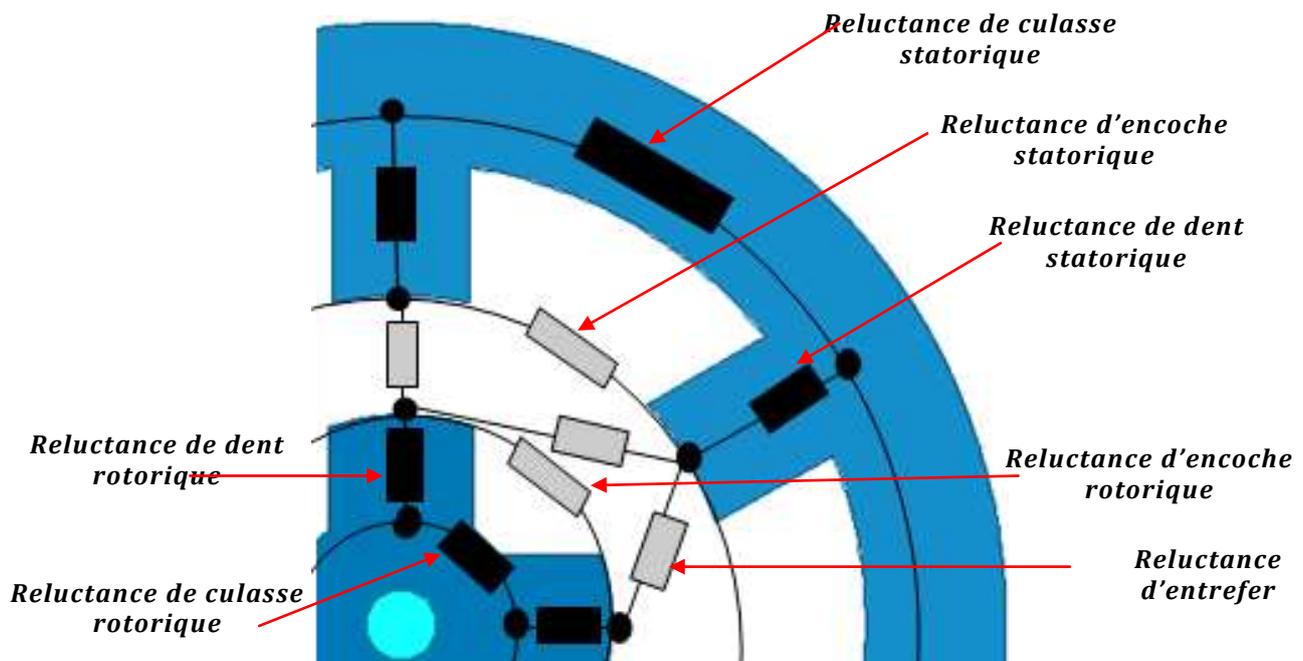


Figure III.3. Reluctances équivalentes des différentes parties magnétiques du MRV.

III.5.2. Calcul des reluctances des parties magnétiques.

Le circuit magnétique du moteur est constitué des dents et des culasses statoriques et rotoriques. A partir de l'équation III.9 et pour chaque partie ayant une longueur L , une hauteur l , et une épaisseur h , et en prenant en considération le coefficient de foisonnement k_f dû au feuilletage de la tôle magnétique, la reluctance aura la forme :

$$\mathcal{R}_{mag} = \frac{l}{k_f \cdot \mu \cdot h \cdot L} \quad (\text{III.10})$$

Pour les parties curvilignes comme les culasses, la reluctance sera calculée sur la base de la longueur moyenne de chaque zone.

III.5.3. Calcul des reluctances des encoches.

Comme pour les parties magnétiques, les encoches ont une forme curviligne et leur perméance sera calculée à partir de la longueur moyenne. D'autre part Le rotor ne contenant pas de conducteurs nous parlerons d'ouverture polaire rotorique au lieu d'encoche, et sa perméance sera aussi calculée à partir de l'ouverture polaire moyenne.

III.5.3.1. Calcul de la réluctance d'encoche statorique.

Le flux de dispersion produit par les conducteurs et se refermant à l'intérieur de l'encoche traverse l'isolant, le cuivre du conducteur et l'air comme montré sur la figure III.4.

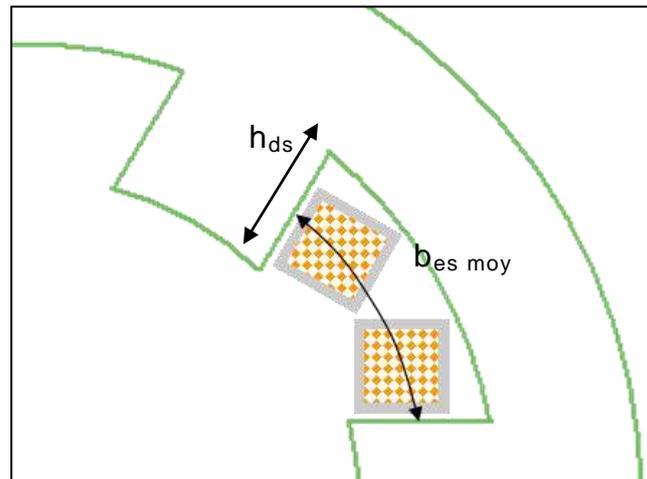


Figure III.4. Reluctance d'encoche statorique.

Etant donné que l'isolant et le cuivre sont des matériaux amagnétiques, leur perméabilité est égale à celle de l'air. Nous considérerons alors que les lignes de flux traversent une encoche vide dont la reluctance sera :

$$\mathcal{R}_{es} = \frac{b_{es\ moy}}{k_f \cdot \mu_0 \cdot h_{ds} \cdot L} \quad (III.11)$$

III.5.3.2. Calcul de la reluctance d'ouverture polaire rotorique.

L'ouverture polaire rotorique est constituée essentiellement d'air. Le chemin moyen traversé par le flux est $b_{er\ moy}$ et il dépend de la hauteur de la dent rotorique (figure III.5).

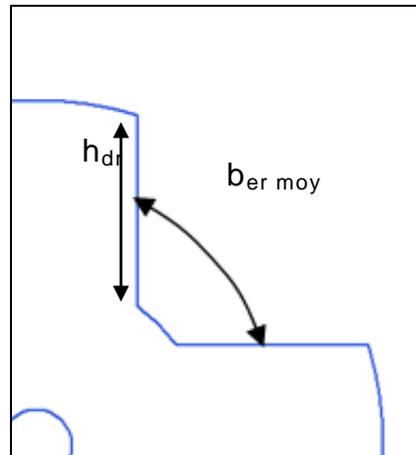


Figure III.5. Reluctance d'ouverture polaire rotorique.

La reluctance de l'encoche statorique sera :

$$\mathcal{R}_{er} = \frac{b_{er\ moy}}{k_f \cdot \mu_0 \cdot h_{dr} \cdot L} \quad (\text{III.12})$$

III.5.4. Utilisation de la méthode des contours des dents pour le calcul des reluctances d'entrefer.

La modélisation de l'entrefer est d'une importance cruciale, puisque c'est le lieu de conversion de l'énergie. Cependant les lignes de flux de l'entrefer ne suivent pas des chemins prédéterminés comme dans le cas du matériau ferromagnétique. La longueur du tube de flux et sa section sont difficiles à estimer. Différentes méthodes sont présentés dans la littérature, des méthodes basées sur le calcul par éléments finis, la méthode de Carter, la méthode des tubes de flux, la méthode des contours des dents, ou encore l'utilisation des fonctions analytiques.

La forme géométrique de l'entrefer dans le MRV à double denture est complexe, ce qui rend difficile le calcul de ses reluctances, particulièrement

lors du mouvement du rotor. De notre part, nous avons choisi la méthode des perméances des contours des dents pour le calcul des réductances de l'entrefer pour son adaptabilité à la méthode des réseaux de réductance équivalents. Elle est basée sur la transformation conforme d'un domaine complexe en un domaine plus simple. Les fondements de la méthode des contours des dents ont été généralisés par Ivanov-Smolenski [61].

Cette méthode consiste en trois étapes essentielles :

- Linéarisation de l'entrefer réel curviligne.
- Calcul de l'entrefer linéaire de CARTER sur un pas polaire.
- Transformation de l'encoche réelle en une encoche triangulaire.

III.5.4.1. Linéarisation de l'entrefer.

Pour simplifier les choses nous considérerons que l'entrefer est linéique (figure III.6), ce qui implique une redéfinition des dimensions rotoriques et statoriques. En effet les largeurs des dents et des encoches de part et d'autre doivent être ramenés au rayon moyen de l'entrefer. Les coefficients de transformation statorique K_s et rotorique K_r sont définis par :

$$K_s = \frac{r_{moy}}{r_{stat}} \quad (III.13)$$

$$K_r = \frac{r_{moy}}{r_{rot}} \quad (III.14)$$

Toutes les grandeurs statoriques doivent être multipliés par K_s et les grandeurs rotoriques par K_r .

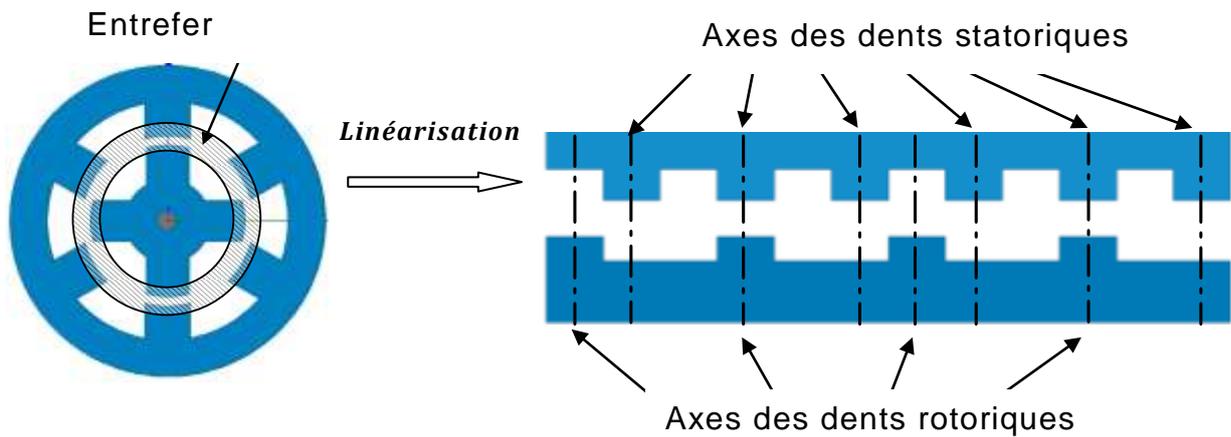


Figure III.6. Linéarisation de l'entrefer

III.5.4.2. Calcul de la reluctance dans l'entrefer de CARTER.

Selon l'étude faite par CARTER [61], la présence de l'ouverture d'encoche engendre une variation linéaire des parcours du flux (figure III.7-a) qui s'enfoncent à l'intérieur de l'encoche à 1/5ème de la largeur de celle-ci, indépendamment de sa forme et de sa profondeur.

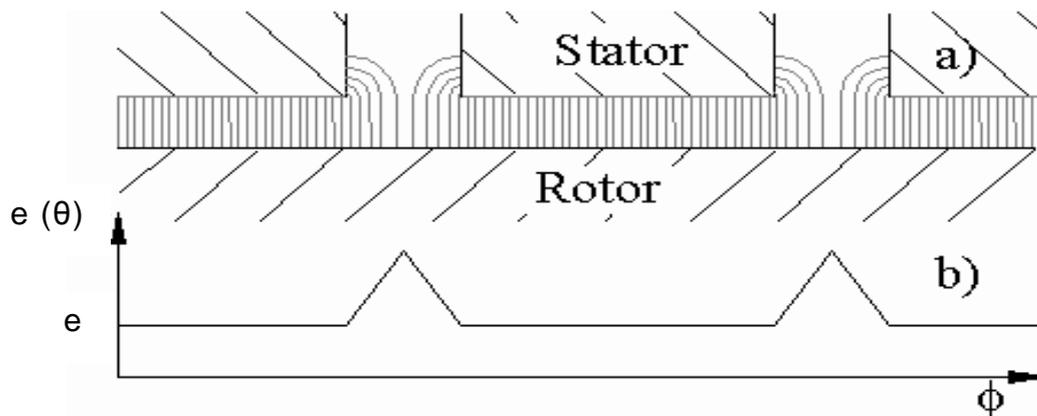


Figure III.7. (a) Distribution des lignes de flux dans l'entrefer.
(b) Fonction de l'épaisseur d'entrefer.

Dans l'approximation de CARTER, l'entrefer réel est remplacé par un entrefer corrigé lisse de façon à garder la même perméance par pas dentaire. Ainsi l'épaisseur de l'entrefer sera corrigée par les coefficients k_{cr} et k_{cs} et nous aurons :

$$e_c = k_{cr} \cdot k_{cs} \cdot e \quad (\text{III.15})$$

Dans l'équation III.15 , e_c est l'entrefer de CARTER, e est l'entrefer réel de la machine et k_{cs} et k_{cr} sont les coefficients de CARTER relatifs à la denture du stator et du rotor successivement. Ils se calculent selon les expressions suivantes:

$$k_{cs} = \frac{T_s}{T_s - \frac{b_s}{5 \cdot e + b_s}} \quad (\text{III.16})$$

$$k_{cr} = \frac{T_r}{T_r - \frac{b_r}{5 \cdot e + b_r}} \quad (\text{III.17})$$

b_s et b_r sont les ouvertures d'encoches statorique et rotorique au ras de l'entrefer.

La perméance de CARTER sous un pas polaire statorique sera alors :

$$\mathcal{P}_c = k_f \cdot \mu_0 \cdot L \frac{T_s}{e_c} \quad (\text{III.18})$$

III.5.4.3. Transformation de l'entrefer.

Par définition, la transformation conforme permet de transformer un domaine complexe parcouru par des lignes de champs en un domaine plus simple en gardant la même perméance. Les trajectoires des lignes de flux ayant une fonction linéaire sous les encoches comme le montre la figure(III.6), nous pouvons remplacer ces zones par des triangles en gardant la même perméance. Le nouvel entrefer sera composé de plusieurs formes qu'on appelle recouvrement (figure III.8).

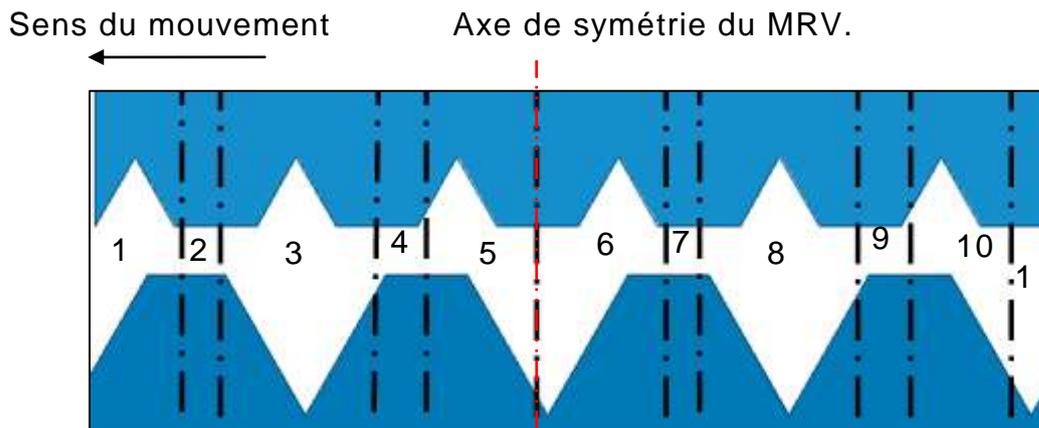


Figure III.8. Triangulation de l'entrefer denté.

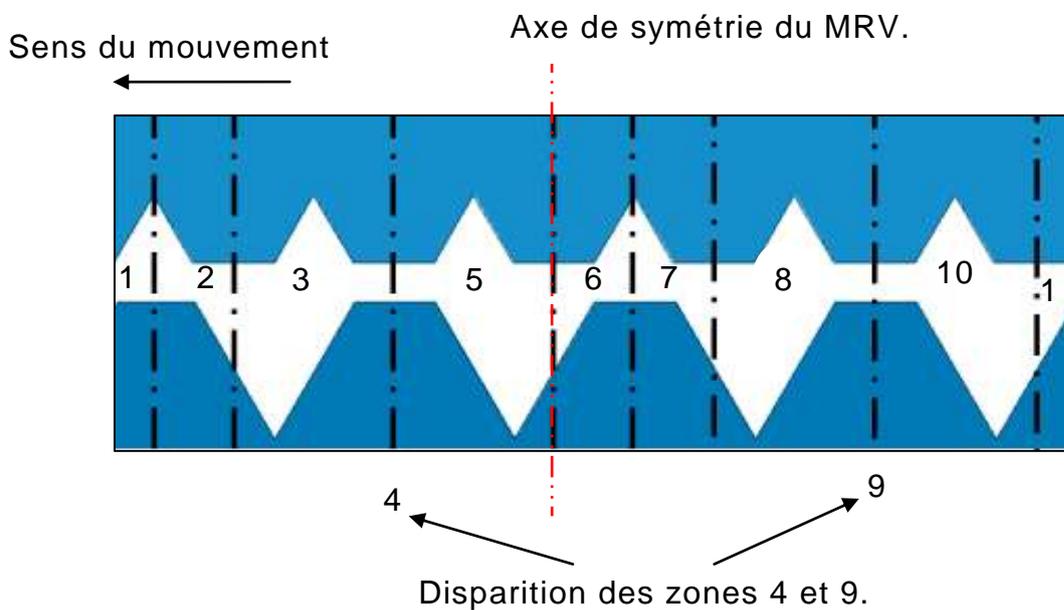


Figure III.9. Triangulation de l'entrefer denté pour la position 15°.

Chaque recouvrement est limité par deux axes de dents successifs (dent statorique ou rotorique). La forme de ces recouvrements dépend du nombre d'encoches situées de part et d'autre de l'entrefer, de leurs positions relatives et de leurs largeurs. Comme le montre la figure III.8 nous obtenons pour un MRV 6/4, 10 recouvrements pour toutes les positions du

rotor et par conséquent 10 réluctances d'entrefer. Grâce à la symétrie du moteur, les géométries des recouvrements 1, 2, 3, 4 et 5 sont identiques à celles des recouvrements 6, 7, 8, 9 et 10 successivement. Le nombre de réluctances sera donc réduit à 5 réluctances principales.

En revanche, pour les positions de conjonction et d'opposition, où les axes de deux dents statoriques et rotoriques se confondent, deux recouvrements disparaissent et nous aurons 8 recouvrements et donc 8 réluctances d'entrefer (figure III.9).

Dans ce cas aussi, la symétrie du moteur permet de réduire le nombre de réluctances à 4. Cette configuration de l'entrefer à une périodicité de 15° pour le cas d'un moteur 6/4.

III.5.4.4. Calcul de la hauteur du triangle.

Les permeances de l'entrefer sous l'encoche triangulaire statorique \mathcal{P}_{Δ_s} et rotorique \mathcal{P}_{Δ_r} sont [59] :

$$\mathcal{P}_{\Delta_s}(h_s) = \frac{2.k_f.\mu_0.L.b_s}{h_s} . \ln \left(1 + \frac{h_s}{e} \right) \tag{III.19}$$

$$\mathcal{P}_{\Delta_r}(h_r) = \frac{2.k_f.\mu_0.L.b_r}{h_r} . \ln \left(1 + \frac{h_r}{e} \right) \tag{III.20}$$

La hauteur du triangle h est calculée à partir de l'égalité entre la perméance de CARTER sous un pas polaire et la perméance du nouvel entrefer triangulé exprimée en fonction de h [61] comme le montre la figure III.10.

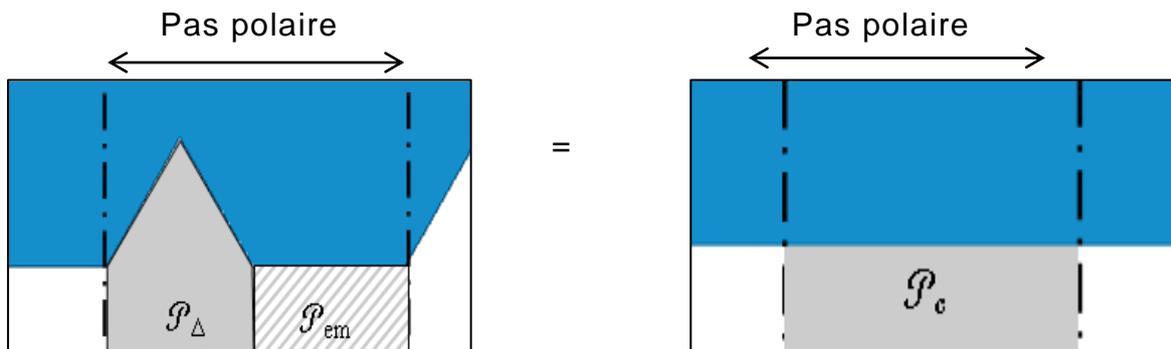


Figure III.10. Égalité des perméances de l'entrefer triangulé et celui de Carter.

Nous aurons donc :

$$\mathcal{P}_{\Delta} = \mathcal{P}_c - \mathcal{P}_{em} \quad (III.21)$$

\mathcal{P}_{em} étant la permeance de l'entrefer magnétique lisse réel sous la dent.

En remplaçant les équations (III.18) et (III.19) dans l'équation (III.21) nous obtenons pour le stator:

$$\frac{2.k_f.\mu_0.L.b_s}{h_s} \cdot \ln\left(1 + \frac{h_s}{e}\right) = k_f.\mu_0.L \frac{T_s}{e_c} - k_f.\mu_0.L \frac{T_s-b_s}{e} \quad (III.22)$$

D'où:

$$\frac{2.b_s}{h_s} \cdot \ln\left(1 + \frac{h_s}{e}\right) = \frac{T_s}{e_c} - \frac{T_s-b_s}{e} \quad (III.23)$$

De même pour le rotor:

$$\frac{2.b_r}{h_r} \cdot \ln\left(1 + \frac{h_r}{e}\right) = \frac{T_r}{e_c} - \frac{T_r-b_r}{e} \quad (III.24)$$

Ces deux équations (III.23) et (III.24) seront résolues par la méthode itérative d'Euler pour déterminer h_r et h_s , et la hauteur des triangles dépendent des dimensions des dents.

III.5.5. Calcul des reluctances des recouvrements d'entrefer.

Un recouvrement matérialise la liaison magnétique entre le stator et le rotor pour une position donnée. Cette liaison est représentée par une reluctance. La figure III.11 montre un exemple de recouvrement composé de plusieurs zones.

A titre d'exemple, la figure III.12 montre un recouvrement délimité par l'axe de la dent statorique et l'axe de la dent rotorique. La zone 1, comme le montre la figure III.12 a un entrefer de forme linéaire qui varie de sa valeur minimale e à sa valeur maximale $e+h$.

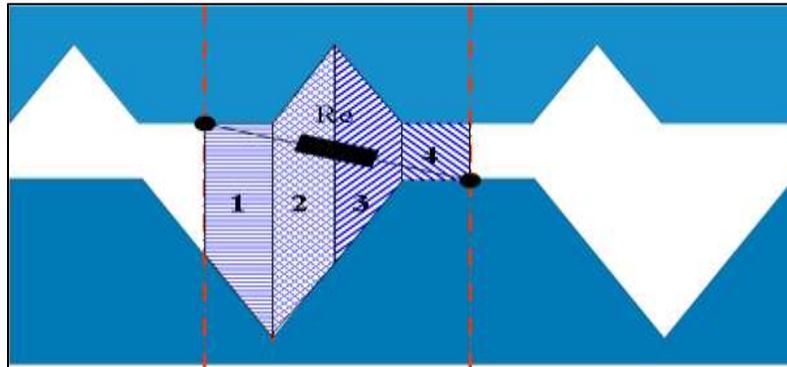


Figure III.11. Reluctance d'un recouvrement d'entrefer entre deux axes de dents.

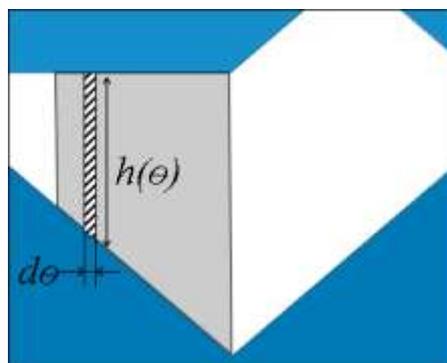


Figure III.12 Reluctance élémentaire pour le calcul de la reluctance d'une zone..

Pour une abscisse donnée θ , la valeur de $e(\theta)$ est une droite qui s'écrira :

$$e(\theta) = C + C_{\theta} \cdot \theta \quad (\text{III.25})$$

Dans l'équation III.25, C et C_{θ} sont des constantes à déterminer selon la géométrie de la zone. Le calcul de ces constantes de quelques zones sera détaillé dans l'annexe II.

La perméance élémentaire de la zone 1 aura pour expression :

$$\mathcal{P}_{e1} = \int_e^{e+h} dP = \mu_0 k_f L \int_e^{e+h} \frac{d\theta}{e(\theta)} \quad (\text{III.26})$$

$$\mathcal{P}_{e1} = \mu_0 k_f L \int_e^{e+h} \frac{d\theta}{c + c_\theta \cdot \theta} \quad (\text{III.27})$$

$$\mathcal{P}_{e1} = \frac{\mu_0 k_f L r_m}{c_\theta} \cdot \ln \left(1 + \frac{c_\theta}{c} \cdot \theta_z \right) \quad (\text{III.28})$$

Où θ_z est la largeur de la zone et r_m le rayon moyen au niveau de l'entrefer.

Les permeances des zones 2 et 3 seront calculées de la même manière.

Pour la zone 4 dont la forme est rectangulaire la permeance s'écrira :

$$\mathcal{P}_{e4} = \frac{\mu_0 k_f L r_m}{e} \cdot \theta_z \quad (\text{III.29})$$

Après avoir calculé les permeances de chaque zone de la figure III.9 , la permeance totale sera :

$$\mathcal{P}_t(\theta) = \mathcal{P}_{e1} + \mathcal{P}_{e2} + \mathcal{P}_{e3} + \mathcal{P}_{e4} \quad (\text{III.30})$$

La reluctance étant l'inverse de la permeance, nous pouvons écrire alors :

$$\mathcal{R}_e(\theta) = \frac{1}{\mathcal{P}_t(\theta)} \quad (\text{III.31})$$

III.5.6. Automatisation des calculs des reluctances d'entrefer.

Le problème majeur de la méthode des permeances est son manque de généralité ; C'est-à-dire qu'à chaque changement de géométrie ou de position, un algorithme différent s'avère nécessaire. Dans cette thèse nous avons essayé d'introduire un algorithme automatique basé sur le principe de reconnaissance des formes et qui permet de reconnaître tous les recouvrements de l'entrefer et de calculer les reluctances correspondantes quelque soit la géométrie de la machine et la position du rotor. Cette étape à elle seule, a fait l'objet d'un travail antérieur [59], ce qui donne une idée sur sa difficulté. En général cet algorithme comporte les étapes suivantes :

- Définir l'intervalle de périodicité de la configuration de l'entrefer suite au mouvement du rotor. La position du départ sera considérée comme la position de référence.
- Etudier tous les cas de figure des recouvrements en fonction de la géométrie et de la position du rotor.
- Exploiter les symétries qui existent entre les différents recouvrements afin de simplifier le problème.
- Déterminer pour chaque cas les constantes C et C_θ .
- Calculer les reluctances correspondantes.
- Calculer les reluctances totales des recouvrements délimités par les axes des dents successifs de part et d'autre de l'entrefer.

III.5.7. Les forces magnétomotrices.

Dans le MRV, les bobinages traversés par les courants sont concentriques autour des pôles statoriques, ainsi les fmm seront placées dans la branche de chaque pôle statorique en série avec les reluctances de ces pôles statoriques. Les valeurs des fmm sont le produit entre le nombre de spires et le courant de chaque phase et sont données par l'expression :

$$fmm = N \cdot i(\theta) \quad (III.32)$$

III.6. Formation du réseau de reluctances du MRV 6/4.

Les reluctances de toutes les parties magnétiques ainsi calculés, nous obtenons le réseau de reluctances de la MRV 6/4 de la figure III.12.

Ce réseau de reluctance est valable pour les positions de 0° à 14° .

Pour la position 15° , les reluctances Re_2 et Re_8 disparaissent et le circuit aura la configuration de la figure III.13.

Au delà de 15° , le circuit redeviendra comme celui de la figure III.12.

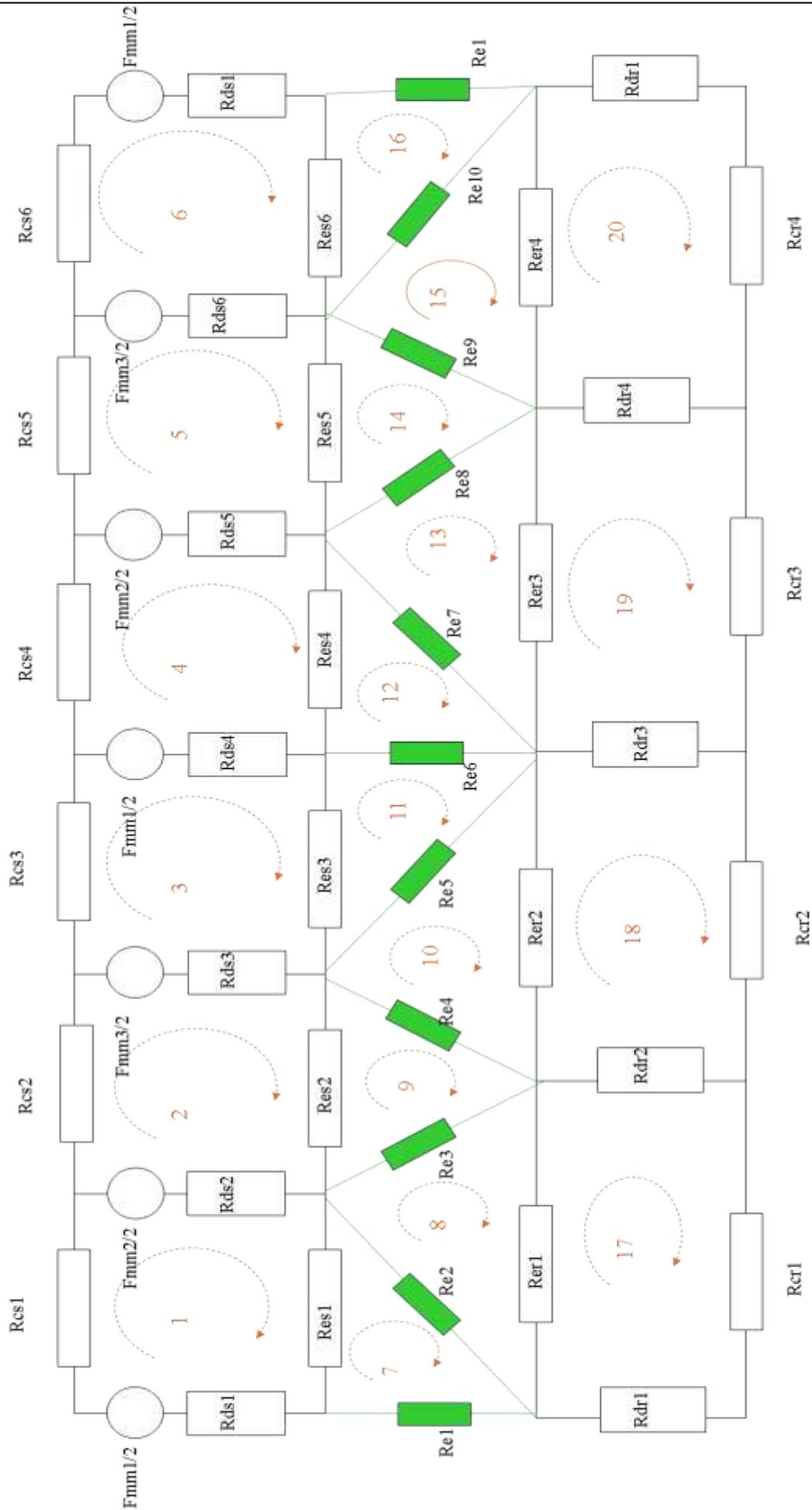


Figure III.12. Circuit de réluctances équivalent pour les positions de 0° à 14° et de 14° à 30°.

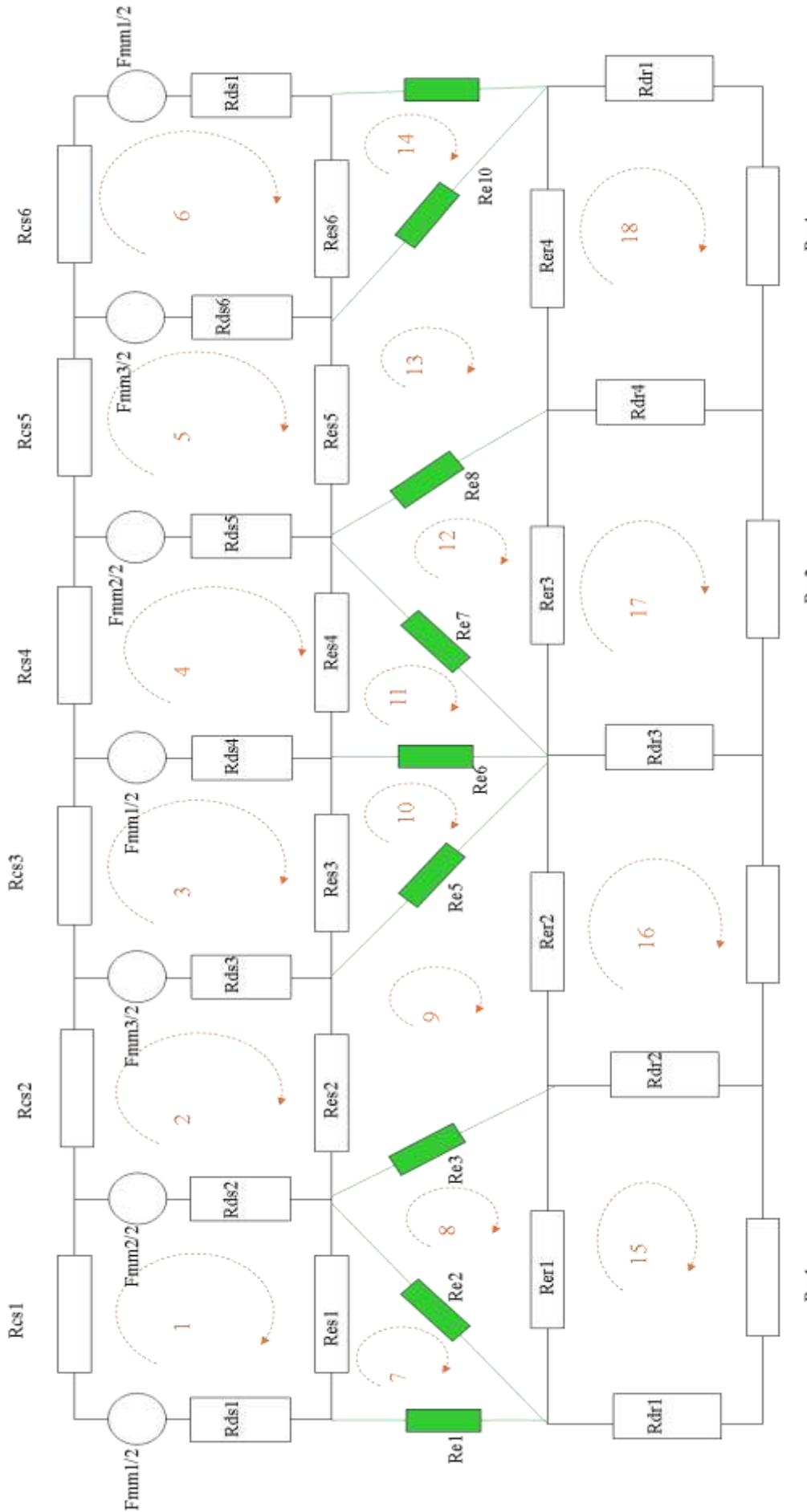


Figure III.13. Circuit de réductances équivalent pour la positions de 15°

Comme déjà cité plus haut, la symétrie de la machine permet de réduire le nombre de mailles à moitié, et nous n'aurons que 10 mailles pour les positions de 0° à 30° comme montré sur la figure III.14.

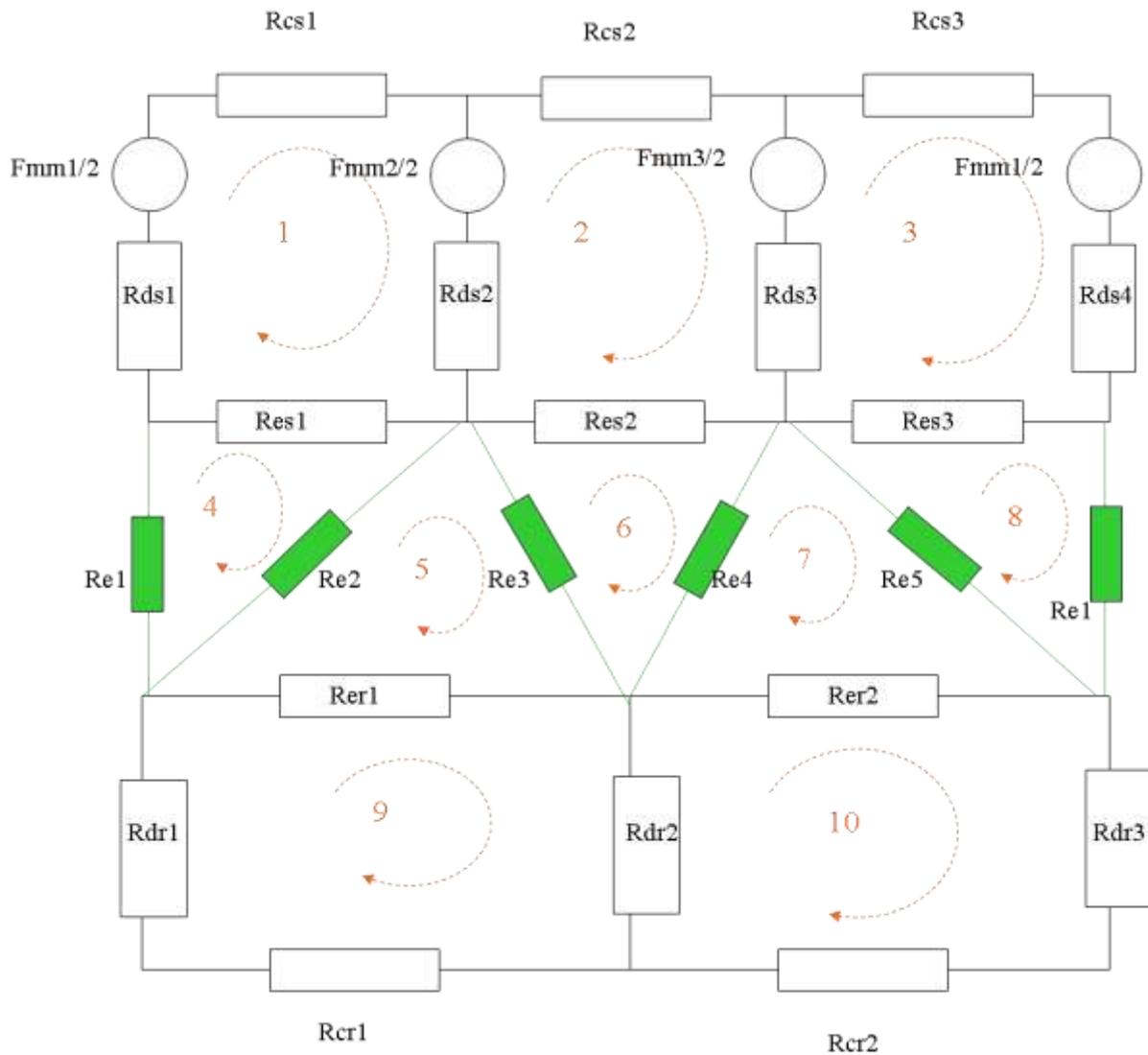


Figure III.14 Circuit de réductances équivalent réduit pour les positions 0° à 14° et de 14° à 30°..

De la même manière pour la position 15° nous aurons le circuit équivalent de la figure III.15.

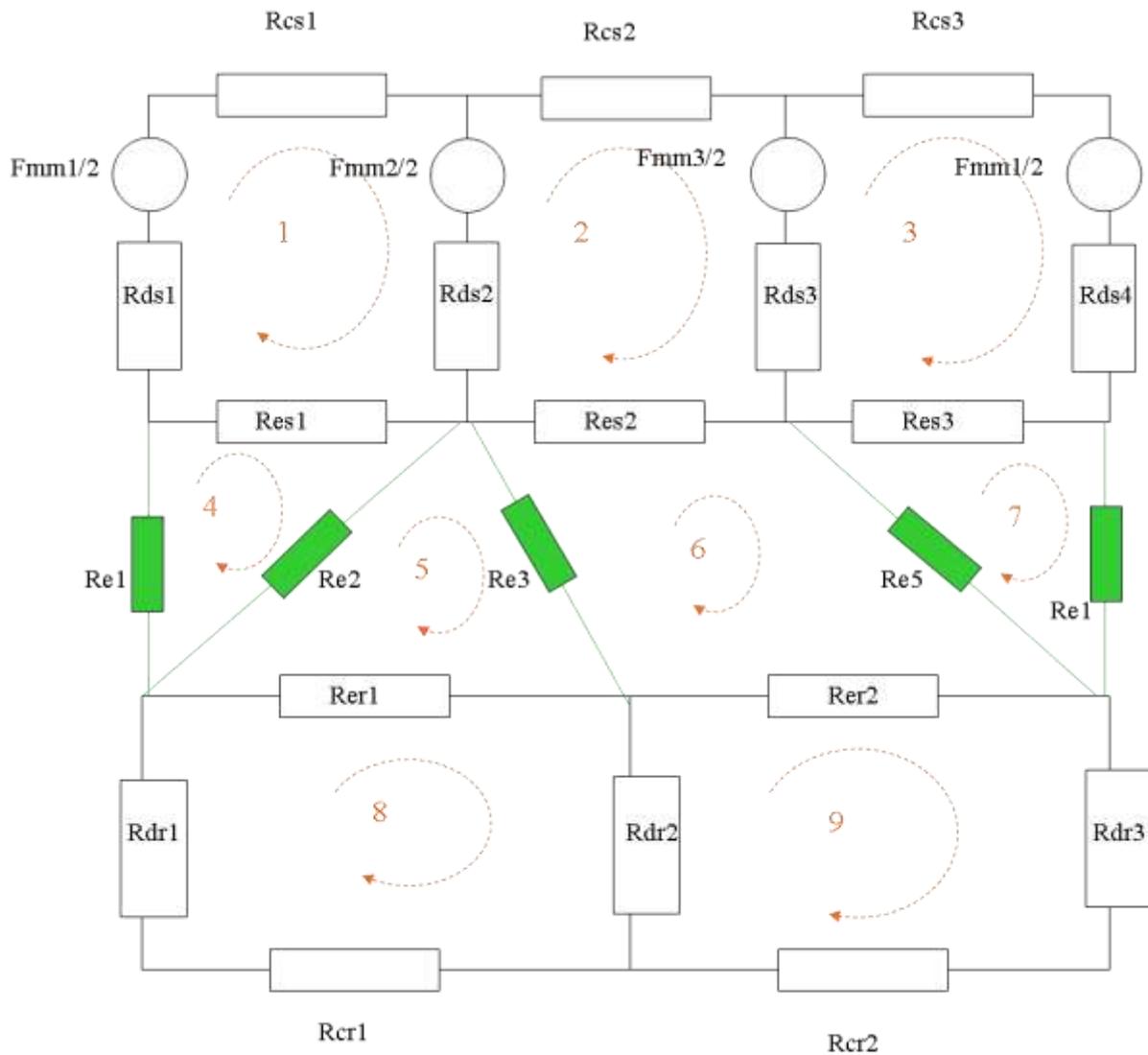


Figure III.15 Circuit de réluctances équivalent réduit pour la position 15° .

En écrivant les équations de toutes les mailles, nous obtenons un système d'équations algébriques linéaires dont les inconnues sont les flux et les courants. Sous sa forme matricielle, le système d'équations s'écrira :

$$[F] = [\mathfrak{R}].[\phi] \quad (\text{III.33})$$

Où $[F]$ est la matrice des forces magnétomotrices.

$[\mathfrak{R}]$ est la matrice des reluctances du circuit magnétique.

$[\phi]$ est la matrice des flux circulant dans les mailles.

III.6.1. Résolution du système par la Méthode de Gauss-Seidel.

A chaque degré de saturation, le système d'équation (III.33) précédant est un système algébrique linéaire. Pour sa résolution plusieurs méthodes sont disponibles parmi lesquelles, la méthode de GAUSS-SEIDEL. C'est une méthode itérative simple, facile à mettre en œuvre, ayant une convergence rapide et une bonne précision. La résolution de ce système permet de calculer le flux principal nécessaire pour la résolution de l'équation différentielle du MRV et la détermination du courant de phase.

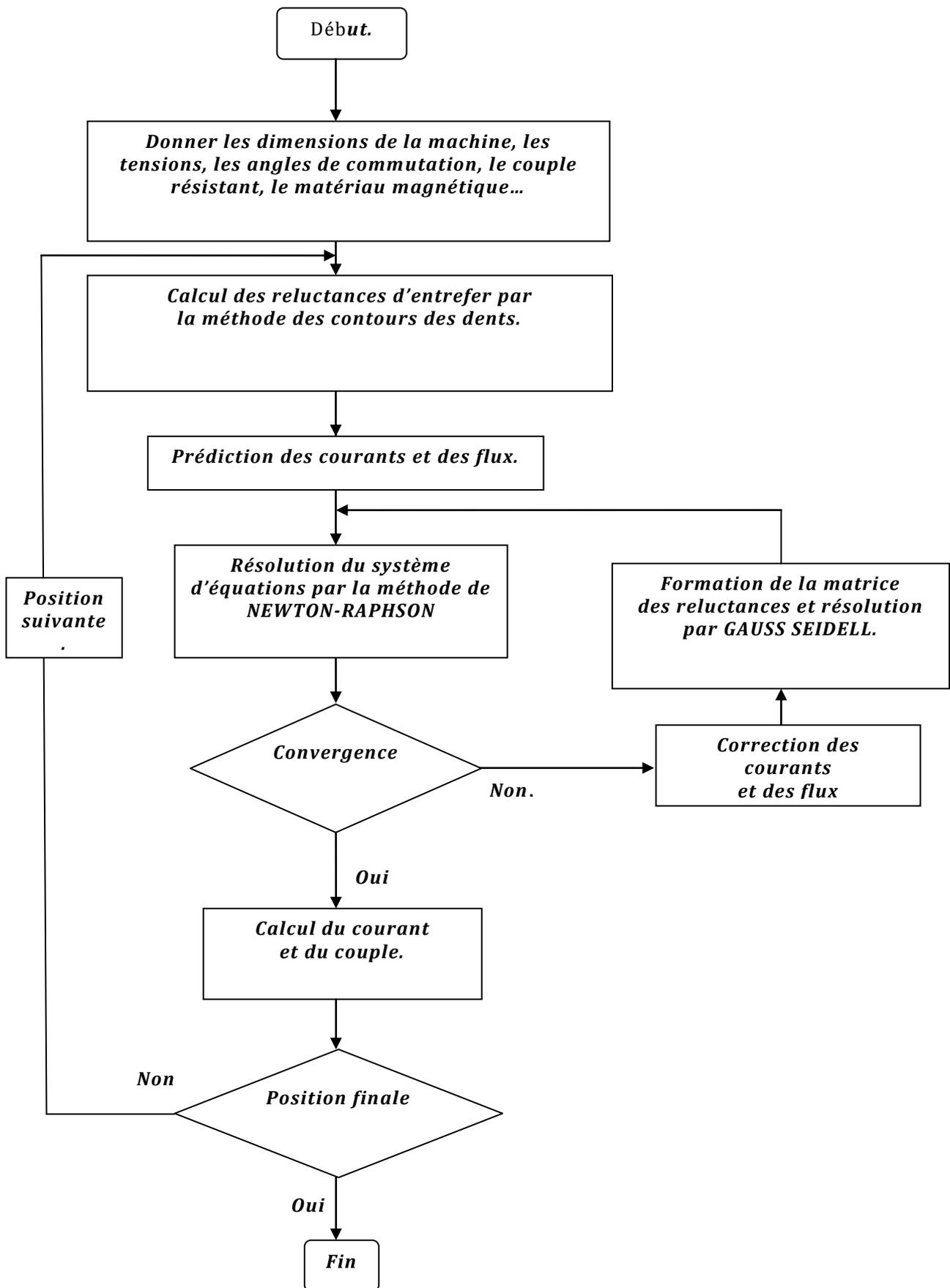
III.6.2. Prise en considération du mouvement.

La modélisation du MRV pose le problème du référentiel par rapport auquel le réseau de reluctances est établi lors du mouvement. En effet si le circuit équivalent du stator est fixe, celui du rotor et de l'entrefer sont mobiles même s'ils restent pratiquement invariants dans leur constitution. Les reluctances d'entrefer varient en fonction du mouvement (la géométrie de l'entrefer) et leurs liens avec le stator et le rotor changent en conséquence. Nous aurons une nouvelle disposition du réseau de reluctances à chaque fois. C'est une sorte de « bande de glissement » sur laquelle les reluctances se lient et se dissocient par rapport au rotor. La méthode des contours des dents permet justement de prendre en considération le mouvement en calculant les reluctances d'entrefer pour chaque position.

III.7. Résolution du système d'équation du MRV par la méthode de NEWTO-RAPHSON.

Le système électromagnétique composé des équations différentielles des bobines et l'équation du couple, étant un système non linéaire, nous avons opté pour la méthode de NEWTON RAPHSON pour sa résolution. C'est une méthode numérique basée sur le principe de « prédiction-correction » de la solution. Elle a la l'avantage d'avoir une convergence quadratique.

L'algorithme global de calcul est représenté par l'organigramme III.1 suivant :



Organigramme III.1. Résolution du système d'équations représentant le MRV.

III.8. Simulations et discussions.

En premier lieu nous avons choisi un MRV de base ayant les dimensions mentionnées dans le tableau 1 (Annexe 1), et la caractéristique du circuit magnétique de la figure 1 (Annexe1).

III.8.1. Reluctances d'entrefer du MRV.

Les premières simulations ont données les reluctances d'entrefer principales représentées par les figures suivantes :

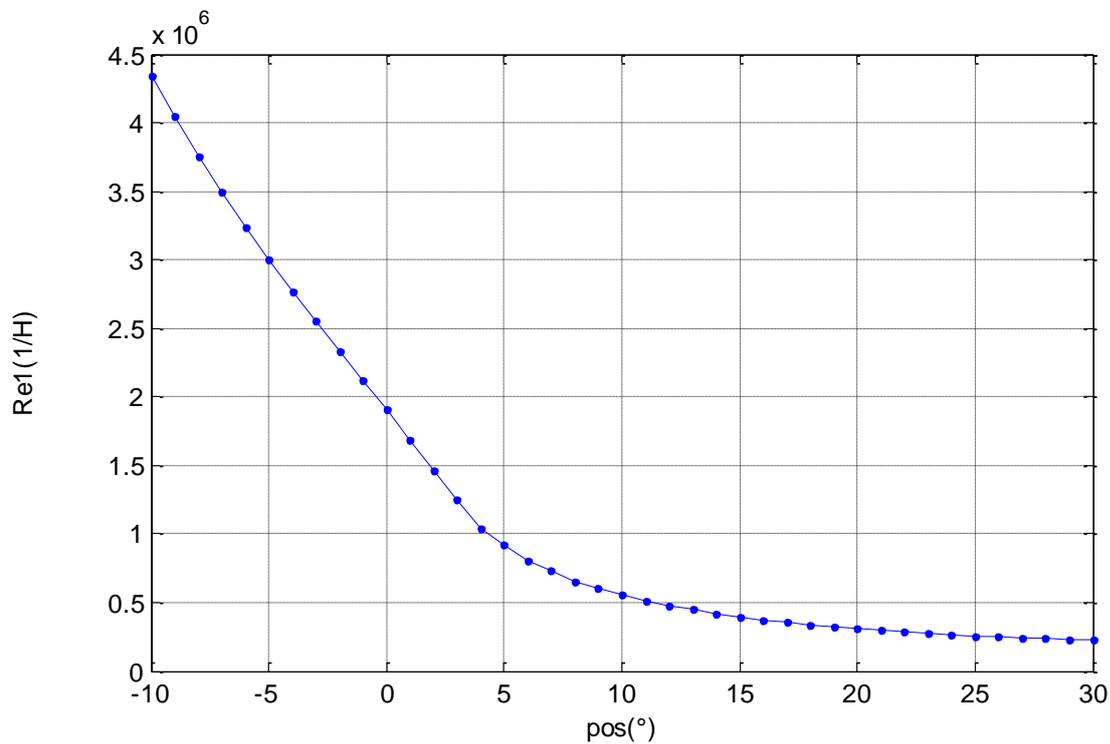


Figure III.16. Reluctance d'entrefer $Re1$.

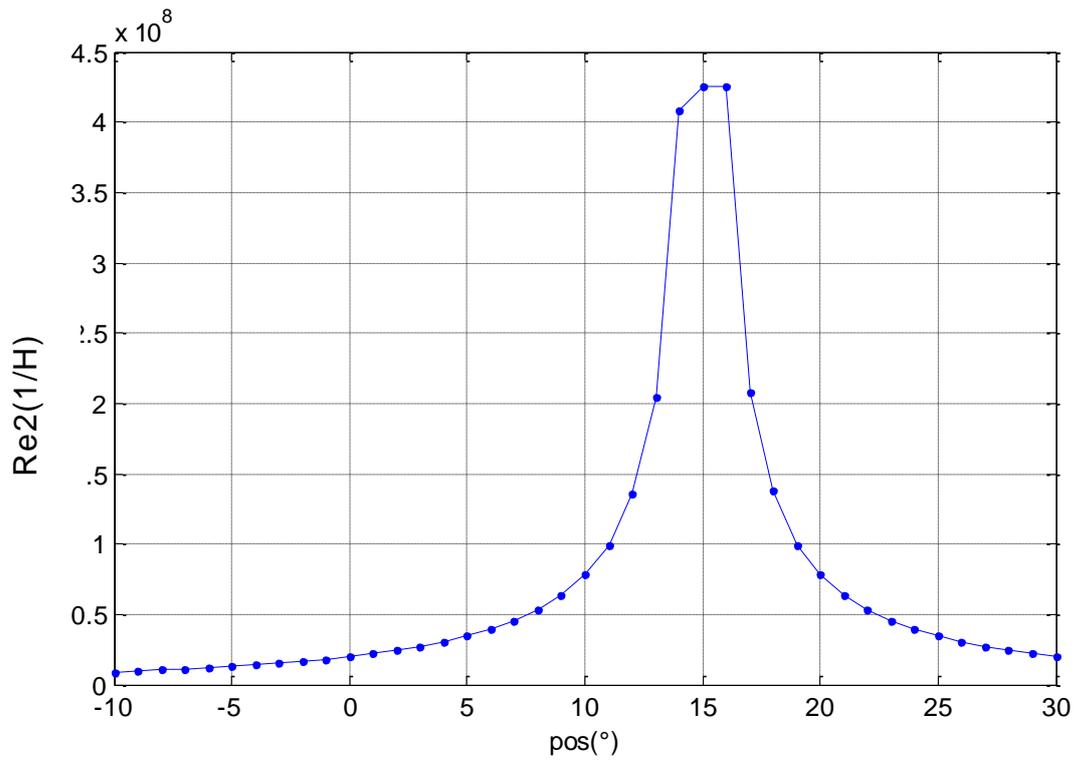


Figure III.17. Reluctance d'entrefer Re_2 .

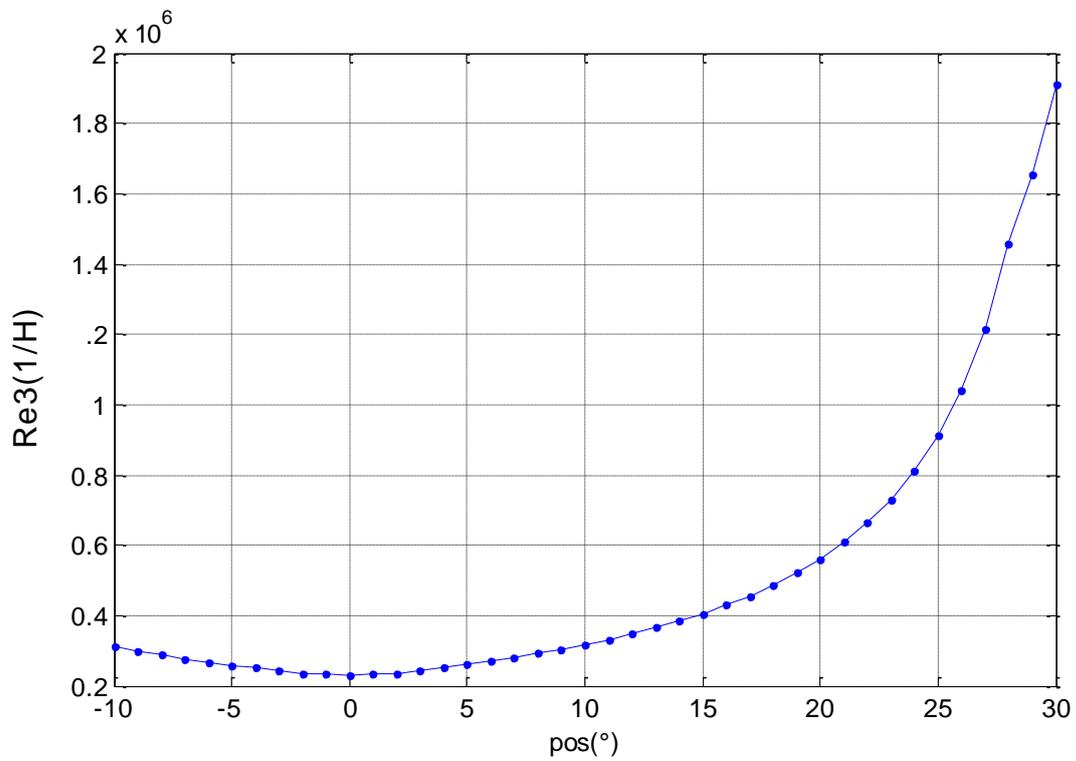


Figure III.18. Reluctance d'entrefer Re_3 .

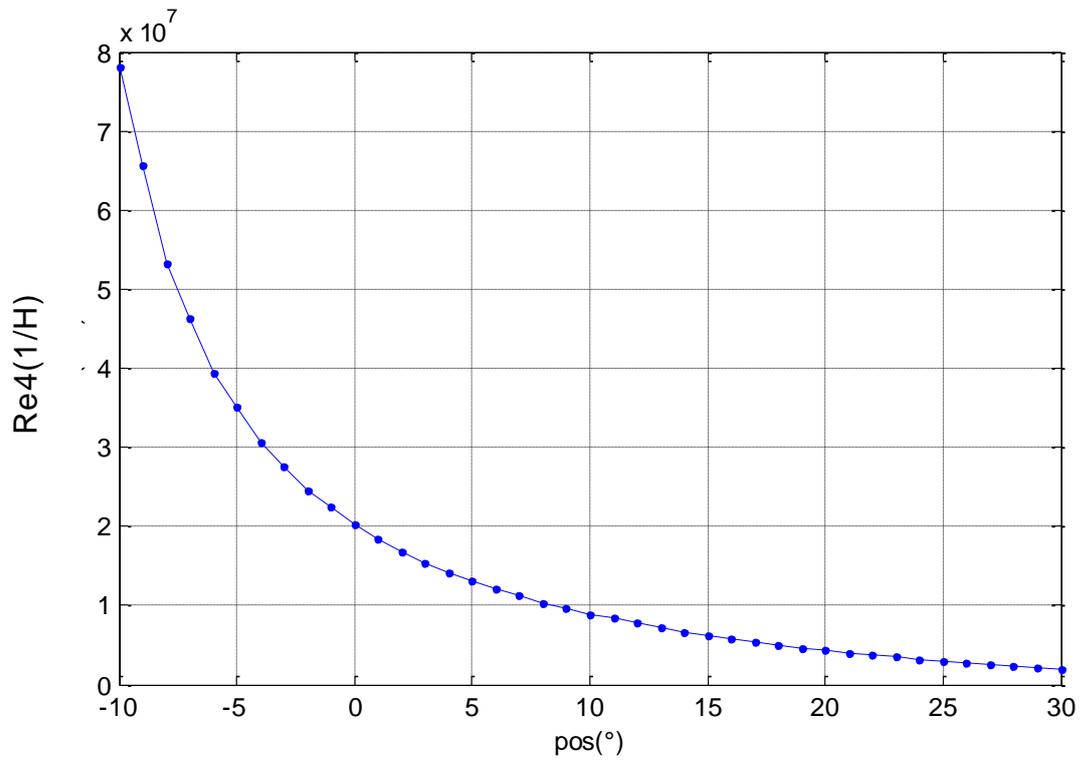


Figure III.19. Reluctance d'entrefer $Re4$.

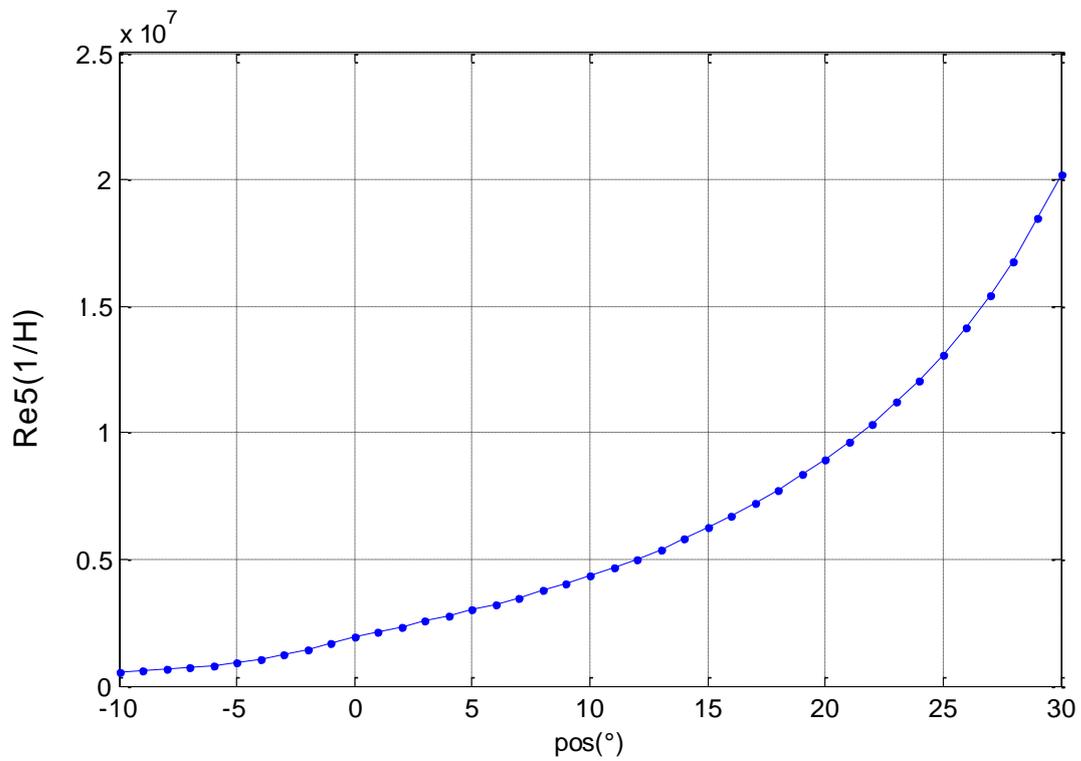


Figure III.20 Reluctance d'entrefer $Re5$.

Les allures des reluctances d'entrefer ont une forme croissante ou décroissante selon leur position par rapport à la position d'opposition. Les reluctances passent tous par une position minimale (presque nulle), correspondante à la disparition de cette reluctance dans le circuit équivalent, et un intérêt particulier sera donné à la reluctance Re_4 reliant la dent statorique excitée à la dent rotorique la plus proche. Elle commence par une valeur maximale. (figure III.16). Dans les premières positions (avant -10°) la décroissance est rapide et presque linéaire à cause de la diminution de l'entrefer. Elle tend à se stabiliser au fur et à mesure que la dent rotorique s'approche de la dent statorique excitée pour prendre une valeur quasi-constante à la position de conjonction (à 30°). Les autres reluctances Re_1 , Re_2 , Re_3 et Re_5 ne sont que des translations de la reluctance Re_4 comme montré sur les figures III.17, III.18, III.19 et III.20. Il serait plus avantageux d'alimenter la phase à la position -10° puisque la valeur de la reluctance principale est plus importante par rapport à la position 0° .

III.8.2.Simulation du MRV en régime magnétostatique.

Le régime magnétostatique suppose que les grandeurs électromagnétiques ne dépendent pas du temps et ceci se fera en appliquant une fmm constante au MRV. La figure III.21 montre la variation du couple en régime magnétostatique pour toutes les positions. Cette étude est similaire à une alimentation en courant constant du MRV.

Le couple a une forme parabolique dans les premières positions et augmente rapidement jusqu'à atteindre son maximum. Nous avons constaté que ce maximum correspond à la position où la dent rotorique vient se loger sous la dent statorique et reste presque constant et diminue rapidement pour s'annuler vers la fin. A ce moment la dent rotorique est complètement sous la dent statorique et aucun couple n'est produit puisque la distance entre eux est presque nulle.

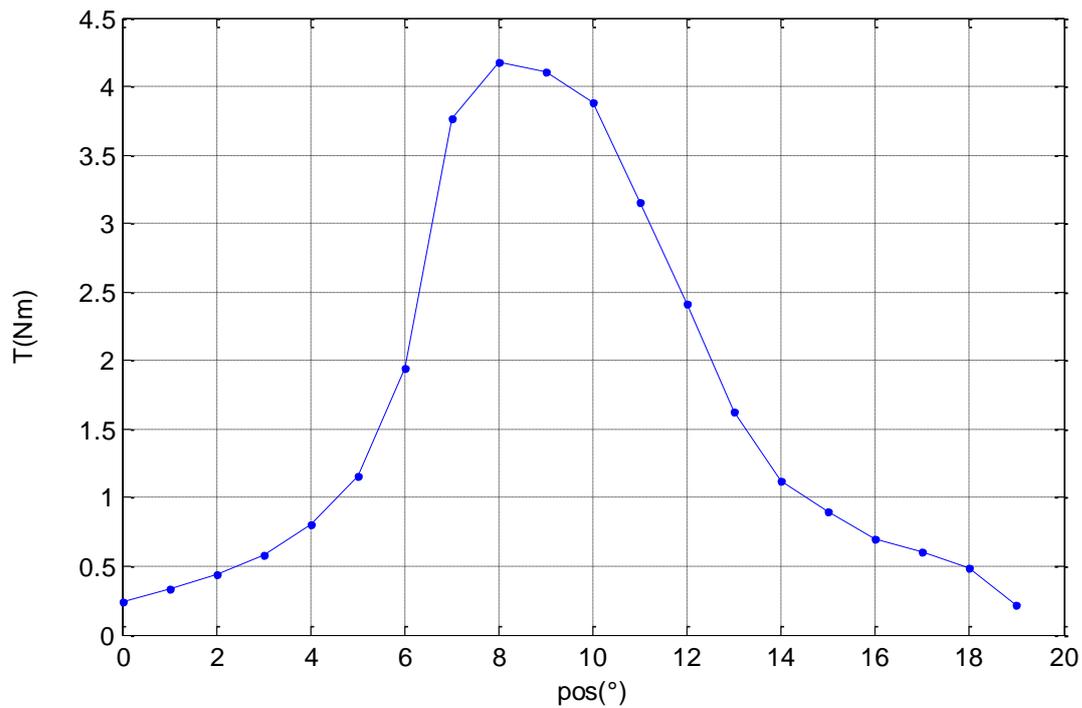


Figure III.21. Couple instantané en régime magnétostatique.

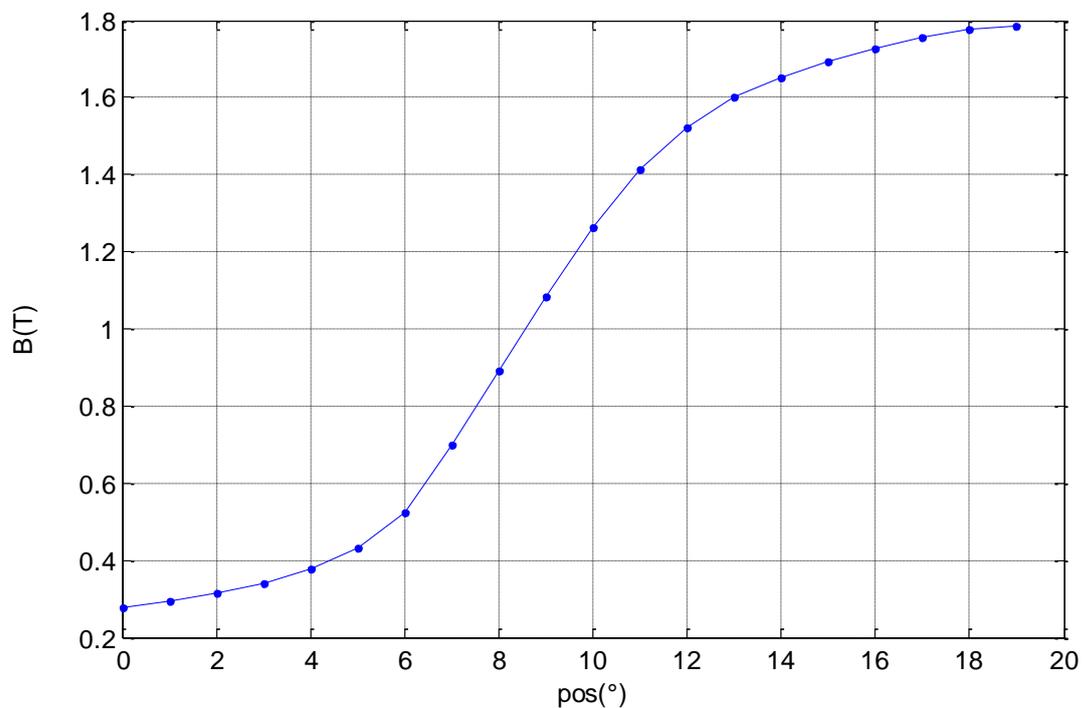


Figure III.22. Induction magnétique en régime magnétostatique.

La figure (III.22) montre l'évolution de l'induction magnétique de la dent principale. Son allure comporte trois parties ; une partie qui augmente

lentement et qui correspond aux positions éloignées du rotor. Une deuxième partie qui augmente rapidement et qui correspond aux positions où la dent rotorique commence à être sous la dent statorique. Enfin une troisième partie où sa valeur se stabilise et qui correspond aux positions où la dent rotorique est complètement sous le pôle statorique ;. Ceci implique que pour les dernières positions il serait préférable de couper l'alimentation pour limiter les pertes et éviter les couples de freinage.

III.8.3. simulation du MRV en régime magnétodynamique.

Pour le régime magnétodynamique toutes les grandeurs varient en fonction du temps. Cependant deux cas de figure peuvent être étudiés ; le régime permanent où la vitesse est constante, et le régime transitoire de démarrage où la vitesse est variable.

III.8.3.a. Etude du régime permanent du MRV.

Nous avons fixé la vitesse à 1000 tr/min, et la tension à 120V et nous avons visualisé le courant de phase, l'induction et le couple électromagnétique. Les simulations ont été réalisées en un temps très court. Nous avons constaté que le couple électromagnétique est presque l'image du courant (figures III.23. et III.25.). Aux premières positions le courant augmente rapidement et atteint son maximum puis se stabilise presque à la position d'extinction. Il en est de même pour le couple. En revanche, l'induction (figure III.24) augmente d'une façon linéaire pendant toute la période d'alimentation de la bobine.

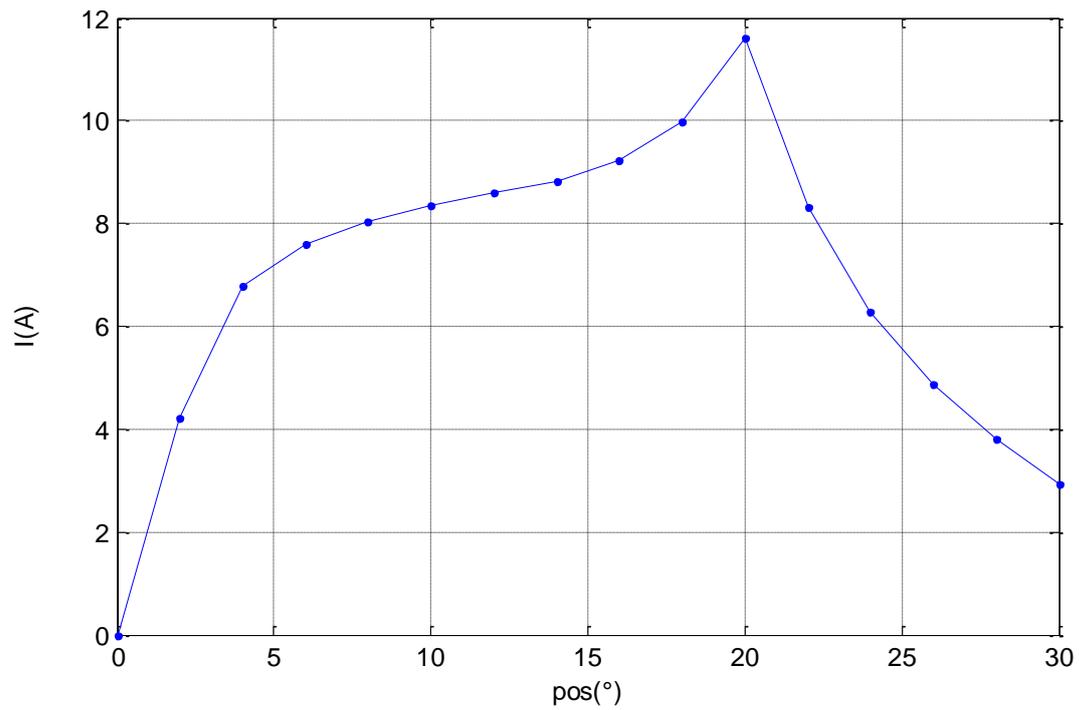


Figure III.23. Courant instantané pour le régime permanent.

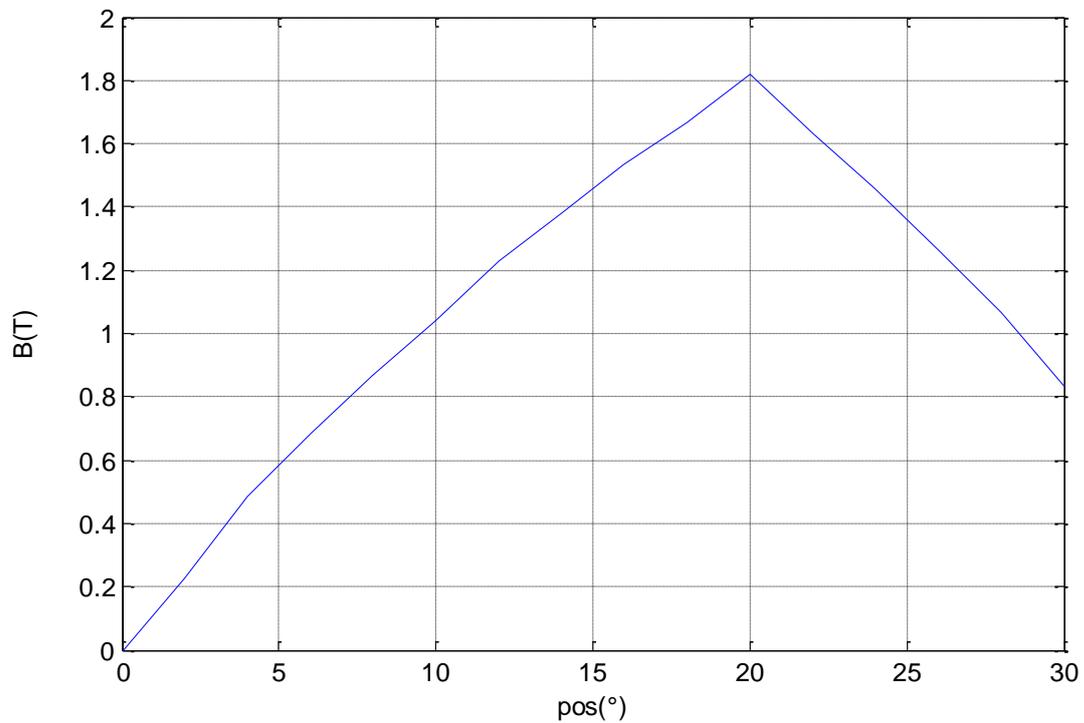


Figure III.24. Induction magnétique en régime permanent, en fonction de la position.

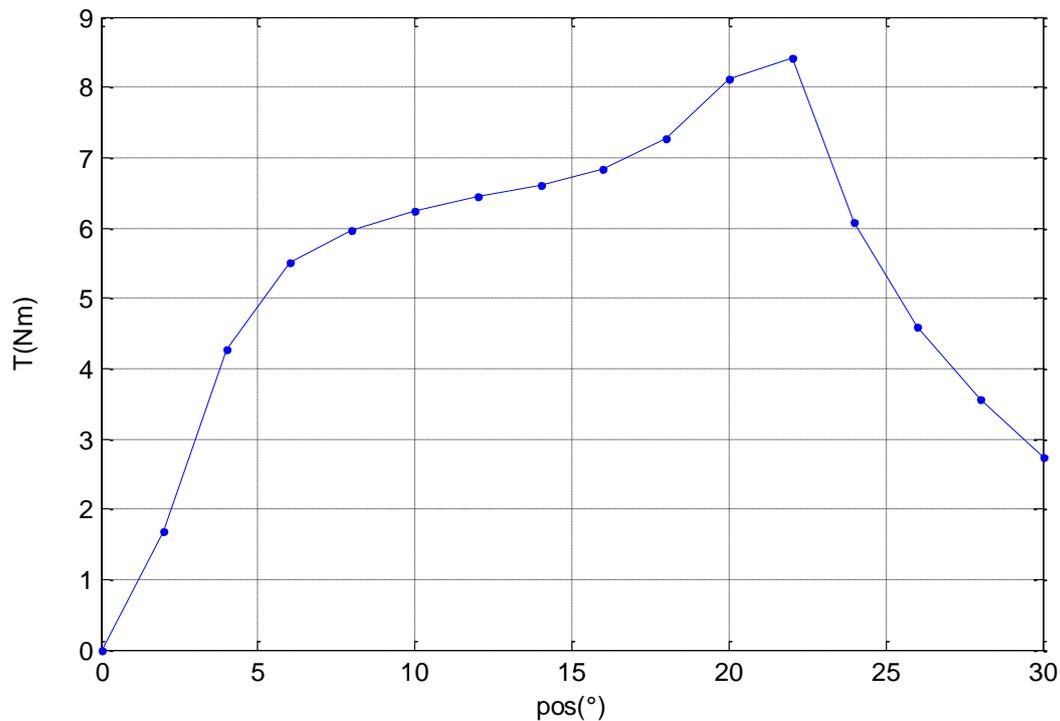


Figure III.25. Couple instantané en régime permanent en fonction de la position.

III.8.3.b. Etude du régime transitoire de démarrage.

Pour le régime transitoire de démarrage du MRV, nous supposons que la tension est constante. La vitesse, le courant et le flux dépendent de la position et du temps. Nous prenons en compte le moment d'inertie de la machine ainsi que le couple résistant. Le courant de démarrage pour une bobine est élevé comme le montre la figure III.26. Il augmente rapidement pour les premières positions et atteint presque 5 à 6 fois le courant en régime permanent. Il diminue ensuite rapidement et s'annule vers les positions de conjonction. La vitesse augmente (figure III.27) presque linéairement jusqu'à atteindre sa valeur maximale. Quand au couple (figure III.28) il est pulsé au démarrage et diminue rapidement pour se stabiliser vers la fin de l'extinction.

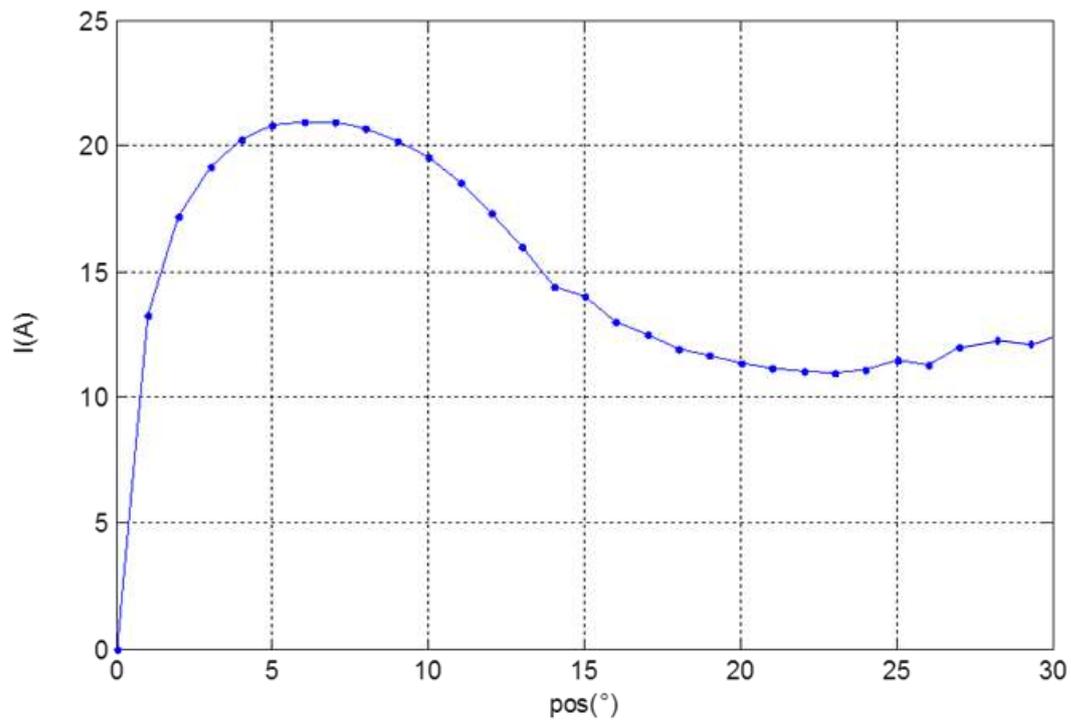


Figure III.26. Courant instantané en régime de démarrage.

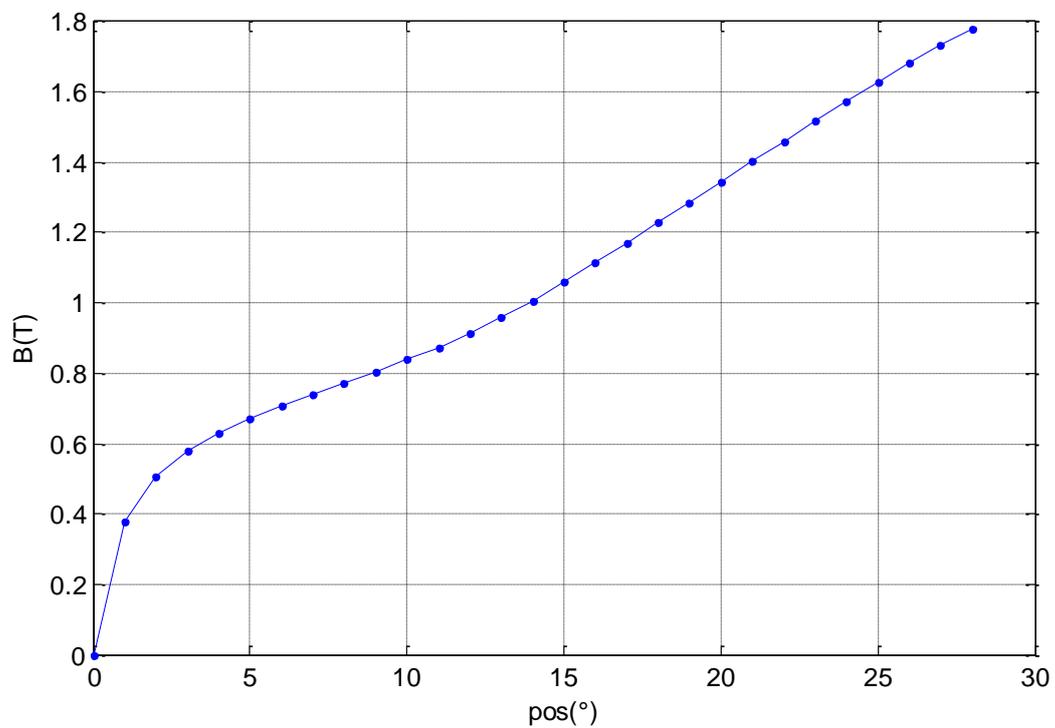


Figure III.27. Induction en régime de démarrage.

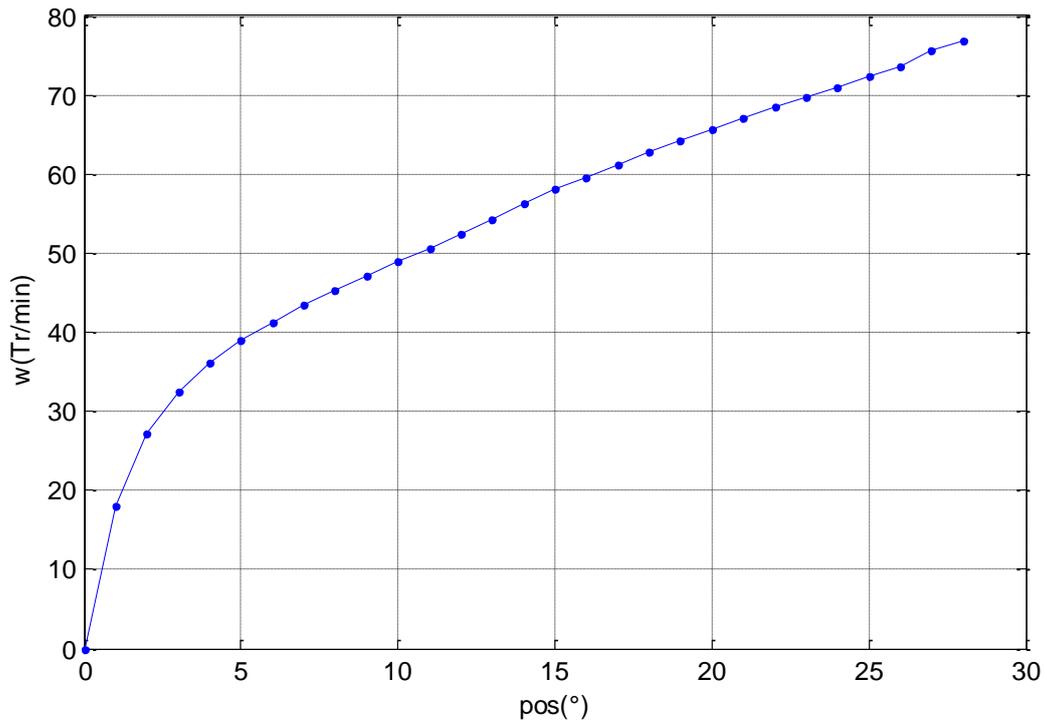


Figure III.28. Vitesse en régime de démarrage.

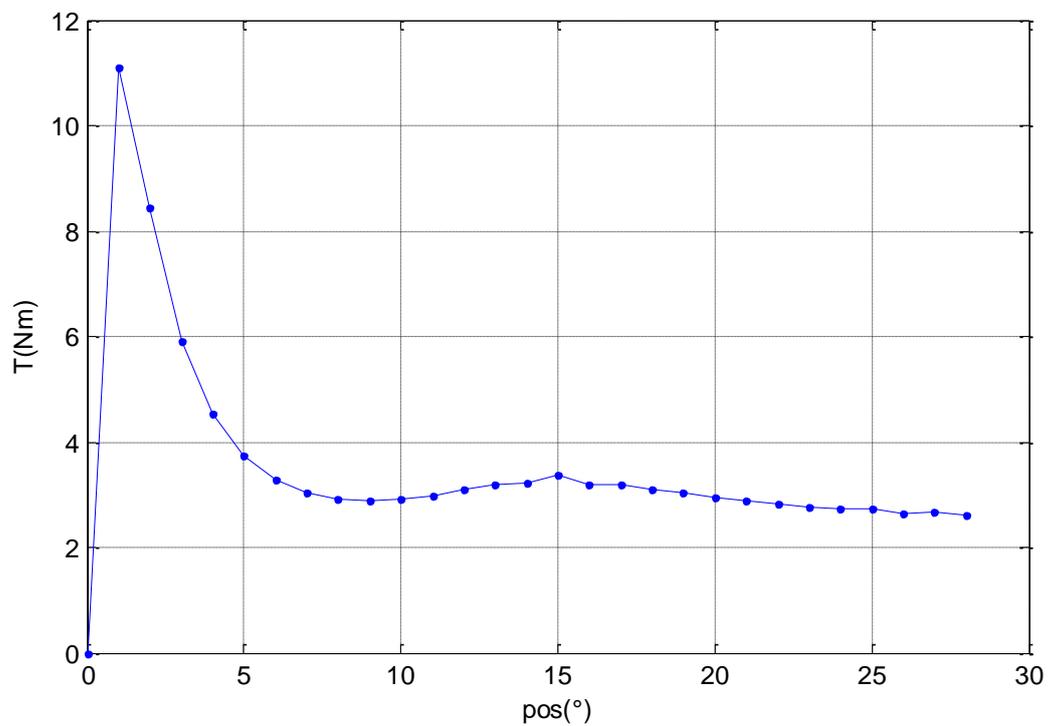


Figure III.29. Couple instantané pour le régime de démarrage.

III.9. Conclusion.

Dans ce chapitre, nous avons cité d'une manière brève les différentes méthodes de modélisation des systèmes électromagnétiques, leurs avantages et leurs inconvénients. Pour analyser les phénomènes internes du MRV, nous avons utilisé une méthode semi numérique qui prend en compte la géométrie réelle de l'entrefer le mouvement du rotor et le degré de saturation de la machine. Cette méthode dite des réseaux de reluctances équivalents (MRR), permet de représenter toutes les parties de la machine par des tubes de flux. Les reluctances de ces parties magnétiques sont reliées par des nœuds et forment un réseau de mailles. L'utilisation de l'analogie électrique-magnétique permet d'utiliser les lois d'Ohm et de Kirchhoff pour l'analyse. Pour le calcul des reluctances d'entrefer, nous avons utilisé la méthode des perméances des contours des dents qui prend en considération la géométrie de l'entrefer et le mouvement. La partie la plus complexe a été d'automatiser cette méthode afin de pouvoir varier les dimensions et la position du rotor. Notre modèle basé sur la MRR s'est avéré fiable et générique et l'algorithme établi a été fonctionnel pour le régime statique et dynamique. Les résultats obtenus étaient satisfaisants du point de vue allures des courbes et étaient conformes à ce que nous avons trouvé dans la littérature. Le temps de calcul aussi a été très court et les résultats pour chaque position ont été presque instantanés. La méthode des réseaux de reluctances ne permet pas de connaître la répartition des lignes de champs certes, mais elle offre une étude quantitative assez précise pour l'analyse du champ magnétique et du comportement global du MRV. Elle est très adaptée pour les travaux de pré-dimensionnement où le temps de calcul et l'efficacité représentent deux atouts cruciaux. Pour valider notre modèle nous devons comparer nos résultats avec ceux obtenus par une autre méthode. Notre choix a été porté sur la méthode des éléments finis dont la fiabilité n'est plus à démontrer et qui fera l'objet du chapitre suivant.

CHAPITRE IV.

*ETUDE DU MRV PAR LA METHODE DES
ELEMENTS FINIS ET VALIDATION
DU MODELE MRR.*

IV.1. Introduction.

Dans ce chapitre nous allons analyser le MRV par la méthode des éléments finis afin de valider le modèle précédant basé sur la MRR. Cette méthode numérique permet de simplifier et de résoudre les équations différentielles décrivant un système physique; En l'utilisant, la résolution des équations différentielles se transforme en une résolution d'un système d'équations algébriques simples. Les inconnues à trouver sont, suivant le problème, un déplacement, une température ou un potentiel magnétique. Les systèmes d'équations peuvent être gigantesques pour des pièces complexes et le nombre d'inconnues peut aller de quelques milliers jusqu'à plusieurs millions.

L'étude va se faire par le biais de la CAO (conception assistée par ordinateur). C'est « l'art » d'utiliser un calculateur pour apporter une assistance à la conception, la modification, l'analyse et l'optimisation d'un système physique. Les outils (logiciels) basés sur la CAO permettent d'augmenter la productivité des concepteurs et d'améliorer la qualité des conceptions entraînant une réduction du temps et du coût.

De nos jours, il existe de très bons logiciels commerciaux (Ansoft Maxwell, Flux2D ...) qui sont basés sur la MEF et qui la rendent très accessible et applicable à beaucoup de problèmes physiques. L'analyse du MRV va se faire avec l'outil commercial Ansoft- Maxwell.

IV.2. L'outil de calcul Ansoft Maxwell.

C'est un outil qui intègre à la fois un ensemble de conception 2D et 3D dans une interface utilisateur commune. Il fait partie des logiciels qu'on désigne par « user friendly package » c'est-à-dire qu'il présente une interface « conviviale » et assez simple qui libère l'utilisateur de la complexité de certains logiciels d'éléments finis pour qu'il se consacre à l'analyse physique proprement dite.

Le logiciel commercial Ansoft Maxwell comprend un module de pré-dimensionnement rapide Rmxprt (rotating machines expert) qui combine un

modèle analytique et la méthode des réseaux de reluctances pour l'analyse des machines tournantes.

Après le lancement de la simulation, RMXprt génère une feuille de calcul comportant les résultats d'analyse comme la forme du courant, les courbes d'aimantation pour différentes positions...etc.

Le modèle du MRV pour l'étude par éléments finis, pourra ensuite facilement être généré en 2D ou en 3D.

IV.3. Modélisation des systèmes électromagnétiques par la MEF.

La méthode des éléments finis en électromagnétisme permet de diviser la structure de la machine étudiée en nombre important d'éléments de dimensions finies afin de résoudre les équations de Maxwell, dotées de conditions aux limites. La combinaison de tous ces éléments de calcul permet alors de connaître l'état magnétique de la structure complète et, d'effectuer des calculs de flux, de couple, d'inductance et d'autres grandeurs physiques. Le maillage peut être constitué de triangles ou de quadrilatères pour des domaines en 2D et de tétraèdres ou d'hexaèdres pour des domaines 3D. Parmi les avantages qui ont rendu la MEF très populaire en ingénierie, nous citerons la flexibilité qui est l'un de ses plus importants atouts. Les éléments peuvent avoir plusieurs formes et peuvent donc s'adapter facilement à n'importe quelle géométrie complexe.

Elle tient aussi compte des propriétés inhomogènes et non linéaires des matériaux. De plus, elle prend en considération la complexité de la géométrie et les variations dues au mouvement.

IV.3.1. Les Equation de Maxwell.

Vers la fin du 19eme siècle J.C.MAXWELL a mis en équation les phénomènes électromagnétiques, en considérant toutes les contraintes. Et à ce jour, la modélisation des systèmes électromagnétiques revient à résoudre ces équations localement ou globalement, selon le cas.

Ce sont quatre équations aux dérivées partielles qui lient les phénomènes magnétiques caractérisés par le champ magnétique \vec{H} et l'induction

magnétique \vec{B} aux phénomènes électriques caractérisés par le champ électrique \vec{E} et l'induction électrique \vec{D} [67]. Ces quatre équations sont :

La loi d'Ampère :

$$\overrightarrow{rot} \vec{H} = \vec{J} + \vec{J}_s \quad (IV.1)$$

La loi de Faraday :

$$\overrightarrow{rot} \vec{E} = -\frac{\partial \vec{B}}{\partial t} \quad (IV.2)$$

La loi de Gauss (conservation de charge électrique) :

$$div \vec{D} = \rho \quad (IV.3)$$

Induction à divergence nulle (Conservation du flux magnétique):

$$div \vec{B} = 0 \quad (IV.4)$$

IV.3.2. Lois de comportement du milieu.

Les équations IV.1 à IV.4 ont un caractère purement géométrique. Pour prendre en compte les caractéristiques des matériaux on ajoute les équations de comportement du milieu suivantes:

$$\vec{B} = \mu \vec{H} + \vec{B}_r \quad (IV-5)$$

$$\vec{D} = \epsilon \vec{E} \quad (IV-6)$$

$$\vec{J} = \sigma \vec{E} \quad (IV.7)$$

μ, ε sont respectivement la perméabilité magnétique et la permittivité électrique. Selon les matériaux utilisés, elles peuvent être soit des scalaires modélisant alors le comportement de matériaux isotropes, soit des vecteurs qui permettent de tenir compte des effets d'anisotropie souvent rencontrés dans les machines électriques.

\vec{B}_r représente l'induction rémanente.

J étant la densité de courant de conduction qui provient des enroulements d'alimentation. Elle peut être une donnée ou une inconnue dépendante du circuit extérieur d'alimentation. Si cette valeur n'est pas donnée, la tension d'alimentation doit nécessairement être connue. σ est la conductivité électrique.

IV.3.3. Conditions aux limites spatiales et temporelles.

Pour assurer l'unicité de la solution du système d'équations IV.1 à IV.4, en tenant compte des lois de comportement IV.5 à IV.7, il est nécessaire d'imposer des conditions aux limites sur les champs [66].

Pour les conditions aux limites temporelles, compte tenu des relations liant \vec{H} et \vec{B} , il suffit de connaître la répartition initiale de l'induction ou du champ magnétique. En général, on prend \vec{H} égal à zéro à l'instant initial.

D'autre part, pour que le problème soit bien défini géométriquement, il faut définir les conditions aux limites et aux Interfaces entre deux régions différentes.

Pour les conditions aux limites spatiales, on utilise la frontière Γ du domaine D . Cette frontière peut se décomposer en deux parties, l'une notée Γ_B avec des conditions aux limites sur l'induction magnétique et l'autre Γ_H relative au champ magnétique.

On a : $\Gamma = \Gamma_B \cup \Gamma_H$ et $\Gamma_B \cap \Gamma_H = 0$. Dans le cas général, les conditions aux limites sont homogènes et s'énoncent sous les formes suivantes, pour les champs magnétiques :

$$\vec{H} \times \vec{n} = 0 \quad \text{sur } \Gamma_H \quad (\text{IV.8})$$

$$\vec{B} \cdot \vec{n} = 0 \quad \text{sur } \Gamma_B \quad (\text{IV.9})$$

Où : \vec{n} est un vecteur normal à l'interface.

Les relations IV.1 et IV.8 impliquent :

$$\vec{J} \cdot \vec{n} = 0 \quad \text{sur } \Gamma_H \quad (\text{IV.10})$$

Et les relations IV.2 et IV.9 impliquent :

$$\vec{E} \times \vec{n} = 0 \quad \text{sur } \Gamma_B \quad (\text{IV.11})$$

Ces équations (IV.1 à IV.11) décrivent globalement tous les phénomènes électromagnétiques mais, à l'heure actuelle, on ne peut pas les résoudre directement. De plus, suivant les dispositifs que l'on étudie, certains phénomènes deviennent négligeables ; les équations se découplent alors, en donnant naissance à des modèles plus simples.

IV.3.4. Les modèles électromagnétiques simplifiés.

Suivant les dispositifs que l'on étudie, certains phénomènes deviennent négligeables ; les équations se découplent alors, en donnant naissance à des modèles plus simples. Ces modèles simplifiés sont [68]:

Les modèles électrostatiques : Concernent tous les dispositifs stationnaires où le domaine étudié est constitué de matériaux conducteurs et les grandeurs électriques sont indépendantes du temps.

Les modèles électrocinétiques. Concernent les domaines constitués de matériaux conducteurs et les grandeurs électriques dépendent du temps.

Les modèles magnétostatiques. Concerne l'étude des dispositifs magnétiques dont les paramètres sont stationnaires et indépendants du temps.

Les modèles magnétodynamiques. Pour l'étude des dispositifs à paramètres magnétiques dépendants du temps et pouvant être sujet à un mouvement.

Dans cette thèse nous allons nous intéresser aux deux derniers modèles.

IV.3.4.1. Le modèle magnétostatique.

Lorsque les paramètres des dispositifs sont stationnaires dans l'espace et invariants dans le temps, nous avons affaire à un modèle magnétostatique. Deux types de formulations sont à considérer ; le modèle scalaire et le modèle vectoriel [67].

Dans le modèle magnétostatique scalaire, on suppose que les courants électriques sont nuls; C'est le cas des dispositifs pour lesquels les champs sont créés par des forces magnétomotrices extérieures et indépendantes du dispositif étudié ou bien par des aimants permanents.

Dans notre thèse, le MRV comporte un bobinage au stator; les courants électriques ne sont donc pas nuls et il n'existe pas d'aimant permanent. Le modèle magnétostatique formulé en potentiel vecteur est préconisé.

Le terme $-\frac{\partial \vec{B}}{\partial t}$ étant nul, les champs électrique et magnétique sont découplés. Les équations de Maxwell pour ce modèle seront simplifiées et nous aurons :

$$\begin{cases} \overrightarrow{rot} \vec{H} = \vec{J} \\ \overrightarrow{div} \vec{B} = 0 \\ \vec{B} = \mu \vec{H} \end{cases} \quad \text{IV.12}$$

Remarquons ici que la relation $\vec{B} = \mu \vec{H}$ ne comporte pas le terme \vec{B}_r puisqu'il n'existe pas d'aimant permanent dans notre dispositif.

La relation $\overrightarrow{div} \vec{B} = 0$ permet de définir un potentiel vecteur magnétique \vec{A} tel que : $\vec{B} = \overrightarrow{rot} \vec{A}$

Pour l'analyse en 2D, \vec{A} ne comporte qu'une seule composante \vec{A}_z , et \vec{J} comporte la composante \vec{J}_z . Les deux entités peuvent être considérées comme scalaires ce qui simplifie le problème.

A partir de $\overrightarrow{\text{rot}}\vec{H} = \vec{J}$ et $\vec{B} = \mu\vec{H}$ nous aurons :

$$\overrightarrow{\text{rot}}\left(\frac{1}{\mu}\vec{B}\right) = \vec{J} \quad \text{IV.13}$$

On a $\vec{B} = \overrightarrow{\text{rot}}\vec{A}$, pour que \vec{A} soit totalement défini, il faut également fixer sa divergence. On ajoute alors la jauge de Coulomb $\text{div}\vec{A} = 0$. On obtient le système d'équations IV.14 suivant qui est la formulation adoptée par Ansoft maxwell en 2D:

$$\begin{cases} \overrightarrow{\text{rot}}\left(\frac{1}{\mu}\overrightarrow{\text{rot}}(\vec{A})\right) = \vec{J} \\ \text{div}\vec{A} = 0 \end{cases} \quad \text{IV.14}$$

En 2D, $\text{div}\vec{A} = 0$ est implicitement vérifiée.

En 3D, on considère la formulation en potentiel scalaire magnétique. Le champ magnétique contient trois composantes [69]:

$$\vec{H} = \vec{H}_p + \vec{H}_c + \text{div}\vec{\varphi}$$

Où φ est le potentiel scalaire magnétique, \vec{H}_p est une solution particulière obtenue en imposant des conditions aux limites données, et \vec{H}_c est le champ magnétique dû à un aimant permanent s'il existe dans le dispositif (il est nul dans notre cas).

Cette formulation présente beaucoup d'avantages [69]:

- Elle est moins gourmande en ressources de calcul grâce à l'utilisation du potentiel scalaire.
- Elle ne nécessite pas de jauge grâce à une excellente stabilité numérique.
- Elle présente une bonne précision.
- Elle permet de considérer plusieurs régions connexes.

IV.3.4.2. Le modèle magnétodynamique.

Ces modèles s'appliquent aux dispositifs électrotechniques dans lesquels les sources de courant ou de tension varient en fonction du temps.

De plus le terme $-\frac{\partial \vec{B}}{\partial t}$ n'étant plus nul, les champs magnétiques et électriques seront couplés par la présence de courants induits (courants de Foucault) [67].

Pour représenter l'état électromagnétique en un point, on doit alors recourir simultanément au potentiel vecteur magnétique \vec{A} résultant de $\text{div} \vec{B} = 0$, et au potentiel scalaire électrique V . En effet, le système s'écrit :

$$\begin{cases} \vec{B} = \overrightarrow{\text{rot}} \vec{A} \\ \overrightarrow{\text{rot}} \vec{E} = -\frac{\partial \vec{B}}{\partial t} \end{cases} \quad \text{IV.15}$$

Il en découle que :

$$\vec{E} + \frac{\partial \vec{A}}{\partial t} = -\overrightarrow{\text{grad}} V \quad \text{IV.16}$$

IL existe plusieurs formulations pour les modèles magnétodynamiques.

Dans le cas général, en 3D le logiciel Ansoft Maxwell utilise la formulation T-Ω [69].

La divergence nulle de la densité de courant \vec{J} , permet de définir un potentiel vecteur électrique \vec{T} tel que :

$$\vec{J} = \overrightarrow{\text{rot}} \vec{T} \quad \text{IV.17}$$

D'autre part $\overrightarrow{\text{rot}} \vec{H} = \vec{J} + \vec{J}_s$ permet de déduire un potentiel scalaire magnétique Ω tel que le champ magnétique s'écrit :

$$\vec{H} = \vec{T} - \overrightarrow{\text{grad}} \Omega \quad \text{IV.18}$$

En introduisant les équations relatives aux matériaux et les équations IV.15 et IV.16, nous aurons :

$$\begin{cases} \overrightarrow{\text{rot}} \left(\frac{1}{\mu} \text{rot } \vec{T} \right) + \sigma \frac{\partial \vec{T}}{\partial t} + \sigma \overrightarrow{\text{grad}} \Omega = \vec{j} \\ \text{div}(\varepsilon \overrightarrow{\text{grad}} \Omega) + \text{div} \left(\varepsilon \frac{\partial \vec{T}}{\partial t} \right) + \rho = 0 \end{cases} \quad \text{IV.19}$$

Ces dernières équations IV.19 supposent implicitement que \vec{B}_r soit nul, car elles ont trait aux matériaux ferromagnétiques conducteurs.

La densité des courants d'excitation \vec{j} qui alimentent le dispositif électrotechnique étudié doivent être connues afin de pouvoir traiter ce modèle.

La formulation T- Ω n'admet pas une solution unique. Il faut donc aussi imposer une condition de jauge qui est ici l'équivalent de la jauge de Coulomb $\text{div} \vec{T} = 0$.

L'intérêt de cette formulation réside dans :

- L'élimination des solutions non physiques.
- L'efficacité de calcul puisque dans les parties non conductrices, on utilise seulement le potentiel scalaire.
- La stabilité numérique.

IV.3.5. Principe de la méthode des éléments finis (MEF).

La méthode des éléments finis a été développée dans les années 60 par des mathématiciens pour être utilisée ensuite par les ingénieurs. Leur idée était de décrire le comportement global de pièces complexes par des fonctions de départ simple et paramétrées et ce, pour chaque zone du modèle (éléments). La méthode des éléments finis permet de résoudre numériquement les paramètres d'un système aussi complexe qu'il soit, pourvu que sa géométrie soit continue et obéit à des équations aux dérivées partielles. Elle permet de déterminer un champ scalaire ou vectoriel ou même tensoriel satisfaisant à ces équations, en tout point du domaine d'étude et à tout instant, tout en respectant les conditions aux limites et la nature des matériaux.

La MEF repose sur la discrétisation du domaine à étudier selon un maillage. Il existe différents types de maillages, carré ou triangulaire pour les structures 2D (mais rien n'interdit de choisir des maillages plus complexes).

Pour les structures en 3D, on utilise des tétraèdres, des prismes ou des hexaèdres

Il n'est pas nécessaire que le maillage soit régulier et l'on a tendance à resserrer le maillage près des endroits d'intérêt (par exemple aux endroits où l'on pense que la solution va beaucoup varier). Plus ce maillage est resserré, plus la solution que l'on obtient par la méthode des éléments finis sera précise et proche de la « vraie » solution de l'équation aux dérivés partielles[[http://fr.wikipedia.org/wiki/méthode des éléments finis](http://fr.wikipedia.org/wiki/méthode_des_éléments_finis)].

IV.4.1 Analyse préliminaire du MRV par Rmxprt.

La figure (IV.1) montre l'évolution des flux en fonction des courants, pour différentes positions du rotor. A la position d'opposition la caractéristique est linéaire parce que dans ce cas c'est la reluctance de l'entrefer qui est importante. A la position de conjonction la caractéristique est similaire à celle du matériau magnétique puisque cette fois l'entrefer est très réduit.

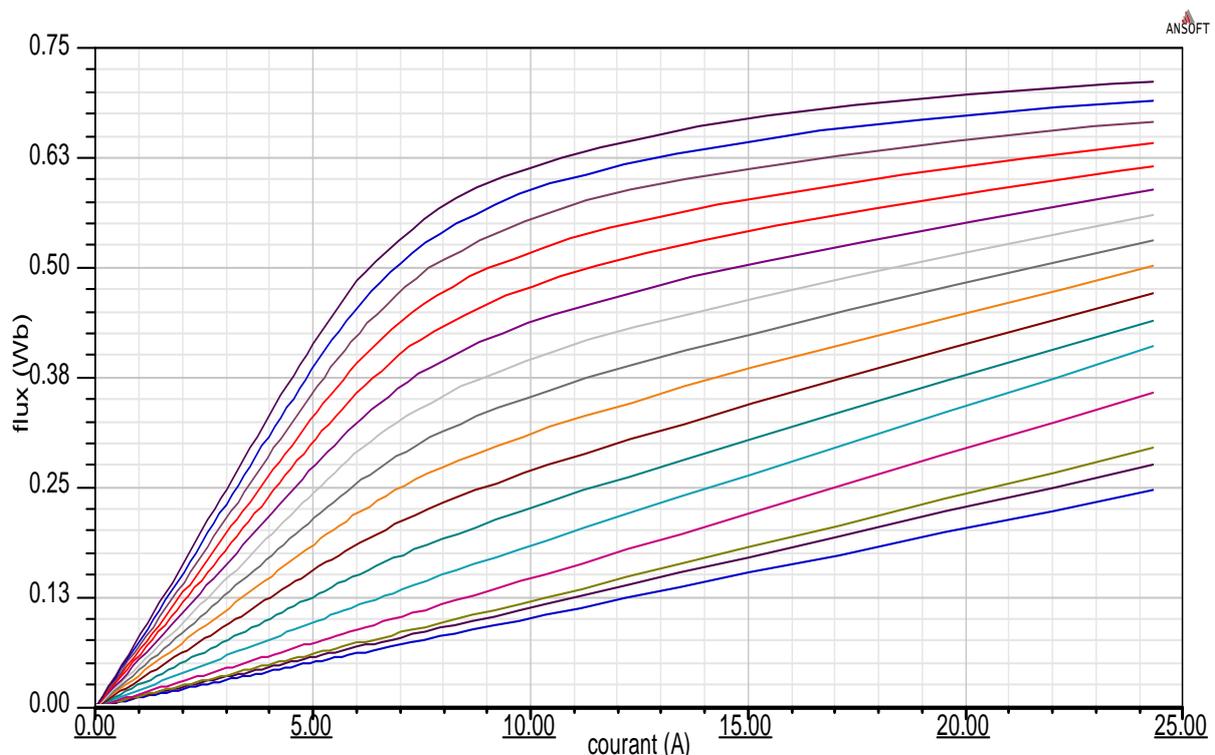


Figure IV.1 Courbes d'aimantation en fonction de la position par Rmxprt.

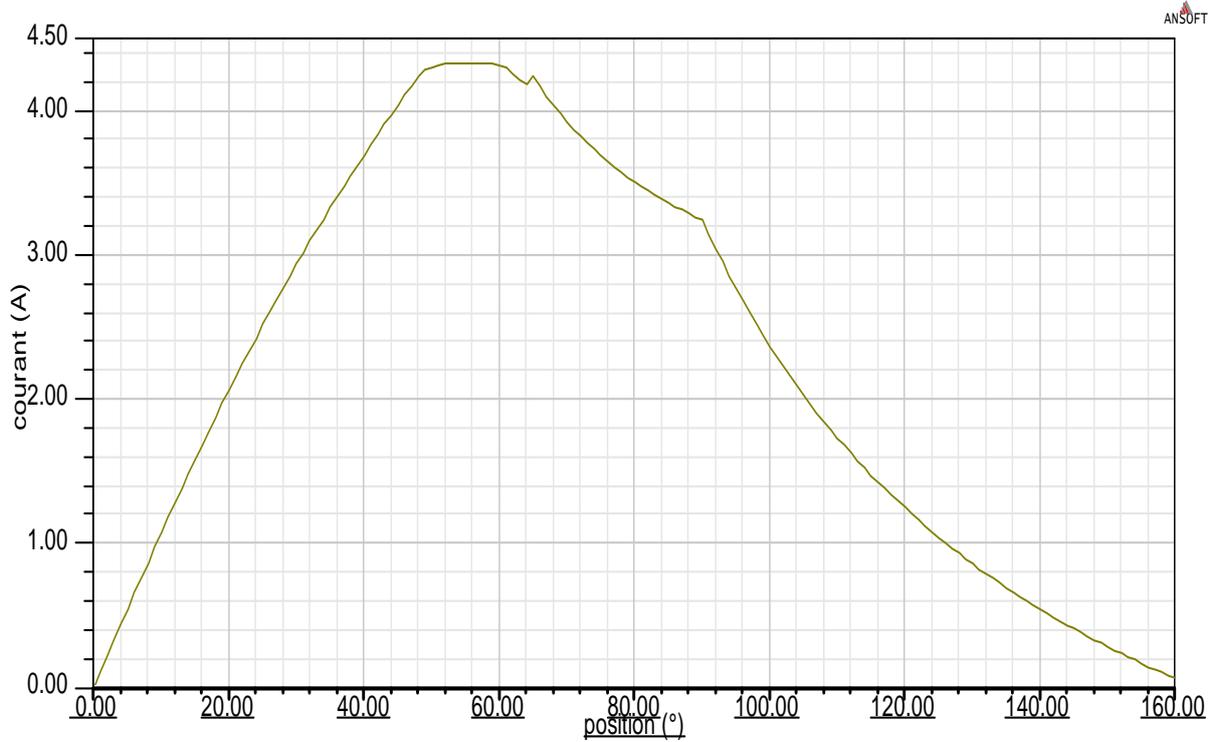


Figure IV.2. Forme du courant du MRV par Rmxprt.

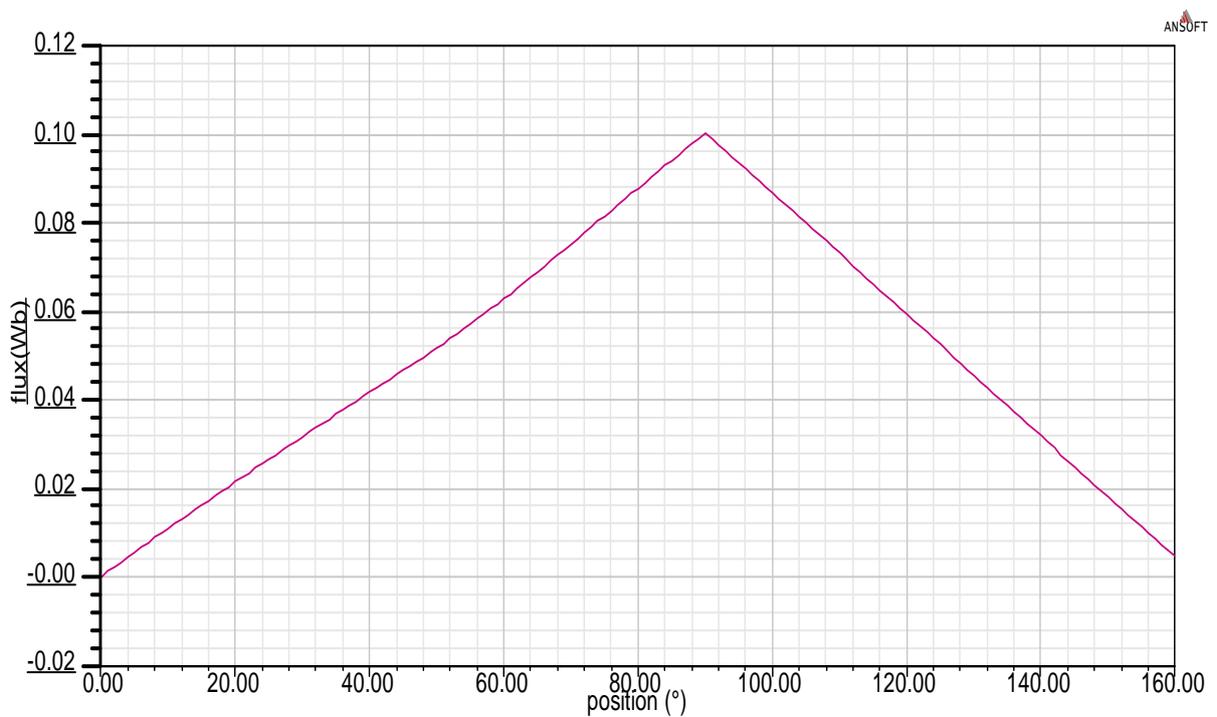


Figure IV.3. Forme du flux de couplage par Rmxprt.

L'analyse préliminaire du MRV par le module Rmxprt permet de déduire certaines caractéristiques du MRV afin de générer ensuite le modèle en 2D et en 3D.

Avant la position d'opposition le courant du MRV (figure IV.2) présente une linéarité probablement due à la reluctance élevée de l'entrefer (qui est ici la distance entre la dent statorique et rotorique).

Le courant est pulsé ce qui influe directement sur le couple.

Le flux magnétique au niveau de la dent est croissant tout au long de la durée d'alimentation puis il décroît jusqu'à s'annuler (figure IV.3).

Les résultats obtenues seront plus tard comparés à ceux donnés par le modèle que nous avons établi.

IV.4.2. Analyse du MRV par la MEF en 2D.

L'étude en 2D va se faire pour le cas magnétostatique et le cas magnétodynamique.

IV.4.2.1. Etude magnétostatique du MRV.

Dans ce cas nous supposons que le courant dans les bobines est constant et que le rotor est stationnaire. Le couple du moteur dépendra alors seulement du degré de saturation du circuit magnétique.

IV.4.2.1.1. Les conditions aux limites.

Les conditions aux limites du domaine d'étude peuvent être de trois types :

Condition de Dirichlet : La valeur du potentiel vecteur constante. Le cas particulier $\vec{A} = \vec{0}$ peut être utilisé parce que la frontière se trouve à l'extérieur d'un tube de flux canalisé par le matériau ferromagnétique. Le trajet du flux est tangent au contour sur lequel est imposée cette condition .

Condition de Neumann : La dérivée du potentiel par rapport à la normale du contour spécifié est constante. Le cas particulier de $\frac{\partial \vec{A}}{\partial n} = \vec{0}$ peut être utilisé au niveau des plans de symétrie ou pour une interface avec un matériau de perméabilité infini. Le trajet du flux est perpendiculaire au contour. On peut imposer cette condition s'il y a une symétrie miroir

géométrique et électrique. (Cette condition n'est pas applicable pour le modèle que nous avons choisi).

Condition cyclique ou anticyclique : Seule une partie du système est représentée, le reste se déduit par symétrie axiale. L'une des conditions $\vec{A} = \mp \vec{A}$ est alors imposée.

La symétrie du MRV permet de faire l'étude sur la moitié de la machine. Cela est possible grâce à l'imposition des conditions aux limites montrées sur la figure IV.4.

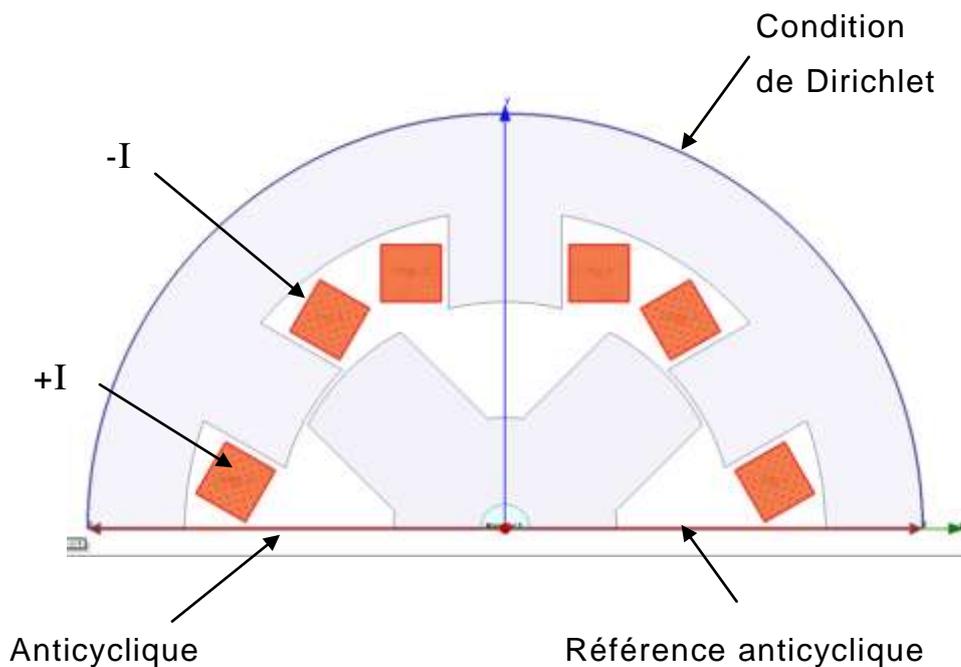


Figure IV.4. Conditions aux limites et excitations imposées au MRV.

IV.4.2.1.2. Le choix du maillage.

Le maillage choisit pour l'analyse du MRV est un maillage non structuré pouvant s'adapter à la géométrie courbée du MRV. Plusieurs tâtonnements ont été nécessaires afin de parvenir à une solution satisfaisante.

La figure IV.5 montre trois maillages de finesses différentes et leurs solutions correspondantes en régime magnétostatique.

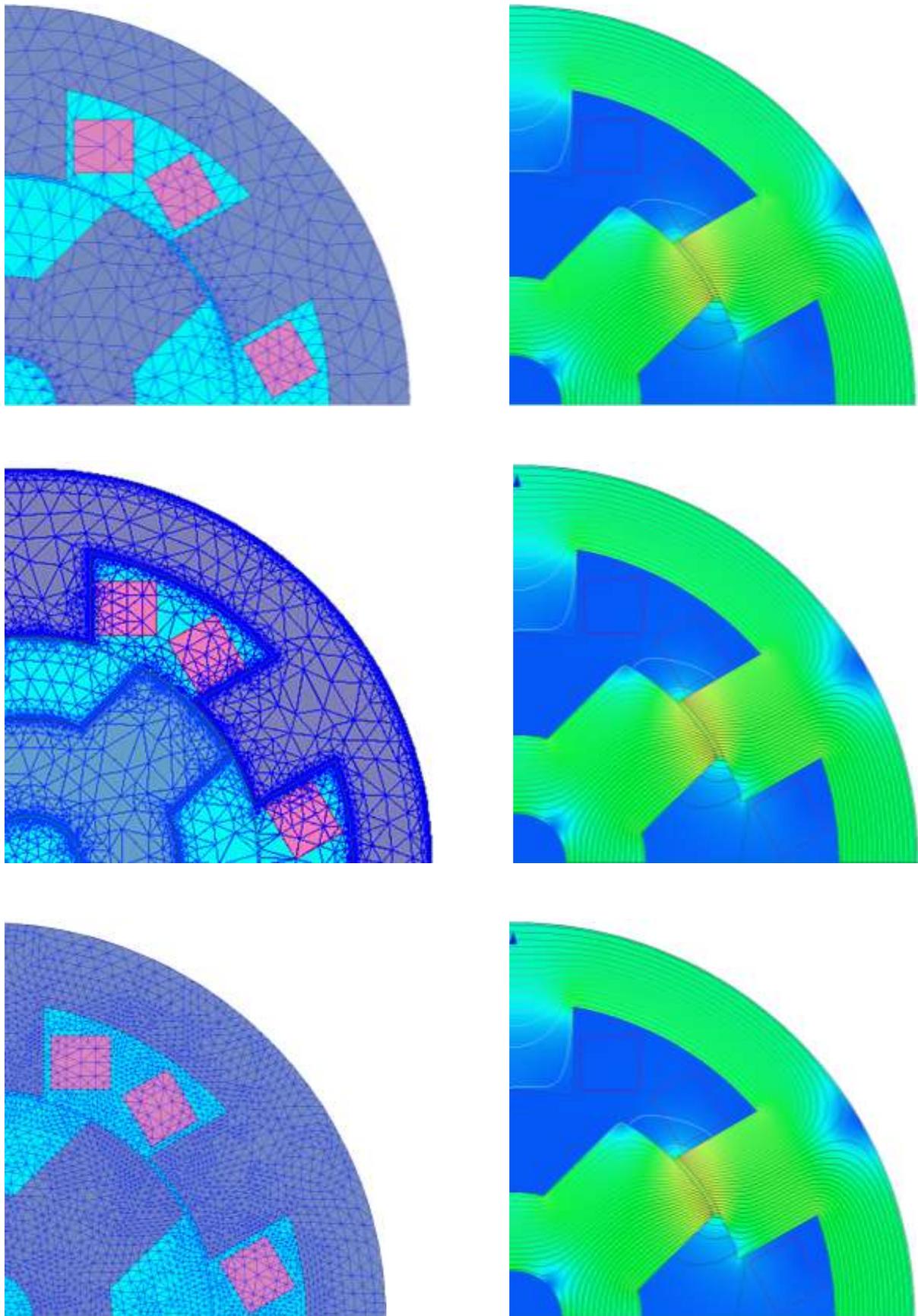


Figure IV.5. Différents maillages et leurs lignes de flux et induction.

Le maillage n°1 comporte 5414 éléments et donne des résultats en un temps de calcul très court de 15 secondes, cependant les lignes équipotentiels sont cassées ce qui engendre une perte d'information.

Le maillage n°2 est plus serré surtout au niveau des parties intéressantes tel que les bords et l'entrefer. Il est composé de 55030 éléments et sa durée de calcul est de 2minutes et 35 secondes. Les lignes de champs et la répartition de l'induction sont plus fluides et donc plus précises que le premier. Le troisième maillage est serré dans toutes les régions de la machine avec 95730 éléments. Il donne presque les mêmes résultats que le deuxième maillage, mais en une durée plus élevée de 4minutes et 33 secondes; Il est donc plus couteux. Nous avons choisis le maillage n°2 pour son compromis temps-précision. Le maillage choisis est un maillage préliminaire et Ansoft Maxwell réadapte à chaque itération ce maillage pour une meilleure convergence.

IV.4.2.1.3. Résultats de l'étude magnétostatique.

Nous avons analysé le MRV pour les positions d'opposition et de conjonction et pour deux positions avant et après la conjonction. Les répartitions des flux et des inductions ont donné les figures IV.6 à IV.9.

Nous avons intentionnellement visualisé la totalité de la machine afin d'appuyer l'hypothèse de la symétrie précédemment établie.

Les lignes de flux représentées permettent de valider les chemins de flux préalablement choisis dans la méthode des réseaux de reluctances.

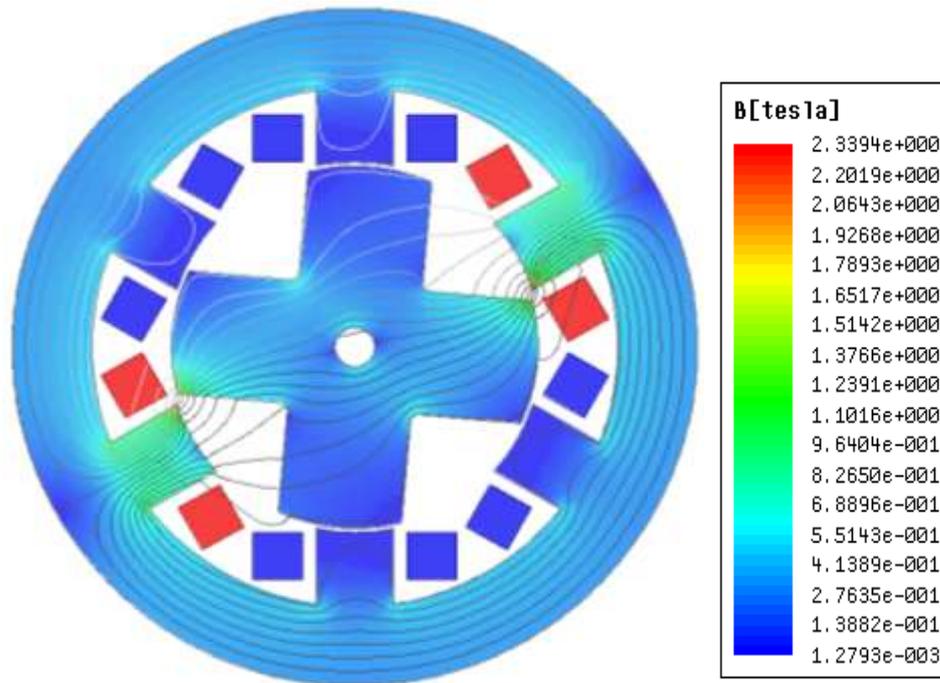


Figure IV.6. Répartition de l'induction magnétique et lignes de flux dans le MRV A -10° Avant position d'opposition.

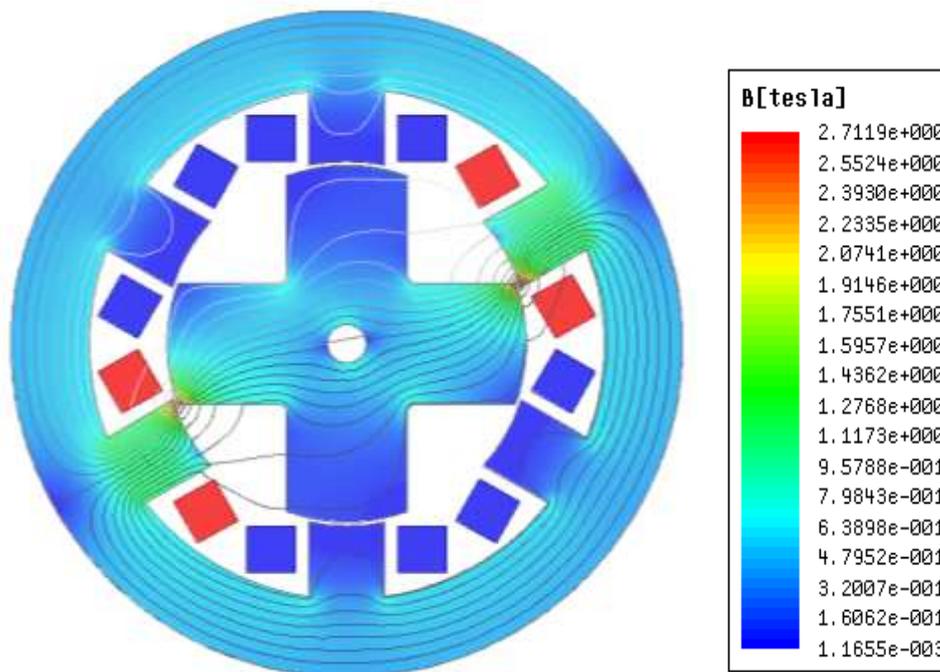


Figure IV.7. Répartition de l'induction magnétique et lignes de flux dans le MRV à la position d'opposition (0°).

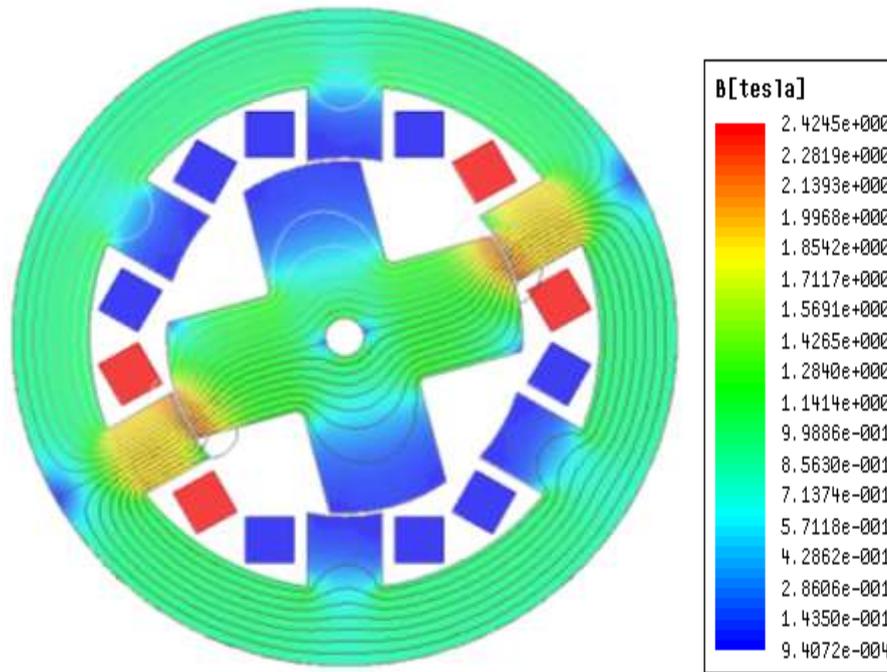


Figure IV.8. Répartition de l'induction magnétique et lignes de flux dans le MRV à 15° après la position d'opposition.

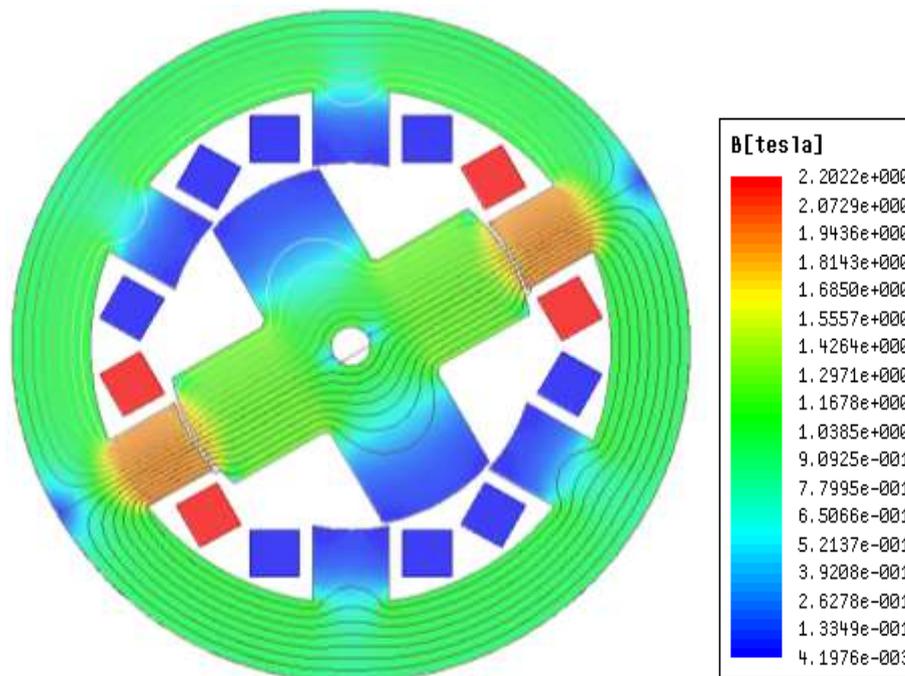


Figure IV.9. Répartition de l'induction magnétique et lignes de flux dans le MRV-à la position de conjonction (30°).

Les résultats obtenus montrent une variation de la répartition de l'induction et des lignes de flux selon la position du rotor. Pour la position de -10° (figure IV.6) la machine est peu saturée l'induction atteint 2.3 Tesla pour les dents statoriques et présente des points de saturation au niveau des coins de dent. Pour la position d'opposition de 0° (figure IV.7), Les flux de fuite sont importants. Au fur et à mesure que le rotor s'approche de la dent statorique (figure IV.8), celle-ci se sature car la reluctance de l'entrefer diminue. A la position de conjonction (figure IV.9) toutes les lignes de flux passent par le circuit magnétique et les flux de fuites sont pratiquement nuls. Nous avons constaté que le couple réactant est d'autant plus élevé que le rotor est éloigné.

De plus le MRV présente une symétrie magnétique qui pourra simplifier l'étude plus tard.

IV.4.2.2. Analyse magnétodynamique par la MEF.

Nous allons faire une étude magnétodynamique du MRV pour deux régimes de fonctionnement; le régime permanent et le régime transitoire (de démarrage). Les mêmes conditions aux frontières précédentes seront considérées et le même maillage. Cependant dans ce cas il faut prendre en compte le mouvement du rotor.

IV.4.2.2.1. Prise en considération du mouvement.

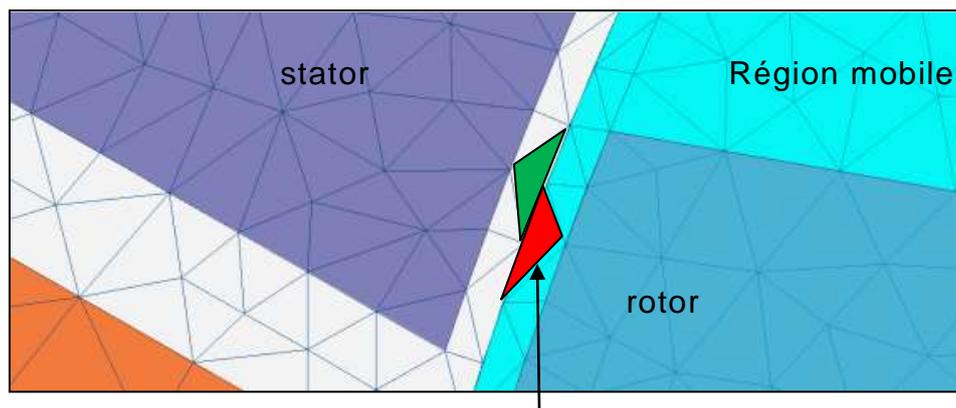
Lors du mouvement du rotor deux référentiels sont utilisés ; l'un est lié à la partie fixe et l'autre à la partie mobile. le maillage de la partie mobile pourra se faire de trois manières différentes, à savoir:

Le Remaillage qui consiste à redessiner le rotor dans chacune des positions considérées par rapport au stator et de mailler l'ensemble autant de fois que nécessaire. Cette opération est coûteuse en temps de calcul pour les géométries complexes.

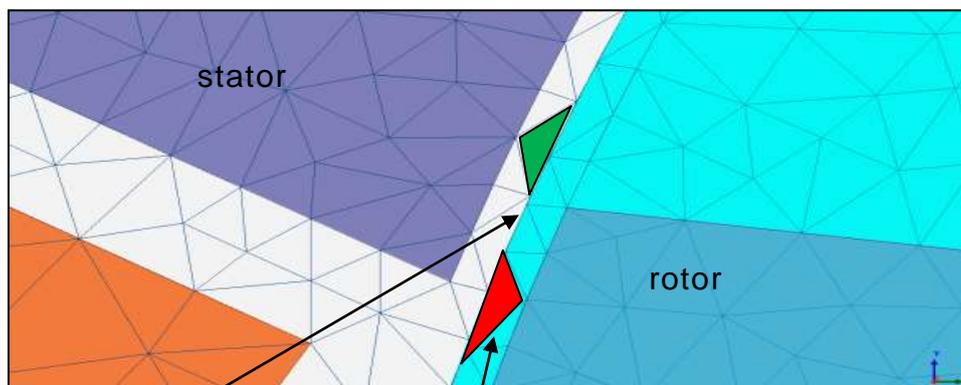
La déformation du maillage qui améliore la technique précédente en définissant une bande de roulement dans l'entrefer sur laquelle s'appuie le maillage du rotor d'un côté, et le maillage du stator de l'autre côté. Lorsque le rotor se déplace d'un faible angle, les triangles de cette bande sont

déformés, et lorsque le déplacement du rotor est plus important, les indices des nœuds de cette bande sont décalés.

La ligne de glissement qui consiste à insérer dans l'entrefer un contour fermé s'appuyant sur un cercle, sur lequel le rotor se déplace. Le maillage du stator et du rotor sont alors reliés par cette ligne. Il s'agit de faire coïncider les deux maillages lors du mouvement du rotor. Cette technique suppose un maillage régulier de l'entrefer qui doit être réalisé avec des segments de longueur identique. Dans ce procédé, le temps de simulation est considérablement allégé par rapport à la technique du remaillage.



Element N°1 à la position 1



Ligne de glissement

Element N°1 à la position 2

Figure IV.10. Déplacement du maillage de la région mobile lors du mouvement

L'outil que nous avons utilisé permet de concevoir des systèmes dont les éléments sont en mouvement les uns par rapport aux autres en incluant la fonctionnalité ligne de glissement qui est une région contenant tous les éléments mobiles, ici le rotor. La figure IV.10 montre les maillages de deux positions successives lors du déplacement du rotor.

Le maillage de la région mobile (figure IV.10) se déplace avec elle. Les éléments périphériques du maillage restent en contact avec la ligne de glissement. Par exemple l'élément n°1 (en rouge sur la figure IV.10) passe de la position 1 à la position 2 et reste solidaire et fixe par rapport au rotor. Le maillage de la région mobile se déplace ainsi sur la ligne de glissement pour toutes les positions du rotor.

IV.4.2.2.2. Etude du régime permanent.

Le régime permanent consiste à imposer une vitesse constante au rotor. Nous avons choisi entre autres la valeur de 1500tr/min. Les figures IV.11 à IV.12 montrent la répartition des lignes de flux et la répartition de l'induction aux positions -10° , 0° , 15° et 30° successivement.

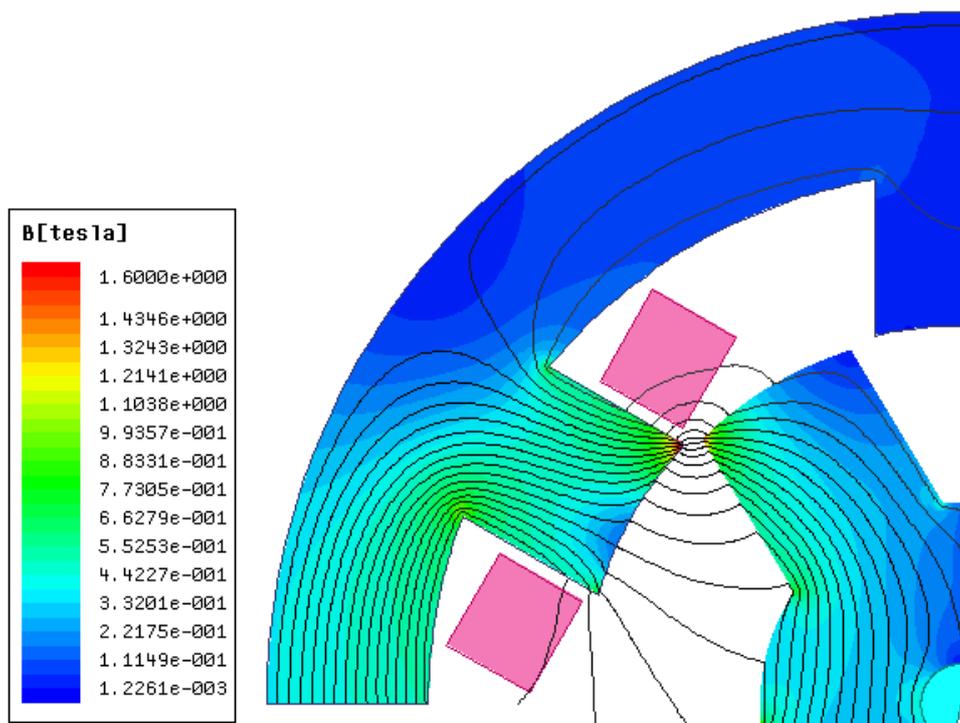


Figure IV.11. Répartition des flux et induction à -10° .

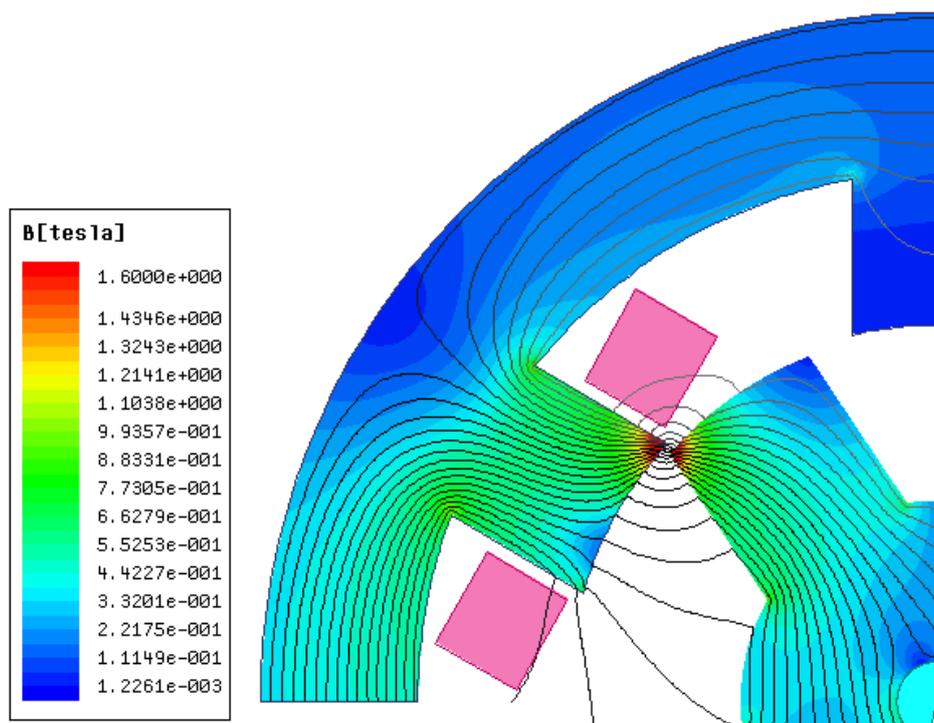


Figure IV.12. Répartition des flux et induction à 0° .

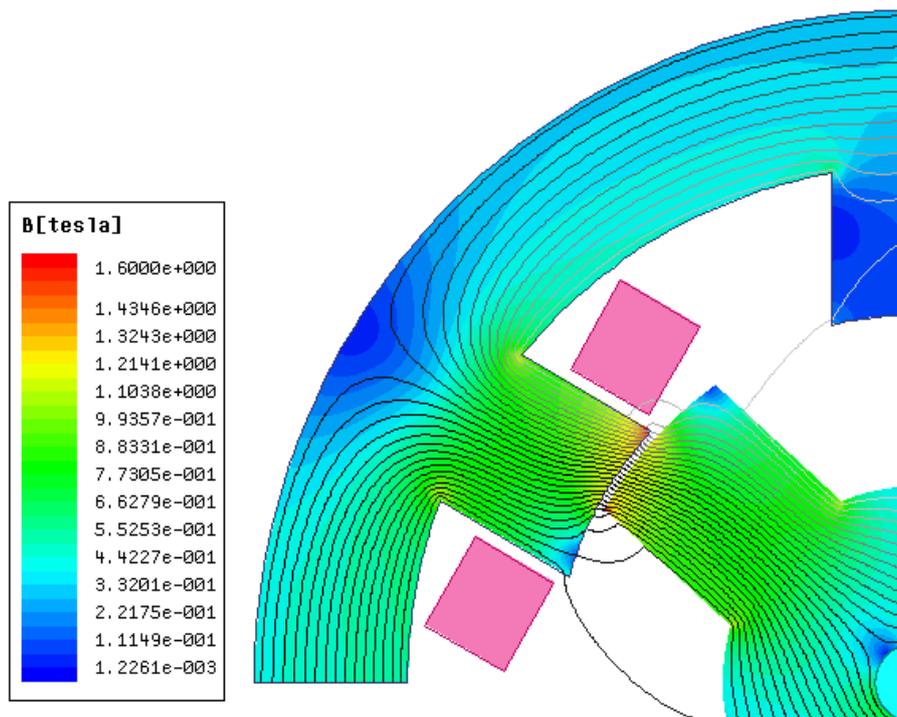


Figure IV.13. . Répartition des flux et induction à +10°.

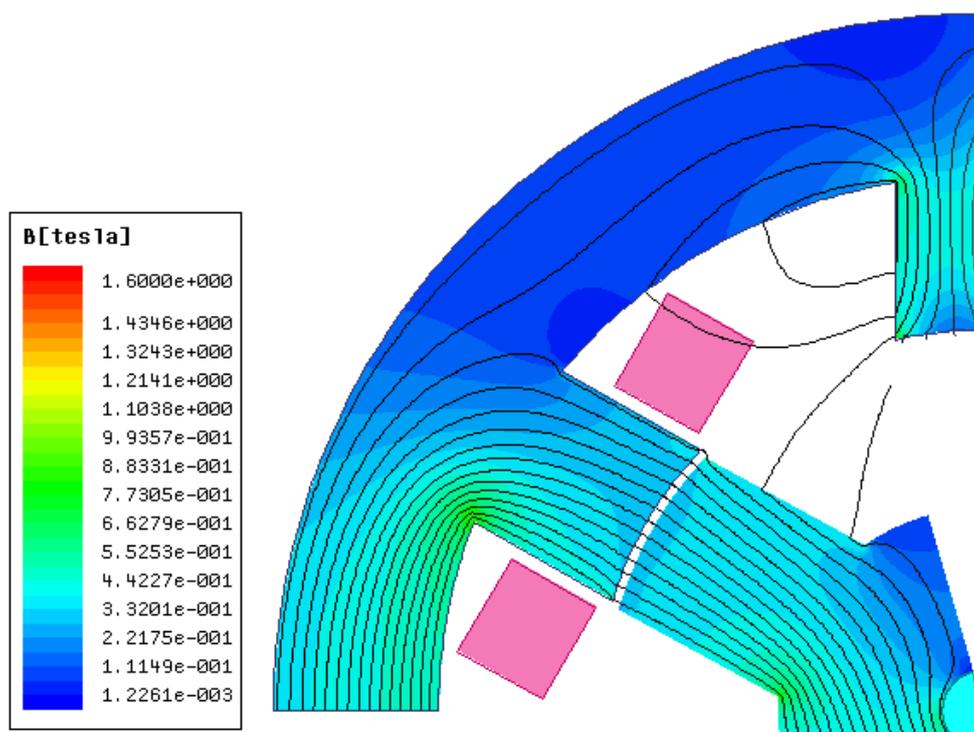


Figure IV.14. Répartition des flux et induction à 30°.

La répartition des lignes de flux et de l'induction varient de la même manière que pour le régime magnétostatique.

Mais contrairement à l'étude magnétostatique le courant ici n'est pas constant et dépend de la position du rotor. Sa valeur maximale est atteinte à la position d'empiètement (vers 1°). La figure IV.15 montre l'allure du courant de phase.

Le courant de la phase commence à s'établir d'une manière linéaire jusqu'à atteindre la position d'empiètement des deux dents. Il commence ensuite à décroître jusqu'à l'alignement complet et l'extinction de la tension. Le courant s'écoule ensuite rapidement jusqu'à s'annuler. Dans cette dernière étape, la phase suivante est alimentée il est donc préférable d'annuler rapidement ce courant ; d'où l'idée d'inverser la tension, qui est dans ce cas assurée par le circuit de commande.

Le couple étant l'image du courant il se comportera de la même manière que ce dernier en fonction de la position.

Il est à constater ici que le couple total ne s'annule pas parce que le mouvement dû à une dent statorique est « rattrapé » par celui de la bobine suivante. Il a un caractère pulsé qui peut engendrer du bruit acoustique. Nous pouvons donc faire un choix adéquat des angles de commutation afin de diminuer les pulsations du couple comme mentionné dans le chapitre précédent.

Le flux magnétique (figure IV.17) augmente linéairement jusqu'à la position d'extinction. Le flux dans la dent principale garde un caractère linéaire dû à l'entrefer qui est fortement denté.

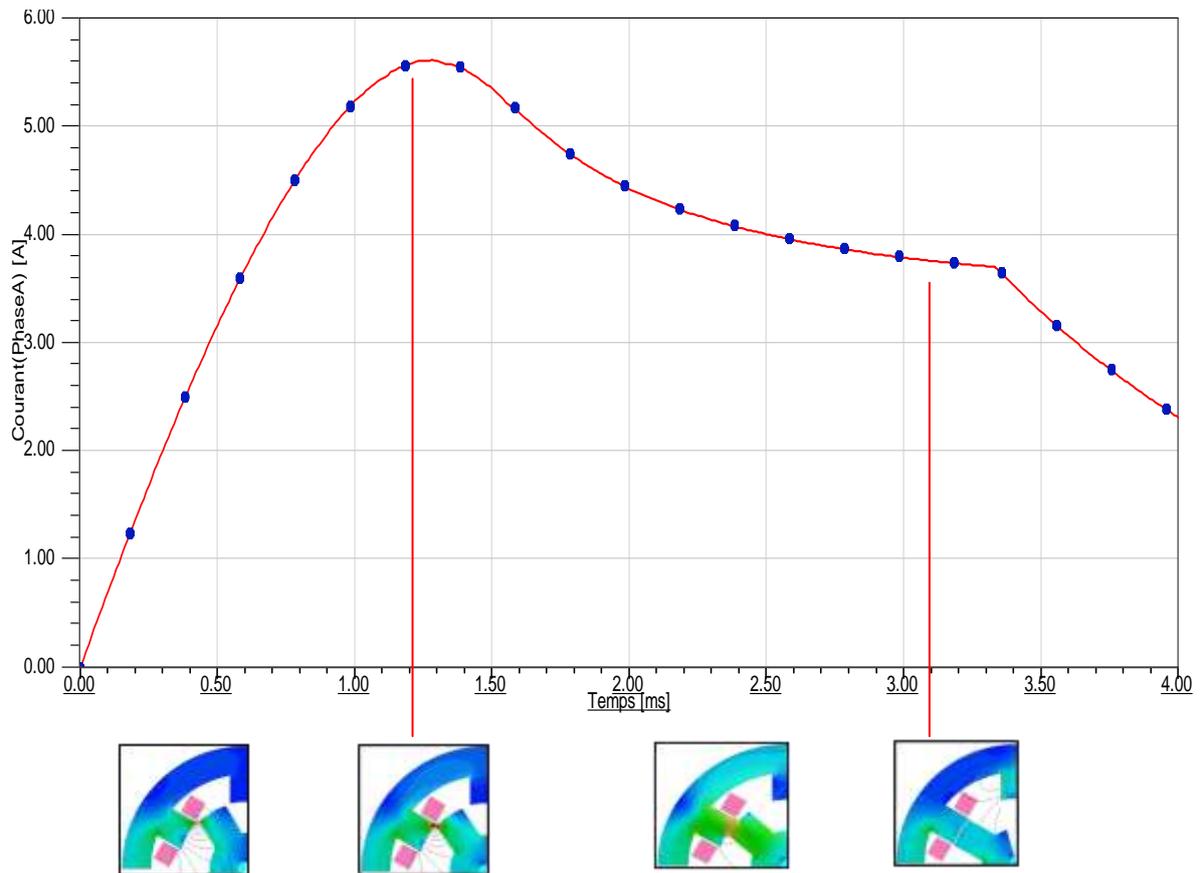


Figure IV.15. Forme du courant instantané d'une phase.

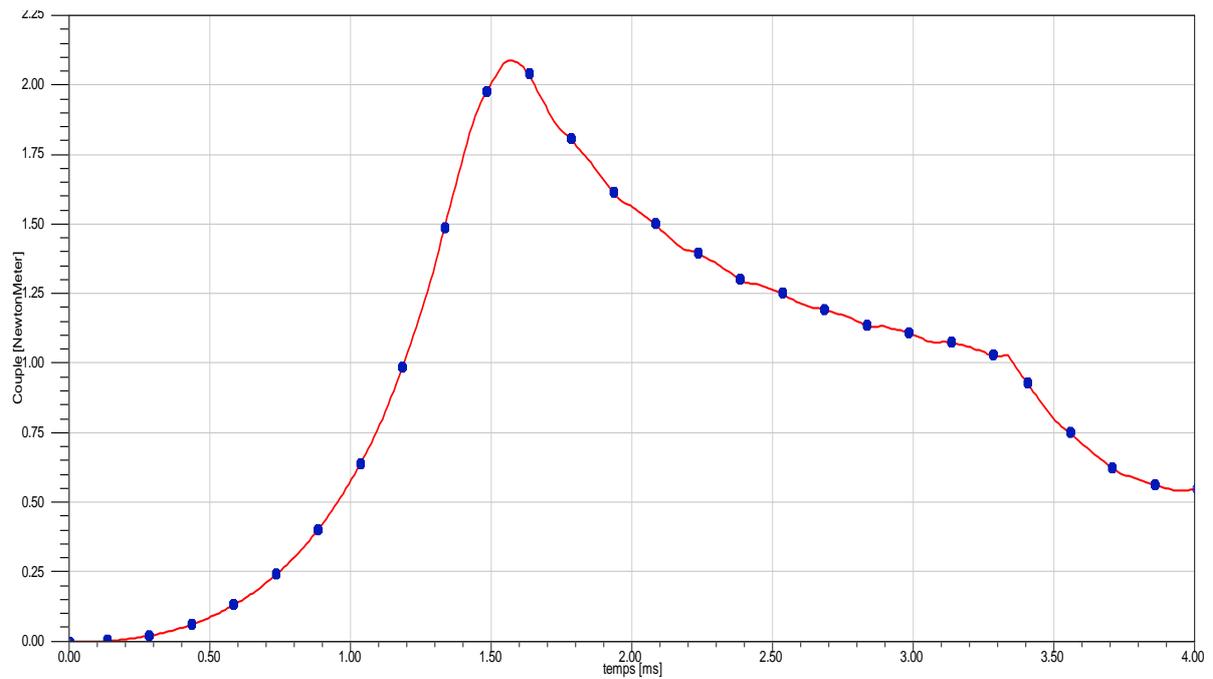


Figure IV.16. Forme du couple instantané d'une phase.

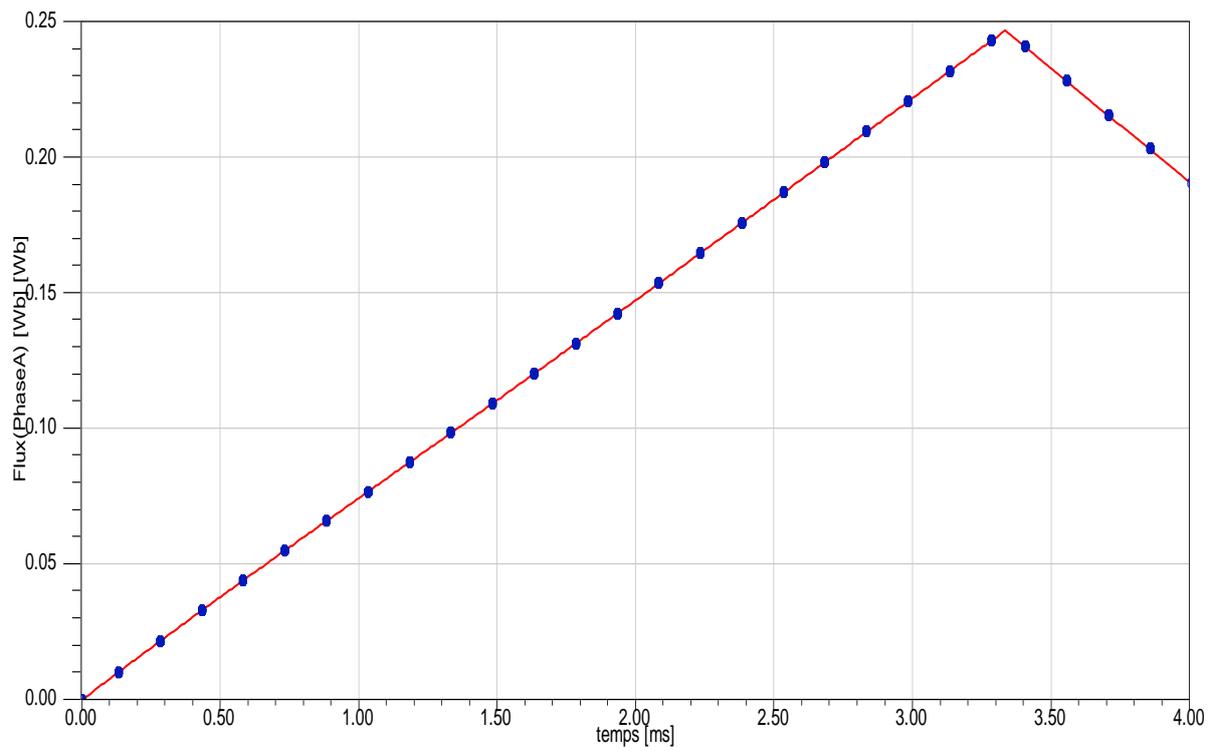


Figure IV.17. Forme de l'induction magnétique instantanée d'une phase.

IV.4.2.2.3. Etude du régime transitoire de démarrage.

Dans ce cas les caractéristiques mécaniques du rotor sont prises en considération lors de son mouvement. Ces paramètres sont le moment d'inertie, le couple de charge et la vitesse initiale. Pour simplifier nous allons faire l'étude pour un MRV à vide.

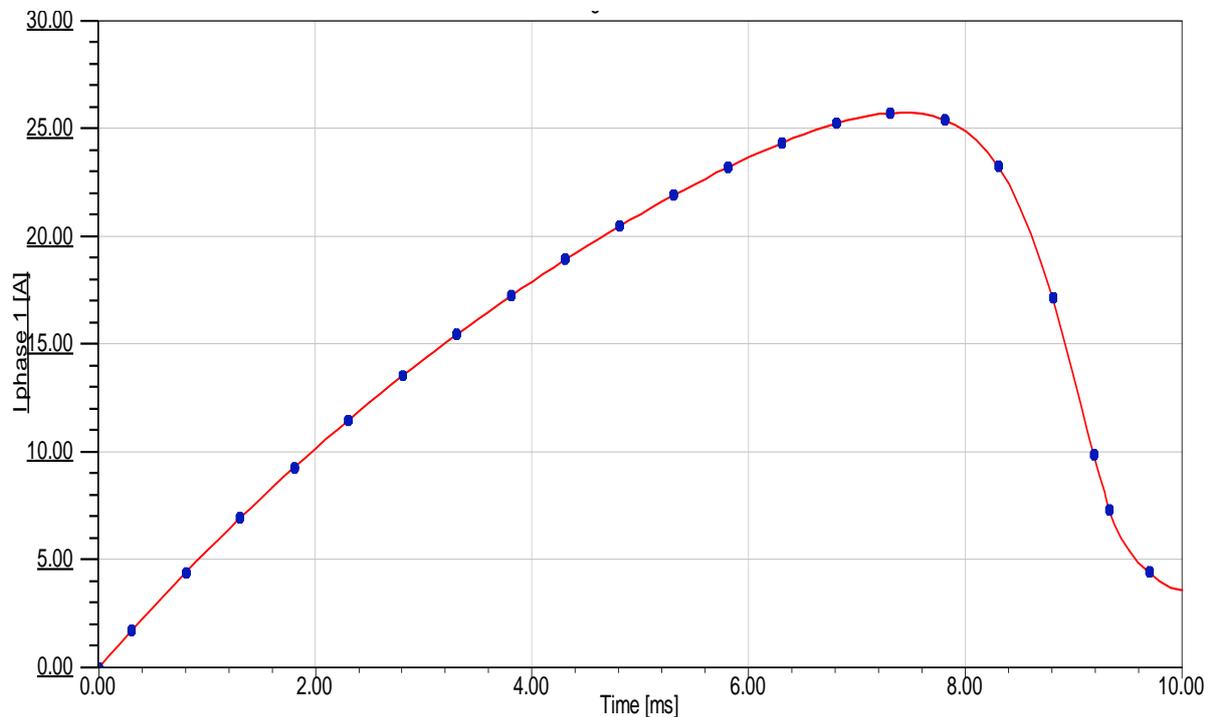


Figure IV.18. Forme du courant instantané au démarrage.

Le courant de la première phase alimentée (figure IV.18) est très élevé (près de 4 fois la valeur du courant permanent).

Le couple du MRV au démarrage (figure IV.19) est très élevé lui aussi et présente des pulsations qui peuvent perturber le mouvement du rotor et être source de bruit.

La vitesse (figure IV.20) quand à elle, augmente rapidement pour atteindre une valeur finale de 2400tr/min au bout de 30 ms environ. Elle présente elle aussi des fluctuations.

Nous pouvons déduire que le courant de démarrage du MRV est élevé mais concerne seulement la première phase.

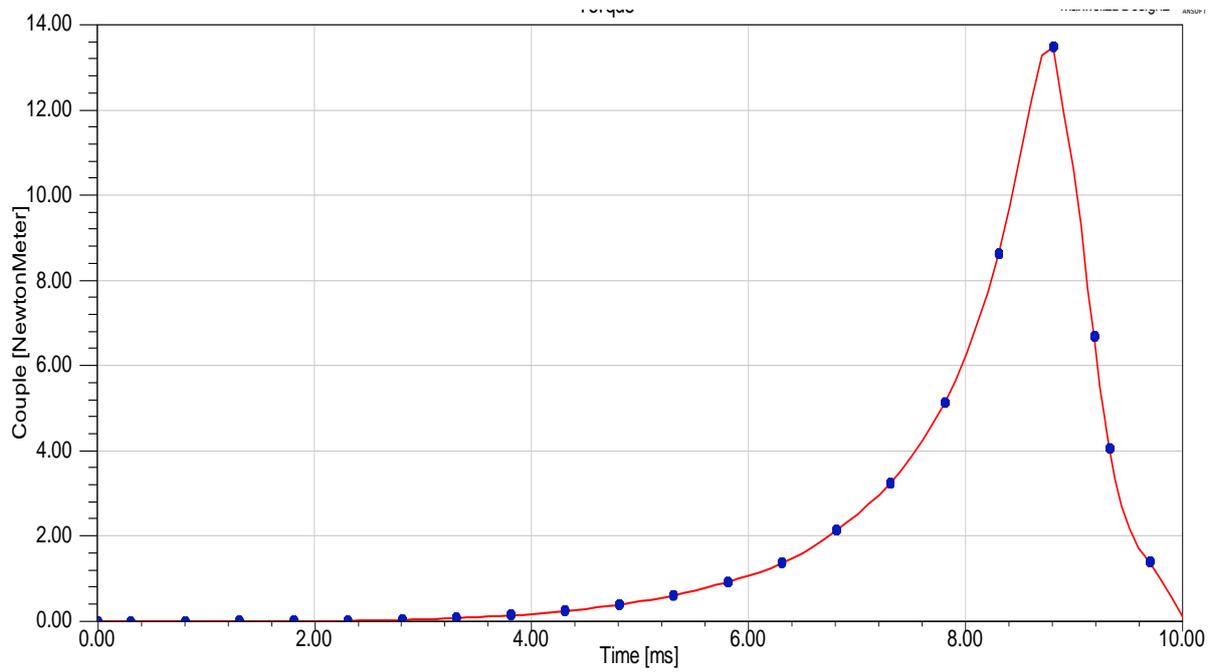


Figure IV.19. Forme du couple instantané au démarrage du MRV.

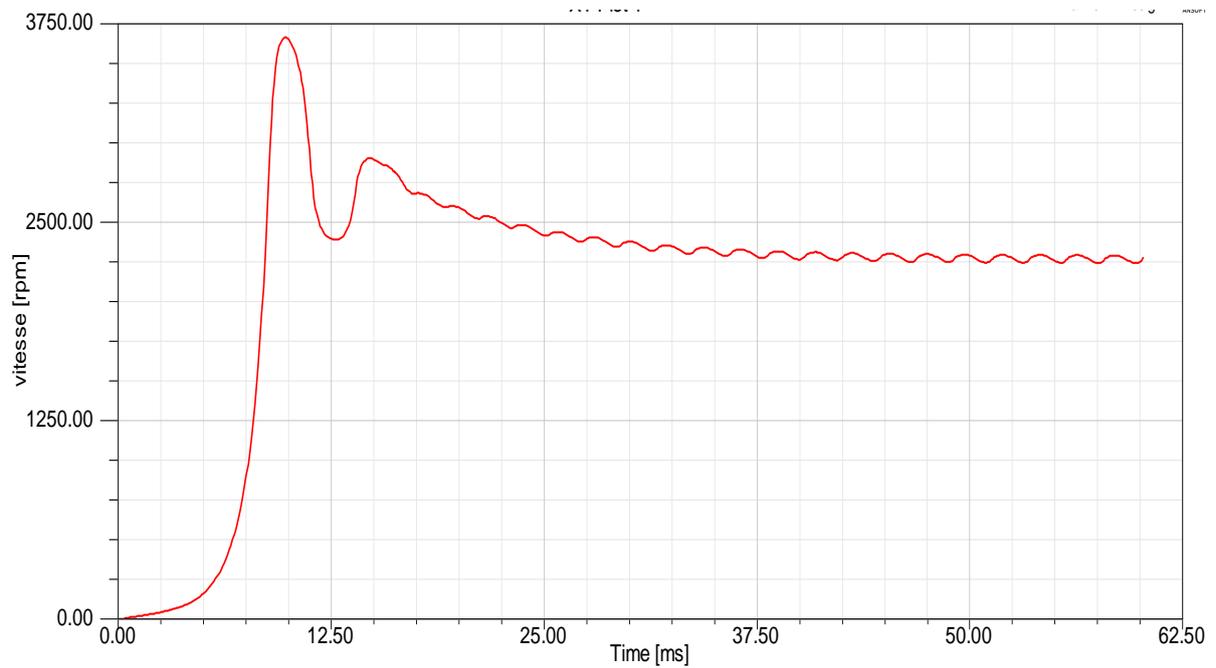


Figure IV.20. Vitesse du MRV au démarrage du MRV.

IV.4.3. Analyse du MRV par la MEF en 3D.

L'analyse par la MEF en 3D va permettre de prendre en considération l'effet des extrémités. En 3D le nombre de nœuds est très élevé et le choix du bon maillage est crucial pour minimiser le temps de calcul.

Après avoir effectué plusieurs tâtonnements, nous avons choisis un maillage plus fin aux parties à grand intérêt comme les extrémités, les dents et l'entrefer. La figure IV.21. Montre le maillage optimal qui sera adopté pour l'étude 3D. Il faut remarquer ici que c'est un maillage préliminaire et qui sera sujet à une réadaptation par l'outil de calcul ; ce qui donne une idée sur le temps de calcul élevé que durera la simulation en 3D.

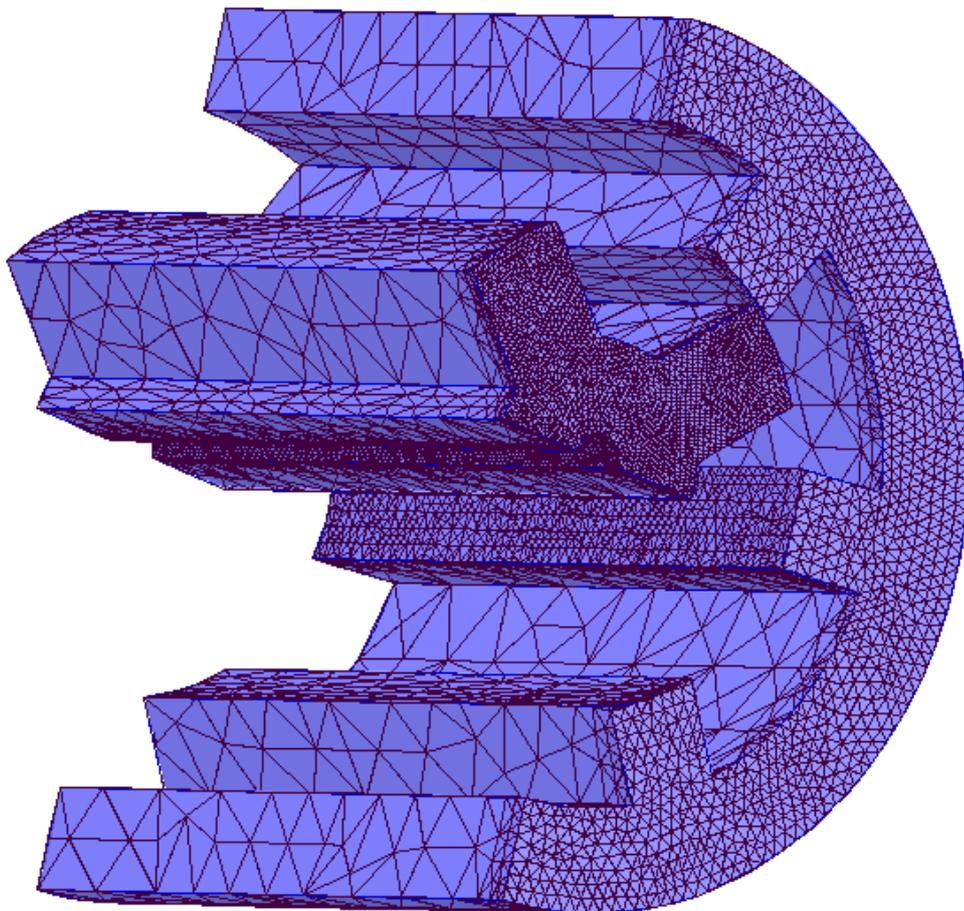


Figure IV.21. Le maillage choisis pour le stator et le rotor.

IV.4.3.1. Etude magnéto-statique du MRV en 3D.

Comme pour le cas 2D le système est stationnaire et invariant dans le temps. La répartition de l'induction magnétique au stator pour la position d'opposition est donnée par la figure IV.22 ainsi que le sens du champ dans la dent excitée. La répartition de l'induction magnétique pour la position d'opposition est donnée par la figure IV.22. et pour la position d'empatement par la figure IV.23.

Nous avons remarqué que la répartition de l'induction dans le plan transversal sur toute la longueur de la machine est la même que celle en 2D, par contre à l'extrémité, le coin de la dent est plus saturé par rapport au reste de la machine. Les lignes de champs sont notamment déviées du plan transversal à l'extrémité de la machine.

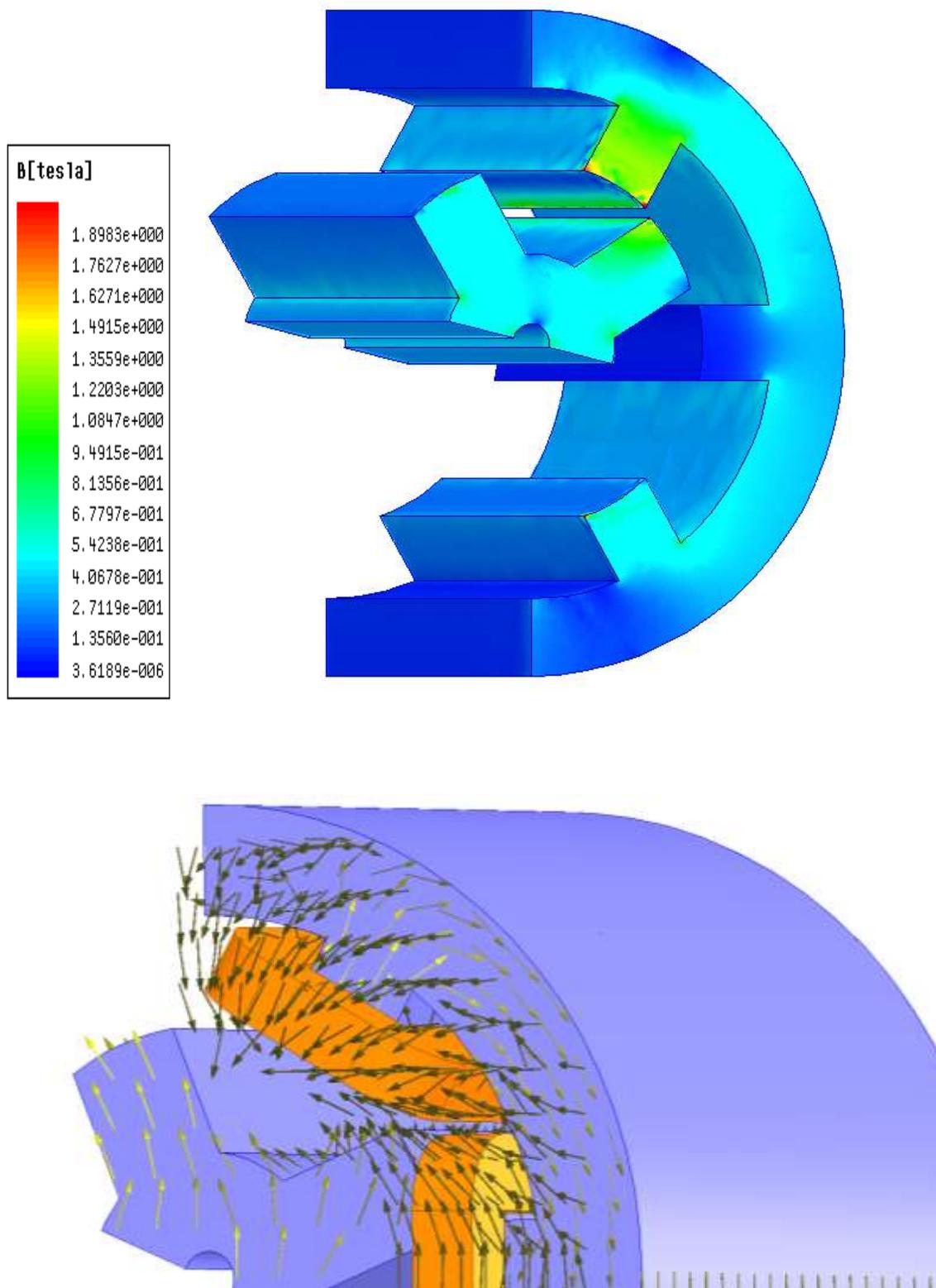


Figure IV.22. Répartition de l'induction magnétique et champ magnétique pour la position d'opposition.

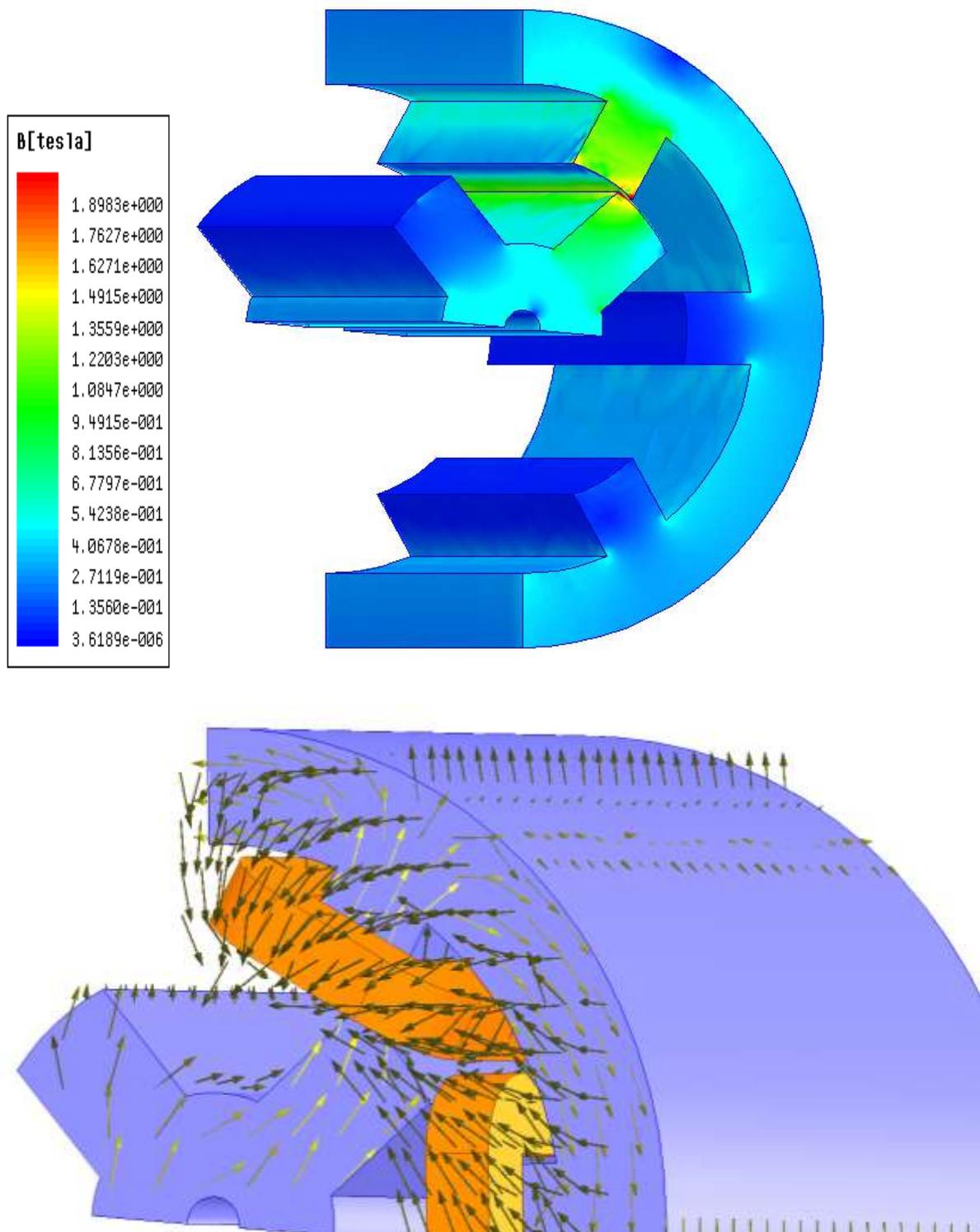


Figure IV.23. Répartition de l'induction magnétique et champ magnétique pour la position d'empiétement.

IV.4.3.2. Etude magnétodynamique du MRV en 3D.

De la même manière que pour l'analyse 2D, l'étude en 3D comporte le régime permanent et le régime transitoire de démarrage.

IV.4.3.2.1. Etude magnétodynamique en régime permanent.

Les figures IV.24, IV.25 et IV.26 donnent respectivement les courants, les couples et les flux pour les deux cas en 2D et en 3D et montrent clairement l'effet des extrémités sur les valeurs de ses grandeurs.

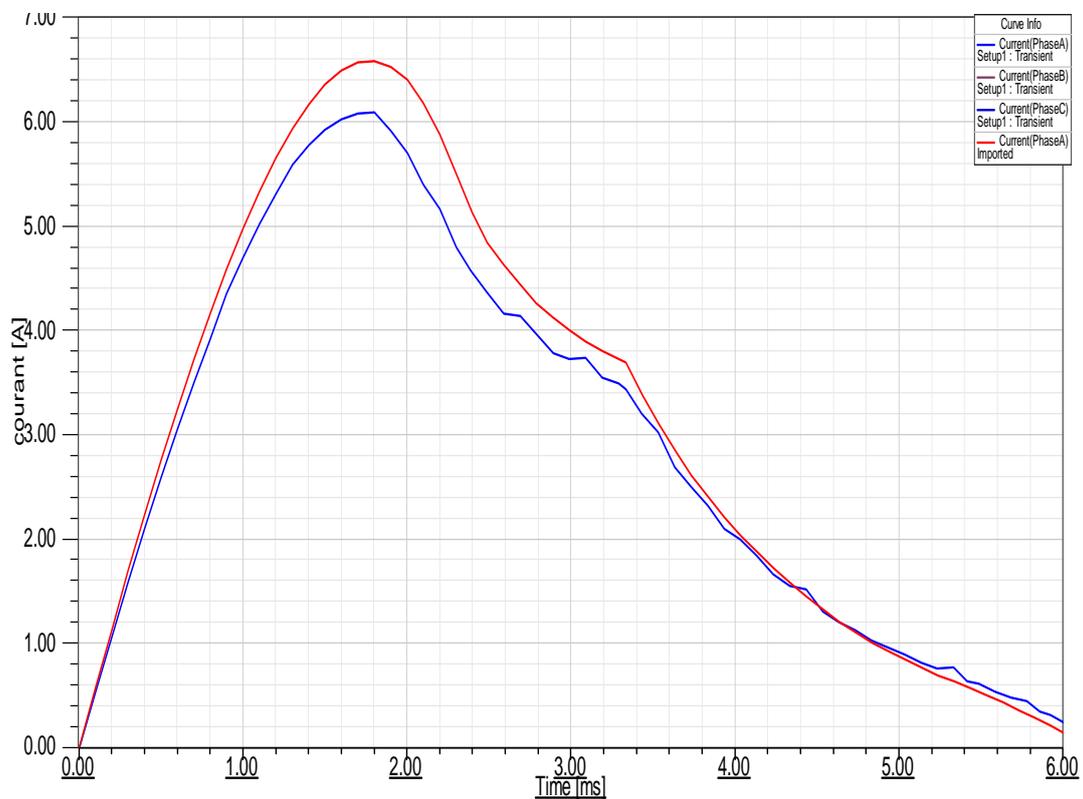


Figure IV.24. Courants de phase pour l'étude en 2D et en 3D.

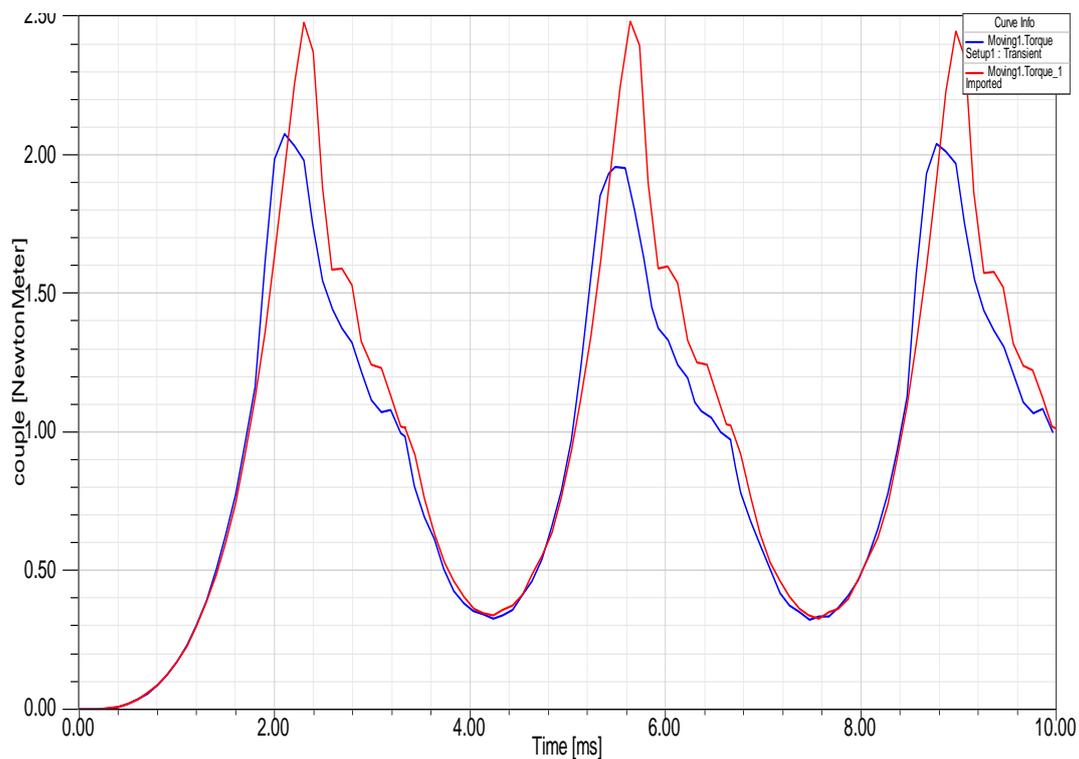


Figure IV.25. Couples instantané pour l'étude en 2D et en 3D.

L'effet d'extrémité engendre une légère diminution de la valeur du champ moyen dans la dent statorique et par conséquent les valeurs du couple (figure IV.25) et du courant (figure IV.24) par rapport à l'étude en 2D. L'effet d'extrémité n'est donc pas très important puisqu' on étudie un MRV dont la longueur est très importante par rapport à son diamètre.

L'étude en 2D est donc suffisante pour l'étude du comportement électromagnétique de la machine que nous avons choisie.

IV.4.3.2.2. Etude magnétodynamique en régime transitoire.

Comme pour le cas en 2D, le fonctionnement du MRV dépendra des caractéristiques mécaniques du MRV.

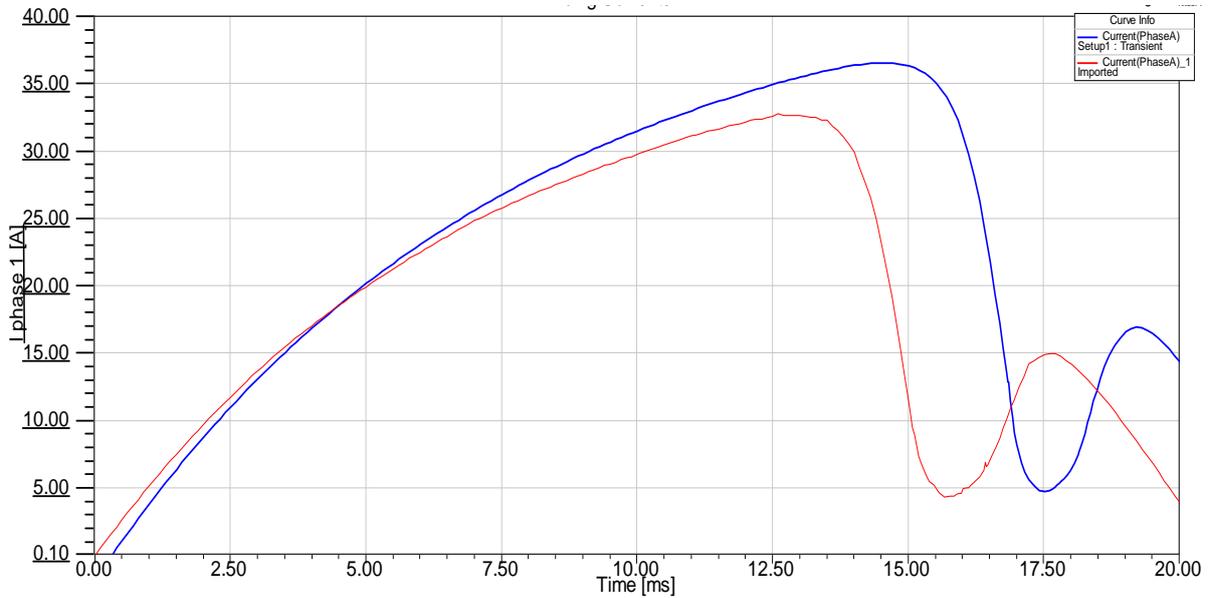


Figure IV.26. Courants d'une phase en régime de démarrage en 3D.

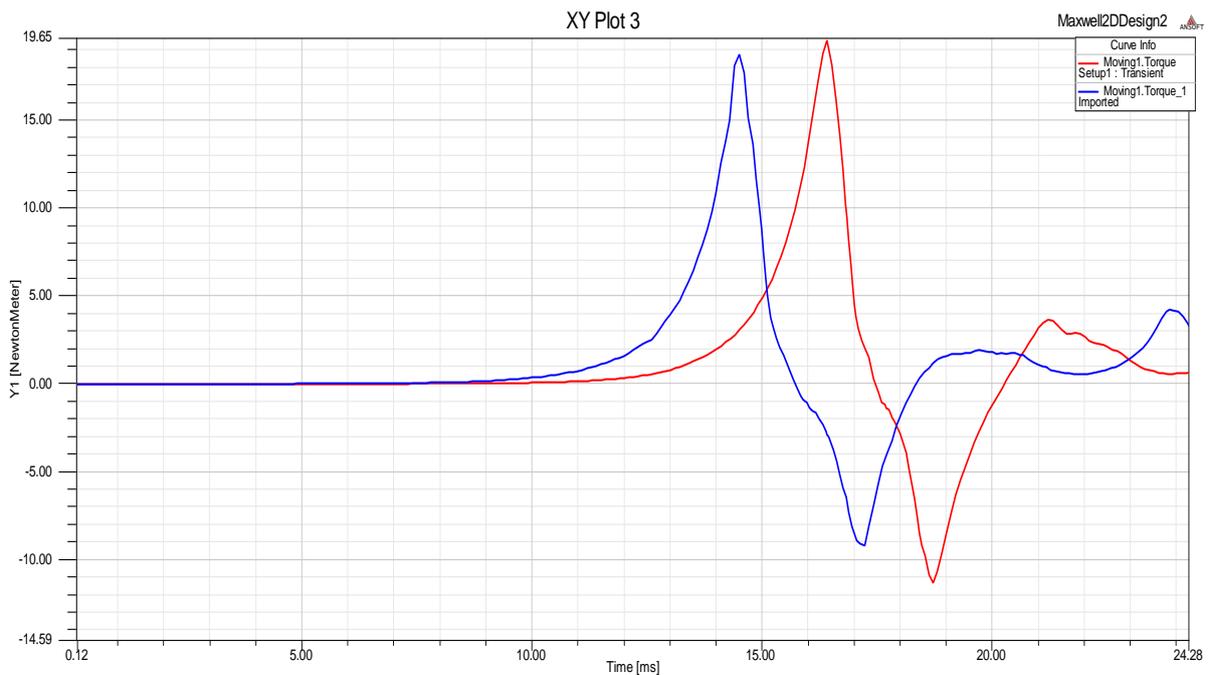


Figure IV.27. Couple du MRV en régime de démarrage en 3D.

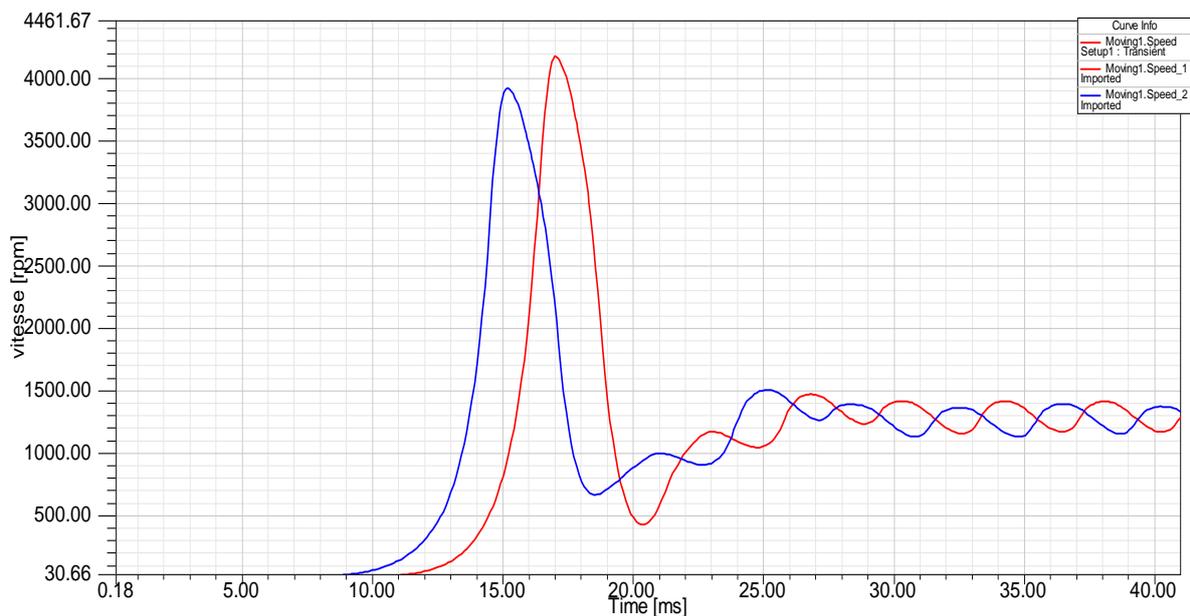


Figure IV.28. Vitesse du rotor en régime de démarrage en 3D.

Les formes des courants (figure IV.26) des couples (figure IV.27) et de la vitesse (figure IV.28) pour l'analyse en 3D sont les mêmes que pour le modèle en 2D avec la légère différence dans les valeurs. L'étude magnétodynamique en 3D pour le régime transitoire a permis de mettre en évidence l'effet des extrémités du MRV sur les valeurs du couple et du courant.

IV.5. Validation du Modèle MRR du MRV.

Pour le régime magnétodynamique en régime permanent, nous avons comparé les inductions magnétiques figure(IV.29), les courants figure(IV.30) et les couples figure(IV.31).

Remarque :RMxprt ne donnant pas l'allure du couple, nous avons comparé les couples de notre modèle qu'avec celui de la MEF.

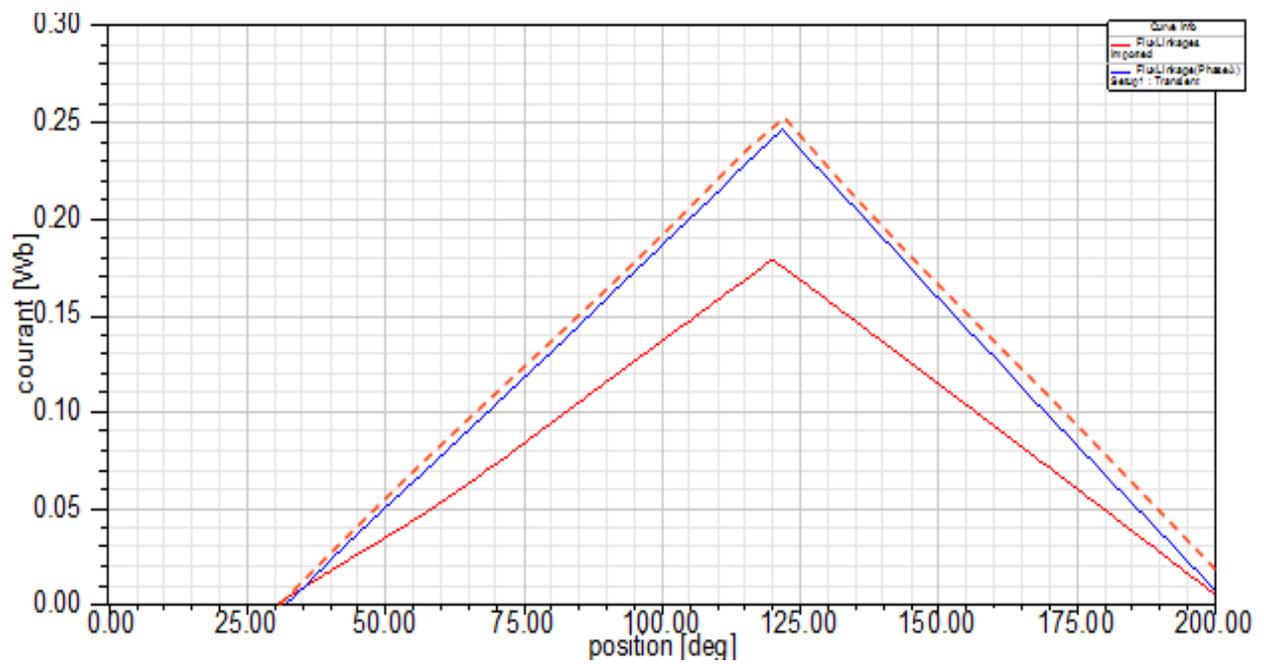


Figure IV.29. Comparaison des inductions des trois modèles.

— Rmxprt , — MEF et - - - MRR.

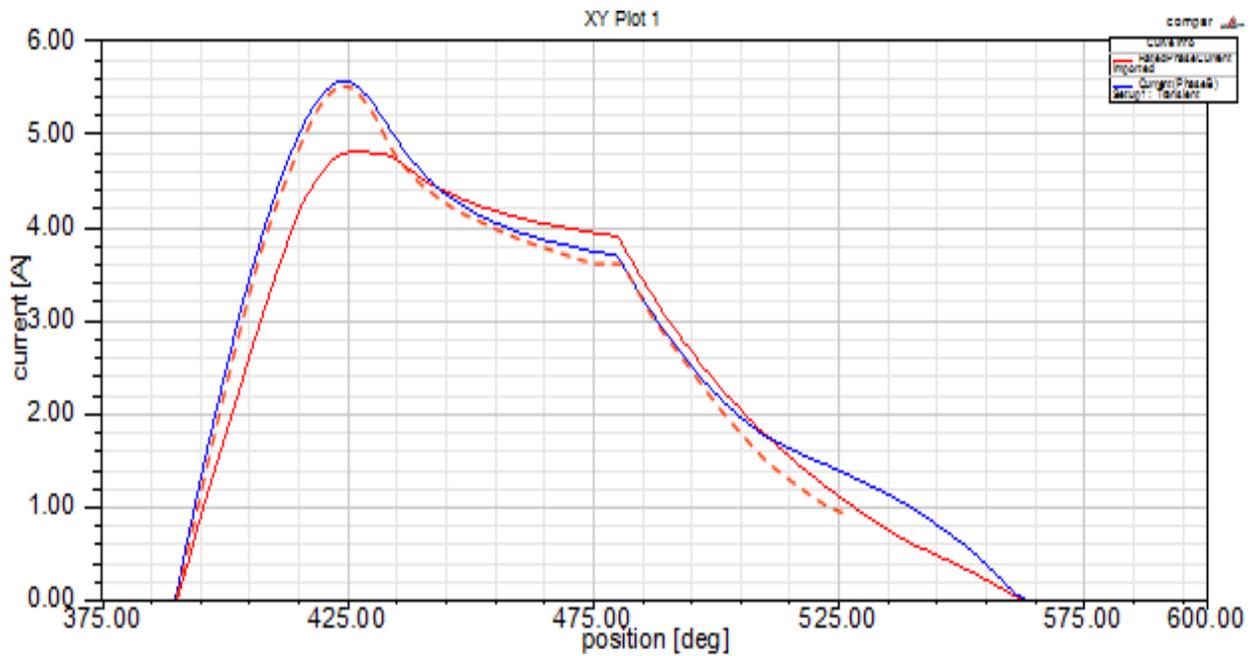


Figure IV.30. Comparaison des courants des trois modèles.

— Rmxprt , — MEF et - - - MRR.

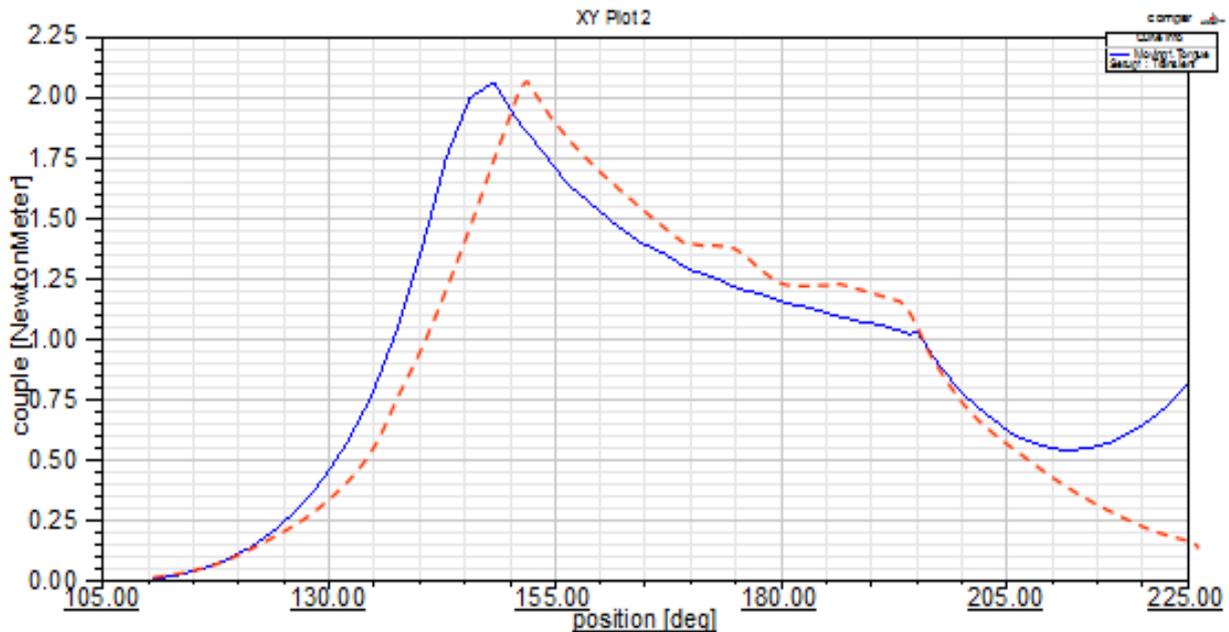


Figure IV.31. Comparaison des couples par MEF et MRR
 — MEF et - - - MRR.

Les comparaisons montrent clairement que notre modèle s'approche plus de celui basé sur la MEF que celui de RMxprt. De plus les durées des simulations sont de loin très différentes ; RMxprt donne les résultats presque instantanément, notre modèle dure moins d'une minute tandis que le modèle basé sur la MEF dépasse parfois les 10 min. Ces durées peuvent varier plus ou moins, selon le degré de saturation, les tensions et les dimensions du MRV. Les degrés de précisions choisies ont aussi leur effet sur la durée des simulations.

Afin de tester la fiabilité de notre modèle, nous avons fait des comparaisons pour différentes dents statoriques et rotoriques, différents angles d'alimentations et différentes tensions d'alimentations.

IV.5.1. validation lors du changement de la largeur de dents statoriques et rotoriques.

Les figure IV.32 et figure IV.33 montrent les comparaisons des courants et des couples entre le modèle MRR et celui base sur la MEF pour un MRV de dimensions différentes. La dent statorique est de 8mm, la dent rotorique est

de 14mm et la tension est de 140V. Les résultats du modèle MRR restent très proches du modèle MEF pour cette variante.

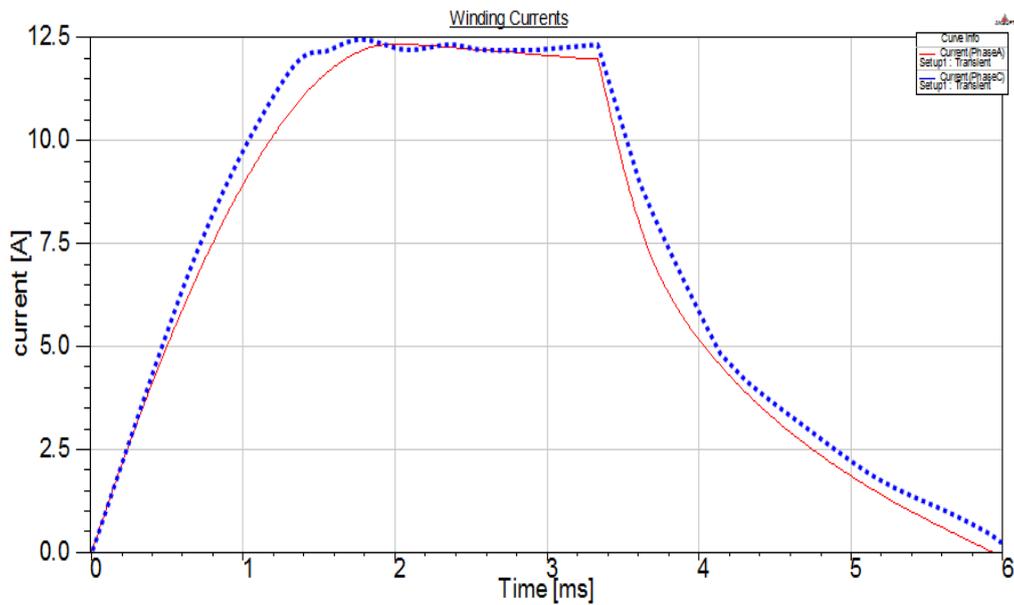


Figure IV.32. Comparaison des courants pour une tension de 140V, dent statorique 8mm et dent rotorique 14mm, $\theta_{on} = -10^\circ$

--- MEF et MRR.

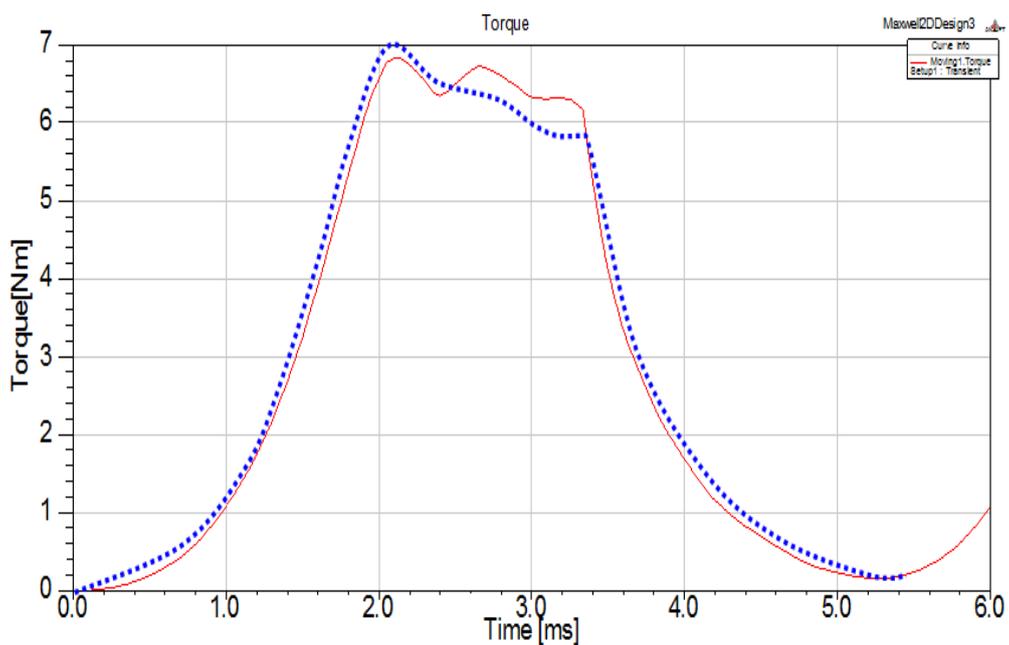


Figure IV.33. Comparaison des couples pour une tension de 140V, dent statorique 8mm et dent rotorique 14mm, $\theta_{on} = -10^\circ$,

--- MEF et MRR.

IV.5.2. validation lors du changement de l'angle d'extinction.

Les figures V.6 et V.7 montrent que le modèle reste fiable même pour une position d'alimentation différente ici pour 0°.

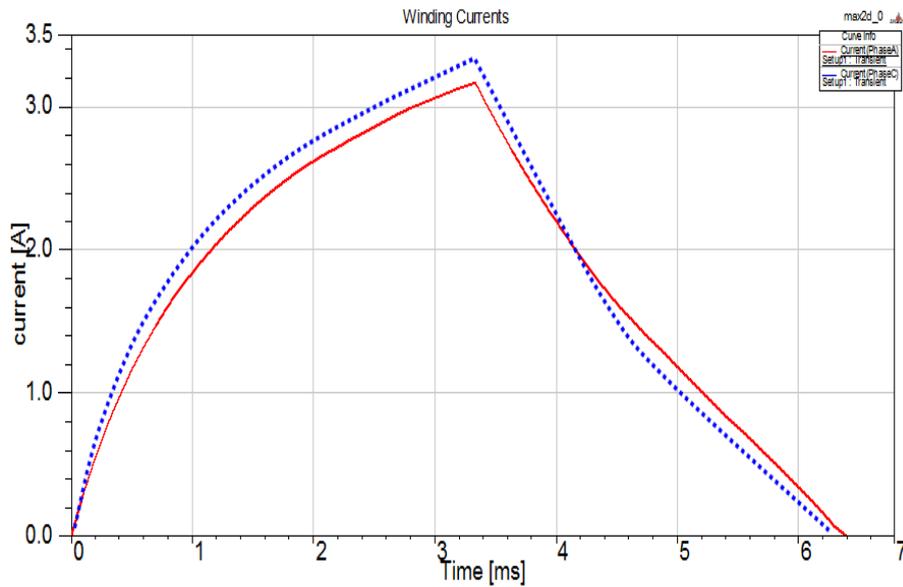


Figure IV.34. Comparaison des courants pour une tension de 80V, dent statorique 12mm et dent rotorique 12mm, $\theta_{on}= 0^\circ$

--- MEF et MRR.

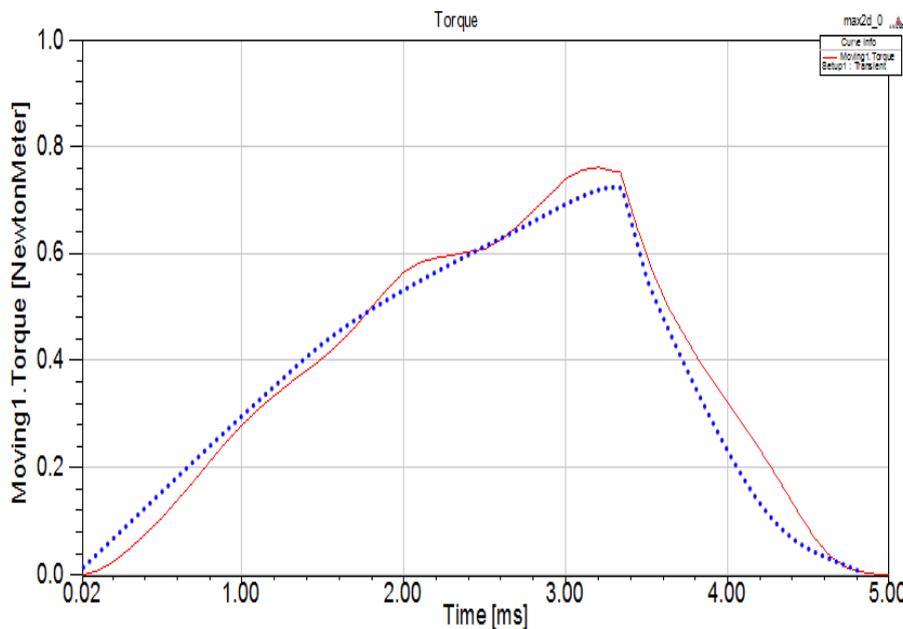


Figure IV.35. Comparaison des couples pour une tension de 80V, dent statorique 12mm et dent rotorique 12mm, $\theta_{on}= 0^\circ$

--- MEF et MRR.

IV.5.3. Validation lors de l'empiétement entre deux bobines.

Dans le cas où deux bobines sont alimentées simultanément, les couples et les courants sont données par les figures suivantes :

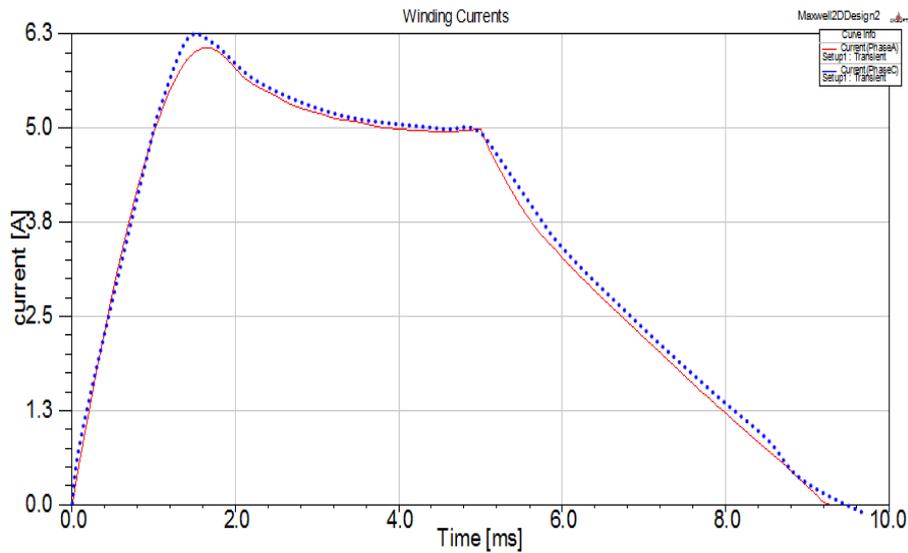


Figure IV.36. Comparaison des courants pour une tension de 80V, dent statorique 12mm et dent rotorique 12mm, $\theta_{on} = -10^\circ$

----- MEF et MRR.

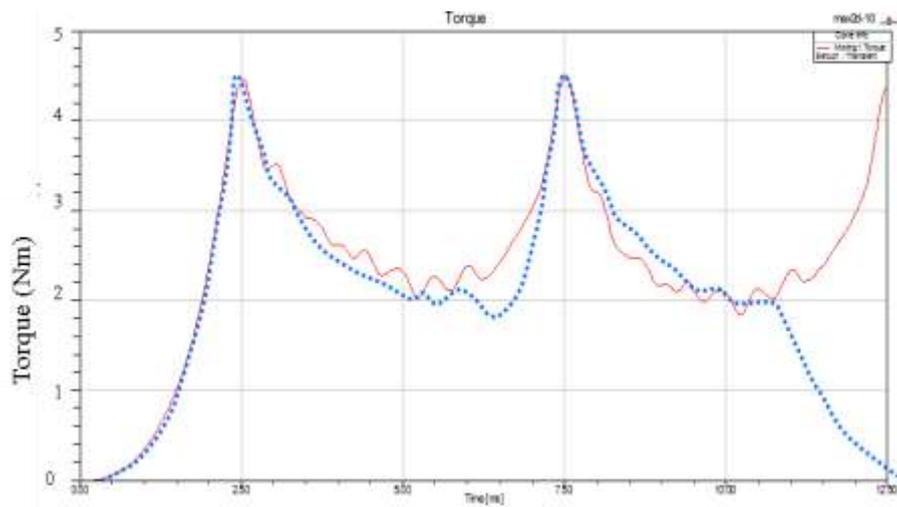


Figure IV.37. Comparaison des couples pour une tension de 80V, dent statorique 12mm et dent rotorique 12mm, $\theta_{on} = -10^\circ$

----- MEF et MRR.

Pour un régime où l'on considère un empiètement entre deux bobines successives, le modèle reste fiable et précis comme le montre les figures IV.36 et IV.37.

IV.6. conclusion

Dans ce chapitre nous avons abordé les différents systèmes électromagnétiques qui existent et leurs formulations correspondantes. Nous avons déterminé les deux modèles du MRV que nous allons étudier et qui sont le modèle magnétostatique et le modèle magnétodynamique. La résolution des équations différentielles de chaque modèle a été faite par la méthode des éléments finis. Nous avons utilisé pour cela un outil de CAO basé sur la MEF, qui permet de modéliser graphiquement le MRV et ensuite d'assigner les matériaux, les excitations, les paramètres à calculer, le maillage et les paramètres de résolution. Nous avons pu à travers les différentes étapes, analyser notre moteur en 2D et en 3D. Pour chaque cas nous avons fait l'étude pour le modèle magnétostatique, magnétodynamique établi et magnétodynamique transitoire. Nous avons consacré une bonne partie du travail au maillage ; en effet ce n'est qu'après plusieurs tâtonnements que nous avons obtenu des résultats en durée de calcul et précision. L'effet d'extrémité a notamment été abordé grâce à une comparaison des caractéristiques en 2D et 3D. Nous avons comparé les résultats de ces simulations en magnétodynamique spécialement, à ceux obtenues par la méthode des réseaux équivalents. Les résultats des deux modèles se sont avérés presque similaires, ce qui a permis de valider notre modèle. Nous avons ensuite testé la fiabilité de notre modèle MRR pour différentes géométries, différents degrés de saturation et différents modes d'alimentation. Notre modèle s'est avéré fiable, flexible et rapide et il prend en considération le mouvement, la saturation et la géométrie. A ce stade, il est prêt à être exploité, ce qui fera l'objet du chapitre qui va suivre.

CHAPITRE V.

*EXPLOITATION DU MODELE MRR, ETUDE
PARAMETRIQUE.*

V.1. introduction.

Après avoir validé notre modèle et testé sa fiabilité, nous allons maintenant l'utiliser pour une étude paramétrique afin de déterminer l'influence de certains paramètres sur le fonctionnement du MRV.

Le but de cette partie est de démontrer l'adaptabilité de ce modèle aux travaux de dimensionnement ou de construction, tant sa durée de calcul est réduite par rapport aux méthodes numériques.

V.2. Influence des angles de commande du MRV.

V.2.1. Choix de l'angle d'alimentation.

L'angle d'alimentation de la bobine est très important, il détermine la distance entre la dent statorique et la dent rotorique à l'instant de l'alimentation. Cela influe sur la forme et la valeur des grandeurs essentielles, qui sont le courant l'induction et le couple. Leurs allures sont les suivantes.

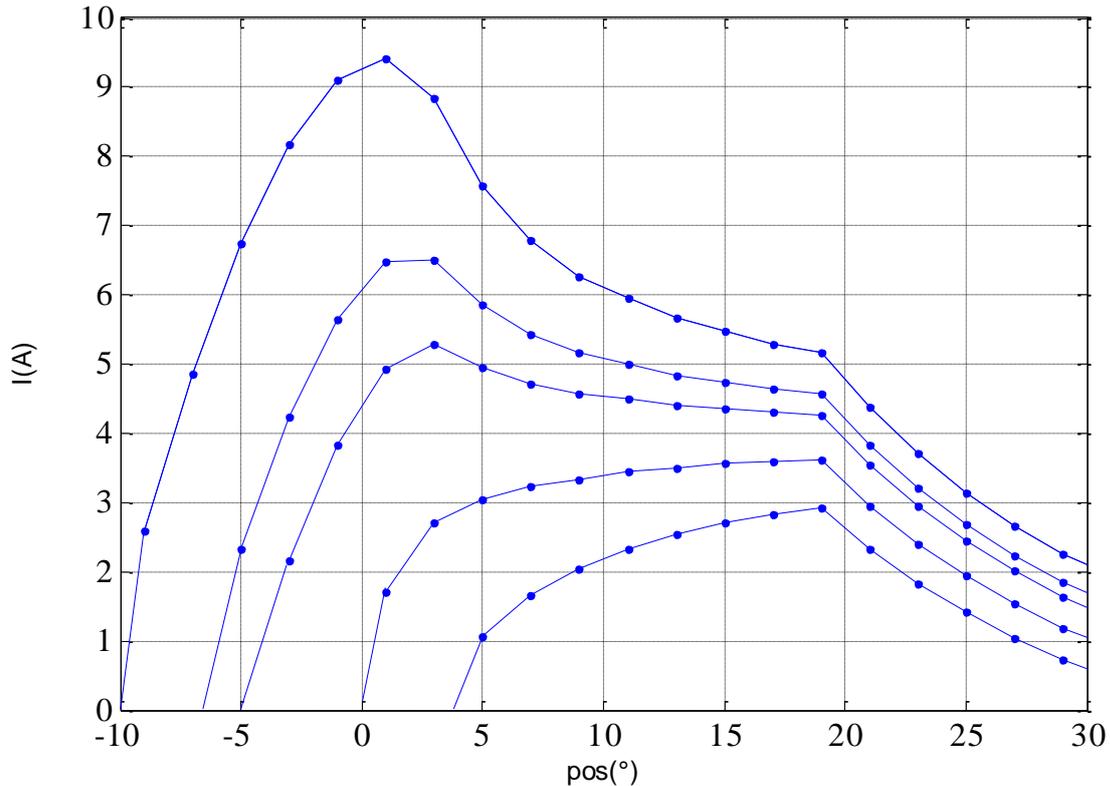


Figure V.1. Courants pour différents angles d'alimentation.

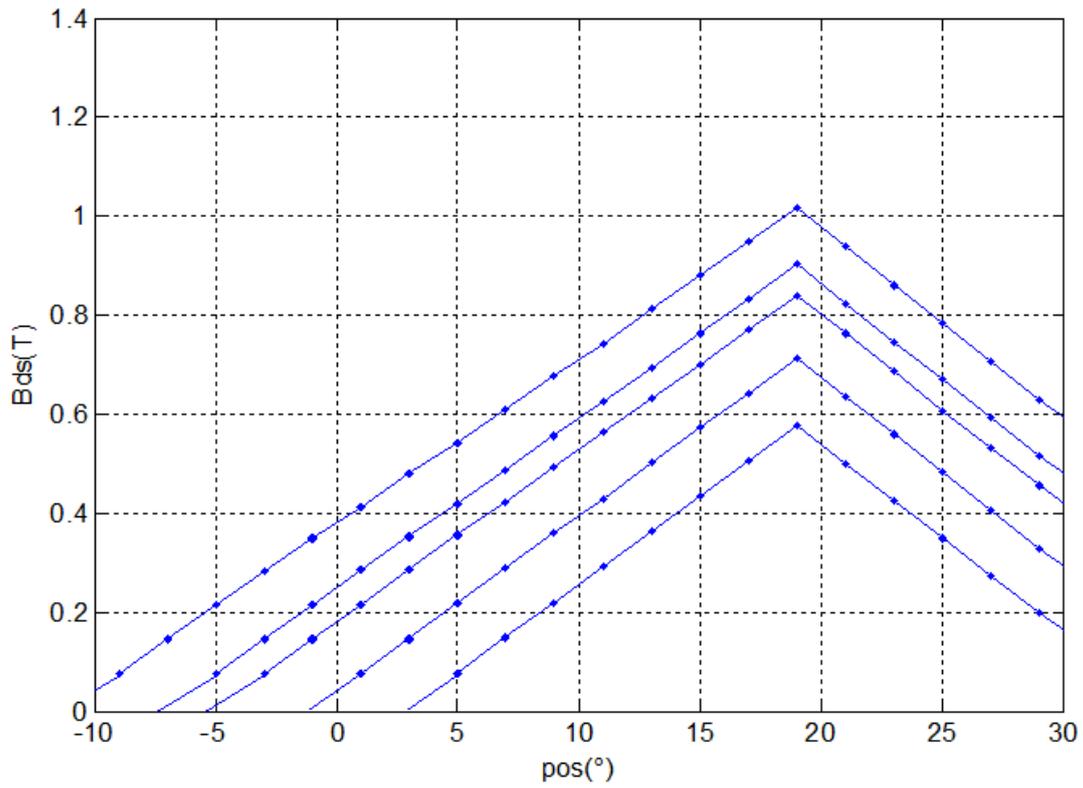


Figure V.2. Inductions pour différents angles d'alimentation.

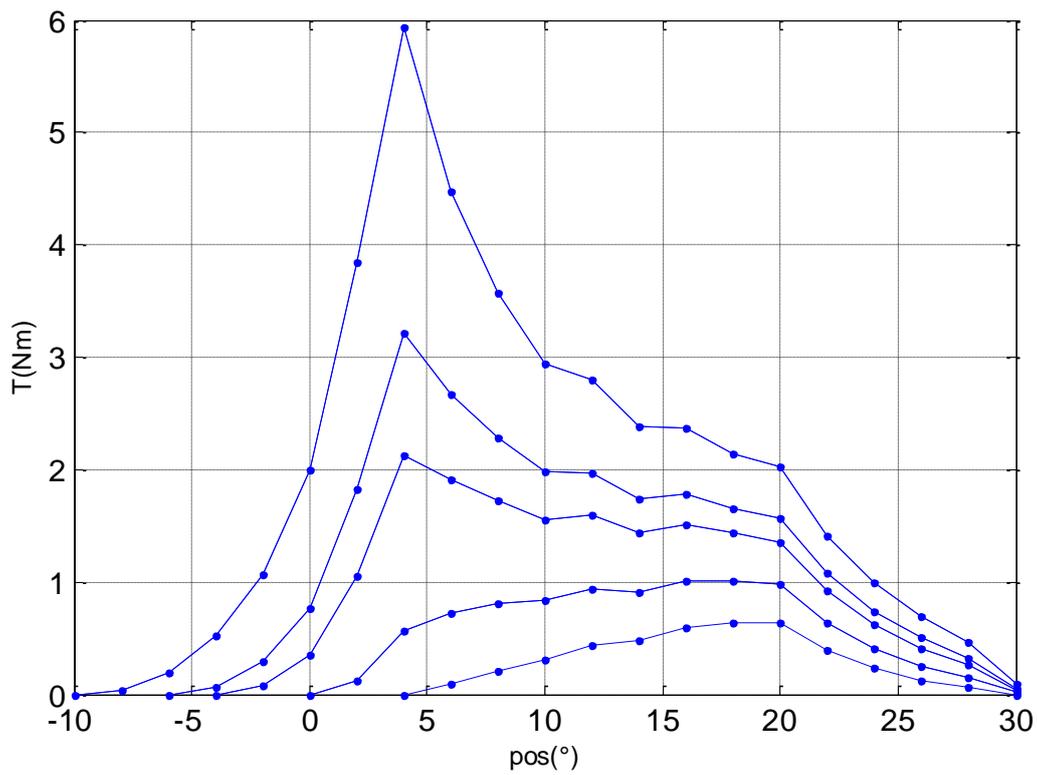


Figure V.3. Couples pour différents angles d'alimentation.

Nous avons effectué des simulations pour des valeurs d'angle d'alimentation de -10° , -4° , -5° , 0° et $+4^\circ$. Les simulations montrent que plus l'alimentation est en avance, plus le courant s'établit rapidement (figure V.1). Seulement sa forme est plus pulsée et sa valeur va engendrer des inductions plus élevées (figure V.2). Ceci influe directement sur le couple électromagnétique (figure V.3) qui est plus pulsé mais sa valeur est plus importante.

Dans toute cette thèse nous avons opté pour une valeur de -10° pour l'angle d'alimentation.

V.2.2. Choix de l'angle d'extinction de la tension.

L'angle d'extinction détermine si le MRV est en mode simple alimentation des bobines (une bobine alimentée à la fois) ou en mode alimentation améliorée (deux bobines alimentées simultanément durant un certain temps). En général l'angle d'extinction doit permettre au couple de la bobine suivante de rattraper le couple de la bobine en cours afin d'avoir un couple total aussi lisse que possible. Attendre que le couple de la première bobine s'annule pour alimenter la bobine suivante, donne un couple pulsé indésirable. Nous avons effectué des simulations pour des angles d'extinction de 16° , 20° , 26° et 30° . La forme du courant ne change pas, comme le montre la figure V.4, par contre sa valeur efficace augmente à mesure que l'on s'approche de la position de conjonction.

Le couple est plus pulsé de la même manière que le courant (figure V.5) et sa valeur efficace est aussi croissante.

Il faut noter ici que le choix d'un angle d'extinction tardif pourrait engendrer des couples de freinage et augmenter les pulsations indésirables du couple. La figure V.6 montre le couple total pour trois combinaisons d'angles d'alimentations et d'extinction différentes. Un bon choix de ces deux paramètres simultanément donne un couple lisse qui garde une valeur acceptable et qui ne s'annule pas au moment de la commutation.

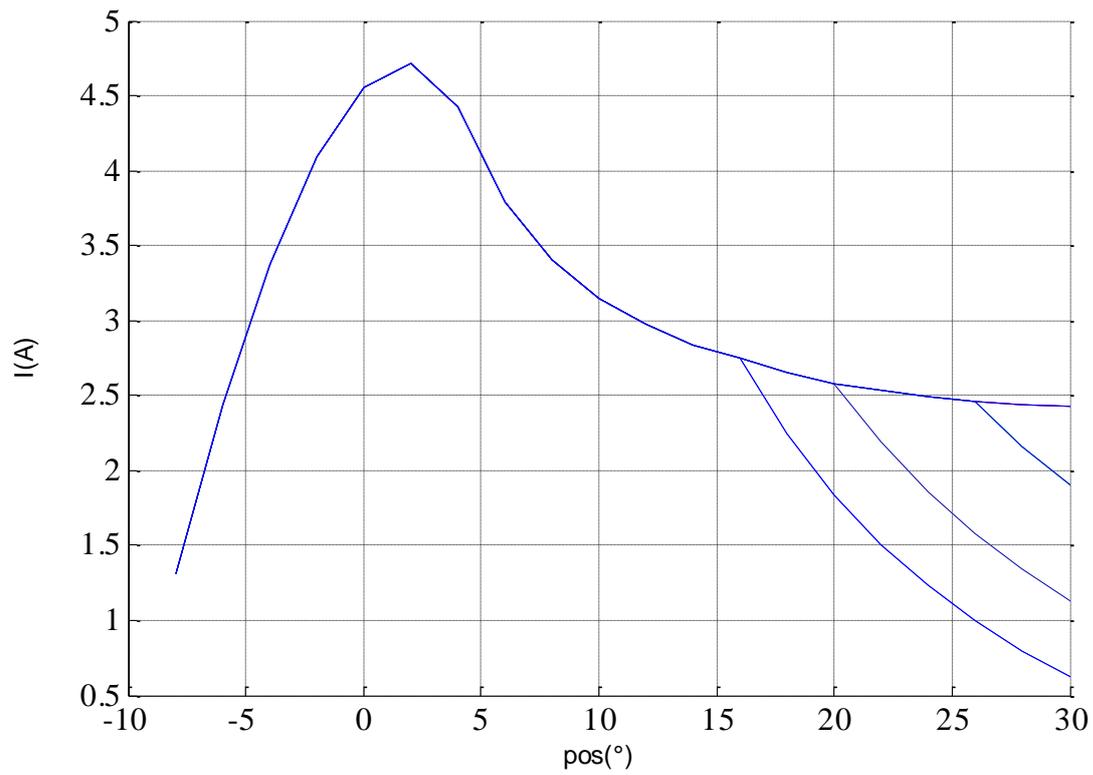


Figure V.4. Courants pour différents angles d'extinction.

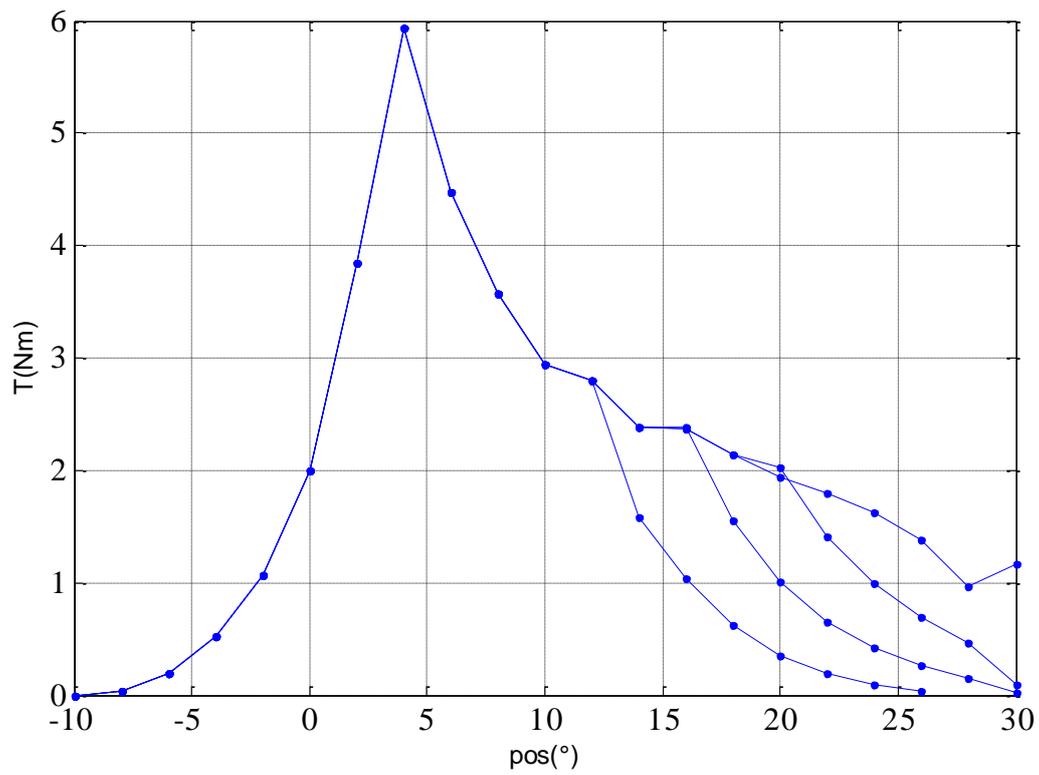
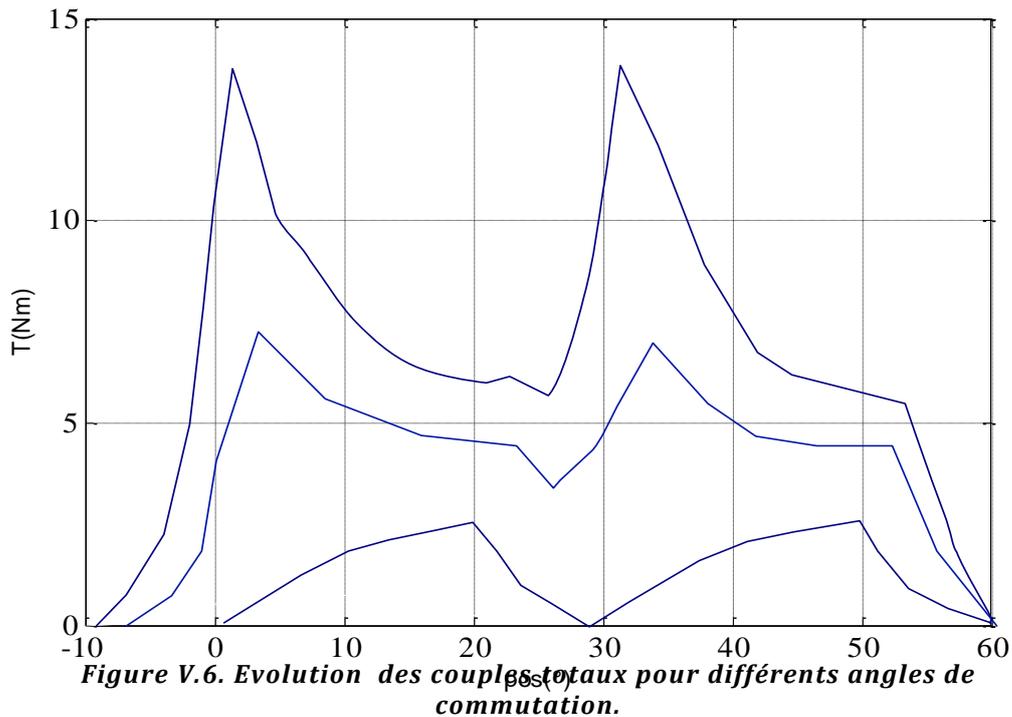


Figure V.5. Couples pour différents angles d'extinction.



Pour tout ce qui va suivre nous avons choisis un angle d'extinction de 25° .

V.3. Influence de la géométrie de l'entrefer sur la forme du couple.

A partir du modèle établi, nous avons pu effectuer des simulations visant à choisir les meilleurs paramètres géométriques du moteur, entre autres ; les largeurs des dents statoriques, les largeurs des dents rotoriques et l'épaisseur de l'entrefer. Il s'agit de faire varier les paramètres et de choisir les résultats qui satisfont des conditions prédéterminées appelées aussi contraintes. Ces conditions sont :

- un taux d'ondulation du couple minimal.
- Une valeur de l'induction dans le pôle principale ne dépassant pas la saturation (autour de 1.8 T).
- Une géométrie pratiquement réalisable.
- Une densité de courant pouvant aller jusqu'à $10\text{A}/\text{mm}^2$; Le courant étant intermittent dans les bobines, elles n'ont pas le temps de s'échauffer et l'effet Joule est réduit.

V.3.1. Influence de la largeur de dent rotorique.

Nous avons effectué des simulations pour différentes largeurs de dents rotoriques de 8, 10, 12, 14 et 16mm. La dent statorique est fixée à 12mm et l'entrefer à 0.5mm.

L'élargissement de la dent rotorique va entraîner le raccourcissement de la fenêtre entre les extrémités des dents, d'où la diminution de la distance parcourue par le flux magnétique et la diminution de la valeur de la reluctance (figure. V.7).

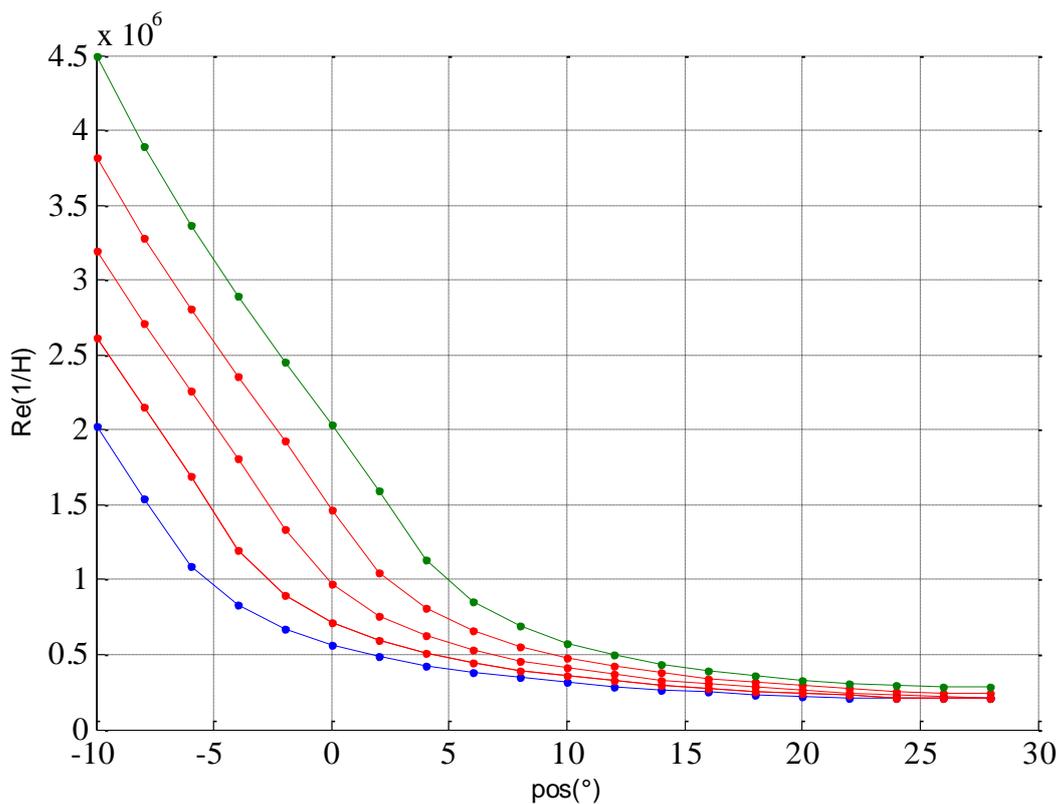


Figure V.7. Reluctances pour différentes dents rotoriques de 8mm à 16mm par pas de 2mm.

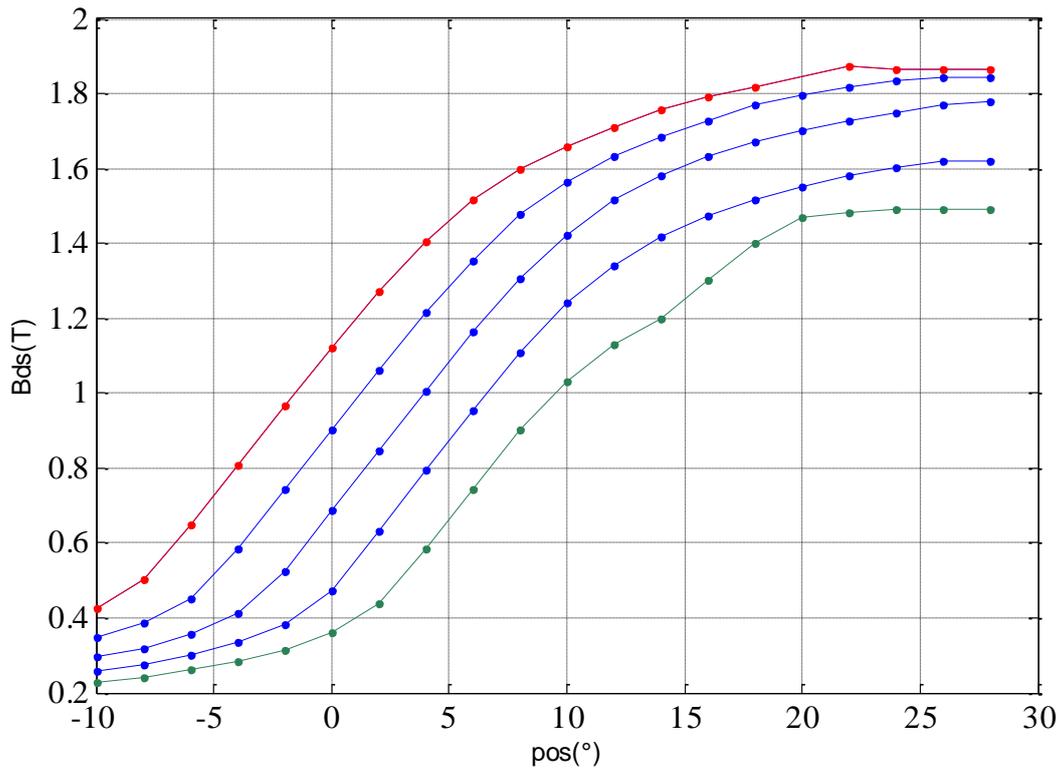


Figure V.8. Inductions pour différentes dents rotoriques de 8mm (en vert) à 16mm (en bleu) par pas de 2mm.

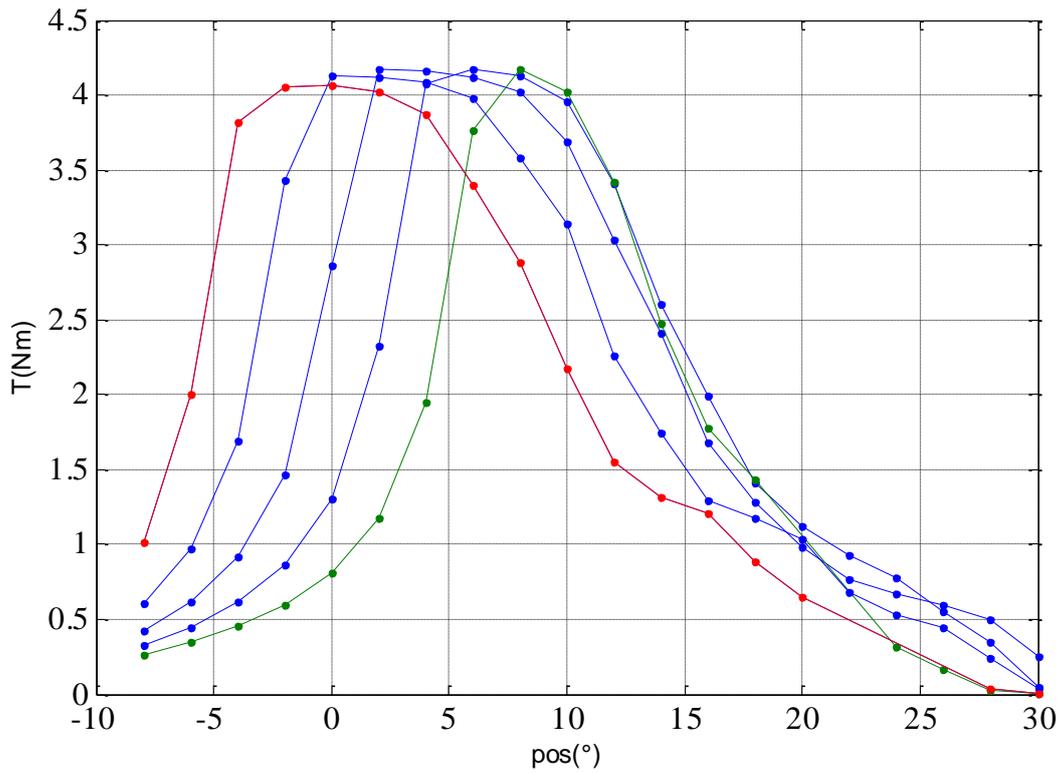


Figure V.9. Couples pour différentes dents rotoriques de 8mm (en vert) à 16mm (en bleu) par pas de 2mm.

Nous constatons une augmentation des valeurs de l'induction (figure V.8) et l'amélioration de la forme du couple suite à l'élargissement de la dent statoriques (figure V.9). Le couple est alors moins pulsé et sa valeur moyenne plus importante. Mais sa valeur maximale diminue.

Pour une bonne performance du MRV une dent rotorique plus large est préconisée, cependant il ne faut pas l'élargir au point de rendre le rotor plus lisse sous peine de perdre l'effet de reluctance.

V.3.2. Influence de la largeur de dent statorique.

De la même manière que les simulations précédentes, nous allons fixer la dent rotorique à 12mm et faire varier la largeur de dent statorique pour les valeurs de 8, 10, 12, 14 et 16mm.

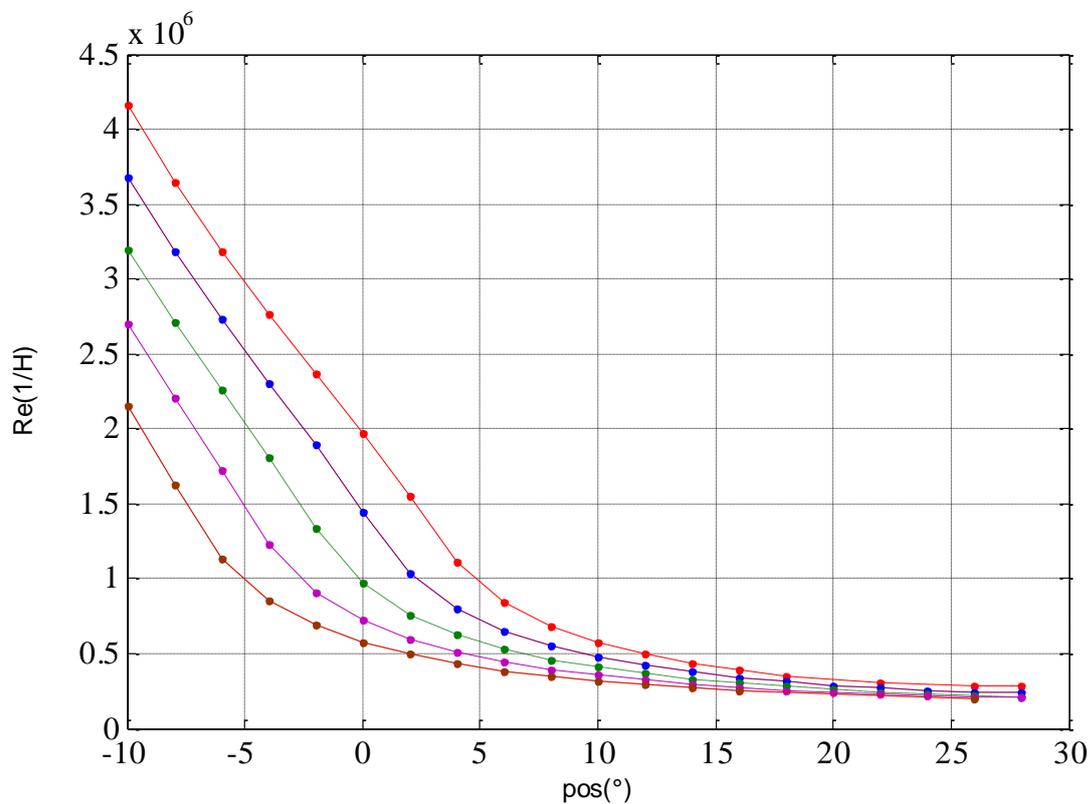


Figure V.10. Reluctances pour différentes dents statoriques de 8mm à 16mm par pas de 2mm.

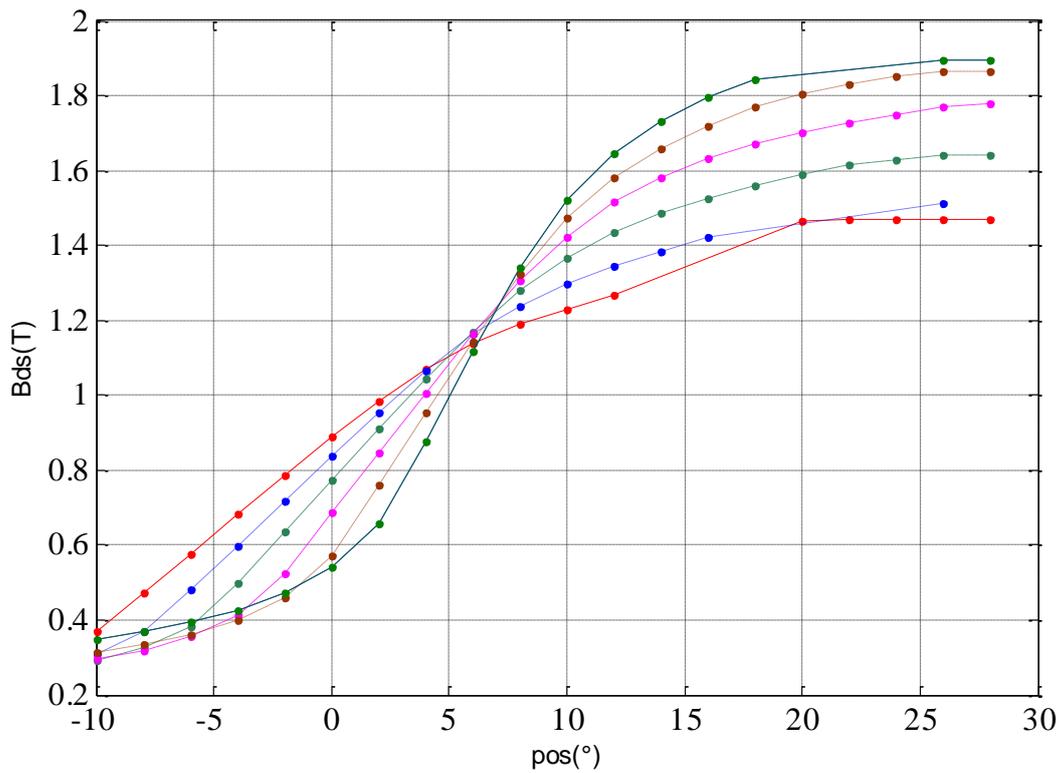


Figure V.11. Inductions pour différentes dents statoriques de 8mm à 16mm par pas de 2mm.

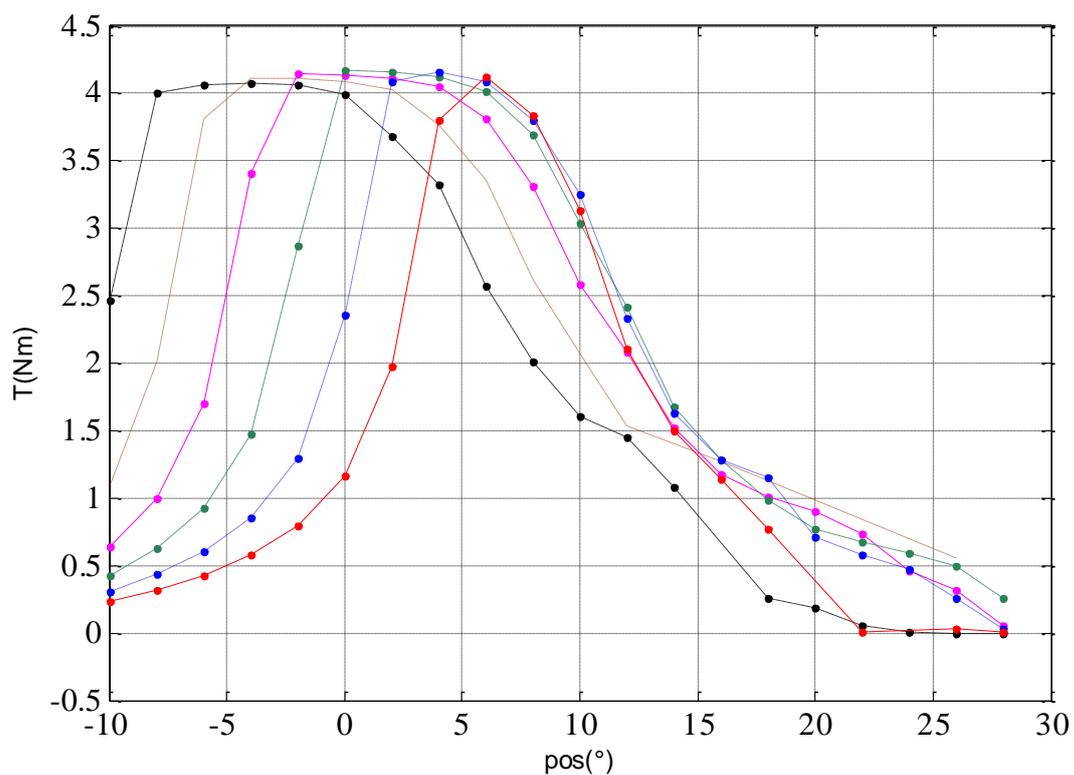


Figure V.12. Couples pour différentes dents statoriques de 8mm à 16mm par pas de 2mm.

La reluctance d'entrefer diminue avec l'élargissement de la dent statorique (figure V.10) à cause du rapprochement de cette de la dent rotorique vers le pole excité. L'induction quand à elle change de forme et le tronçon linéaire de la courbe d'aimantation devient plus étroite puisque la dent devient plus saturée.

L'élargissement de la dent statorique a un effet bénéfique sur la forme du couple (figure V.12). Dans ce cas nous sommes limités par le degré de saturation d'une part et par l'espace du bobinage d'une autre part. Ce dernier devrait être suffisant pour loger les FMM nécessaires.

V.3.3. Influence de l'épaisseur de l'entrefer.

L'épaisseur de l'entrefer occupe une place importante dans le dimensionnement des machines électriques ; il faudrait le diminuer le plus possible afin de minimiser les fuites et améliorer le rendement sans pour cela affecter les possibilités de constructions. Car un entrefer trop petit nécessite un rotor parfaitement symétrique ainsi qu'une bonne fixation et une précision de centrage ce qui augment le coût.

Dans cette partie nous avons fait varier l'épaisseur de l'entrefer de 0.3mm à 0.6 mm qui sont les limites généralement admises par les constructeurs.

Les simulations ont donné les figures suivantes :

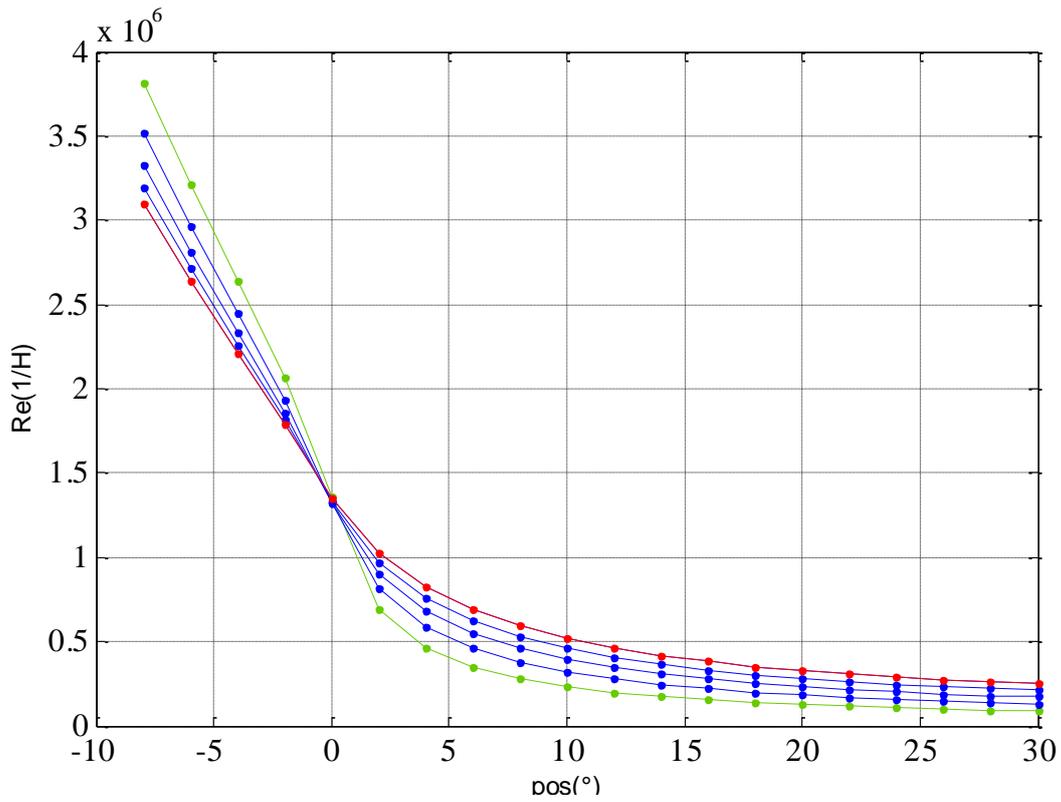


Figure V.14. Inductions pour différentes épaisseurs d'entrefer de 0.3mm à 0.6mm par pas de 0.1mm.

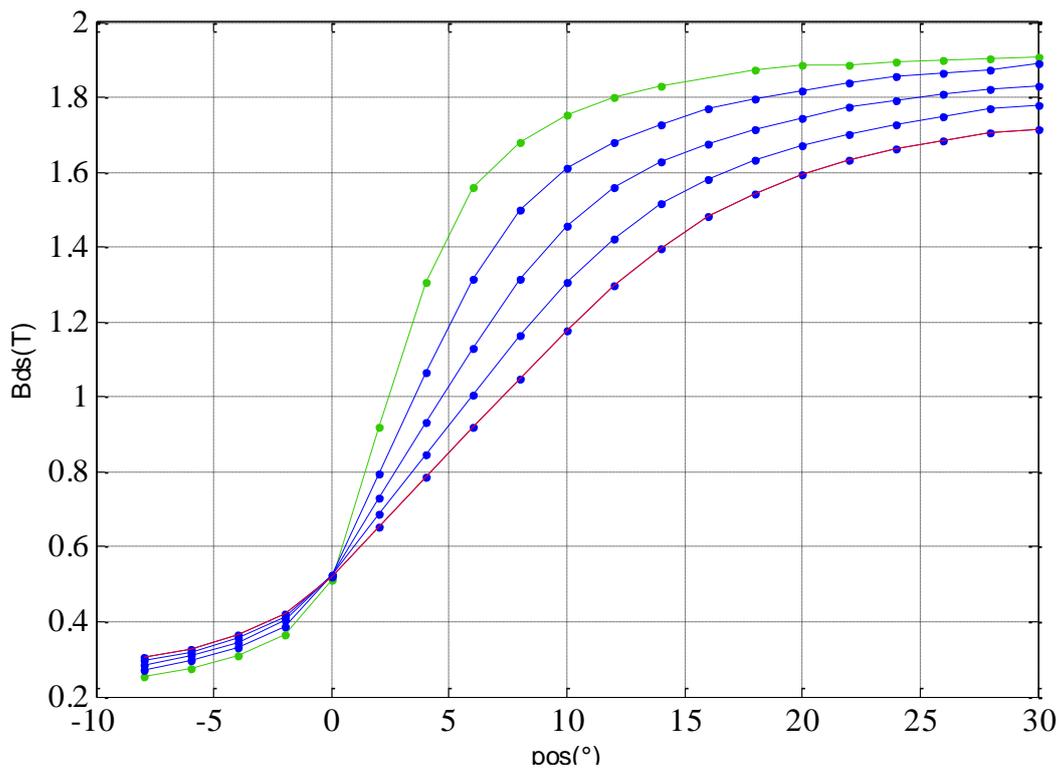


Figure V.13. Reluctances pour différentes épaisseurs d'entrefer de 0.3mm à 0.6mm par pas de 0.1mm.

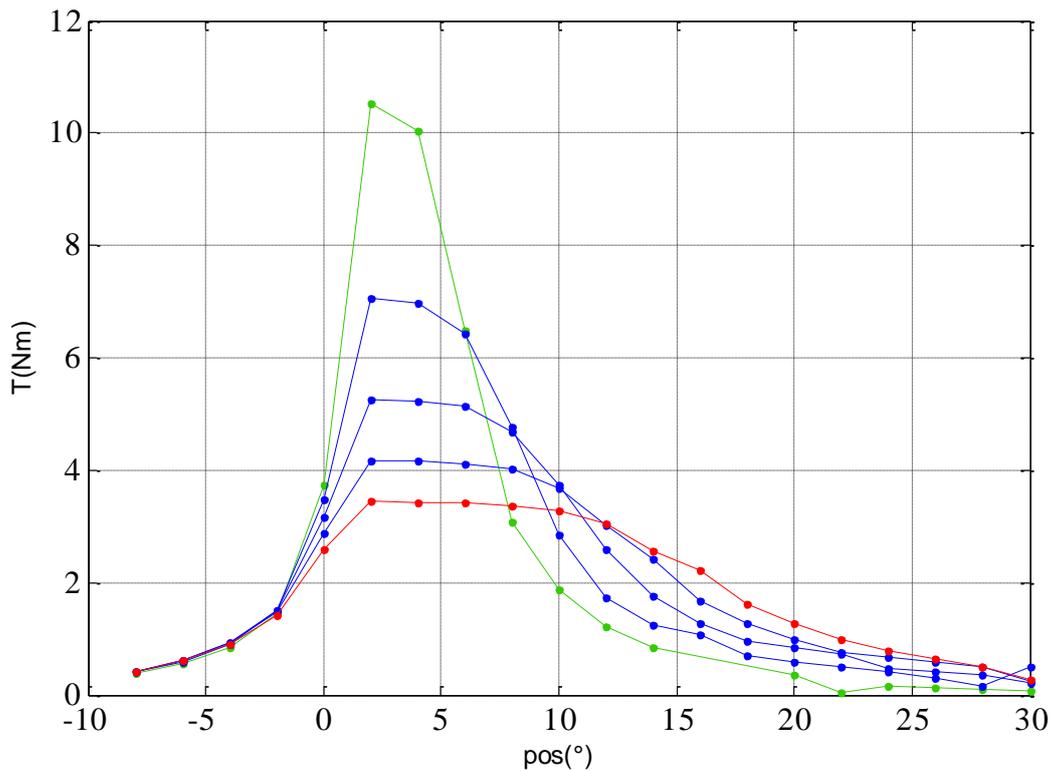


Figure V.15. Couples pour différentes épaisseurs d'entrefer de 0.3mm à 0.6mm par pas de 0.1mm.

La diminution de l'entrefer engendre la diminution des reluctances d'entrefer (figure V.13). Les inductions tendent en conséquence vers la saturation comme le montre la figure V.14. Nous remarquons aussi un aplatissement de la forme du couple tout en gardant une valeur moyenne acceptable (figure V.15).

La diminution de l'entrefer diminue les flux de fuites, et améliore le couple, cependant dans ce cas nous sommes limités par les contraintes de faisabilité liés à la fixation, au centrage et à la symétrie du rotor.

V.4. Relation entre les largeurs des dents rotorique et statoriques.

Lors de la variation de l'épaisseur de l'entrefer, nous avons constaté que chaque largeur de dent statoriques correspondait à une largeur de dent rotorique pour donner une valeur optimale du couple. Pour cette même étude nous avons fait varier l'entrefer et à chaque fois nous avons choisis le couple optimal présentant le moins d'ondulations et une bonne valeur moyenne.

En reliant ces résultats à la géométrie réelle du moteur, nous avons déduit que pour une meilleure optimisation du couple, l'alimentation doit se faire au moment où la dent rotorique vient se loger sous la dent statorique.

En reportant les dimensions des dents optimales sur un graphique figure.19, nous avons déterminé une relation entre la dent statorique et rotorique. Cette relation est résumée dans la figure V.16

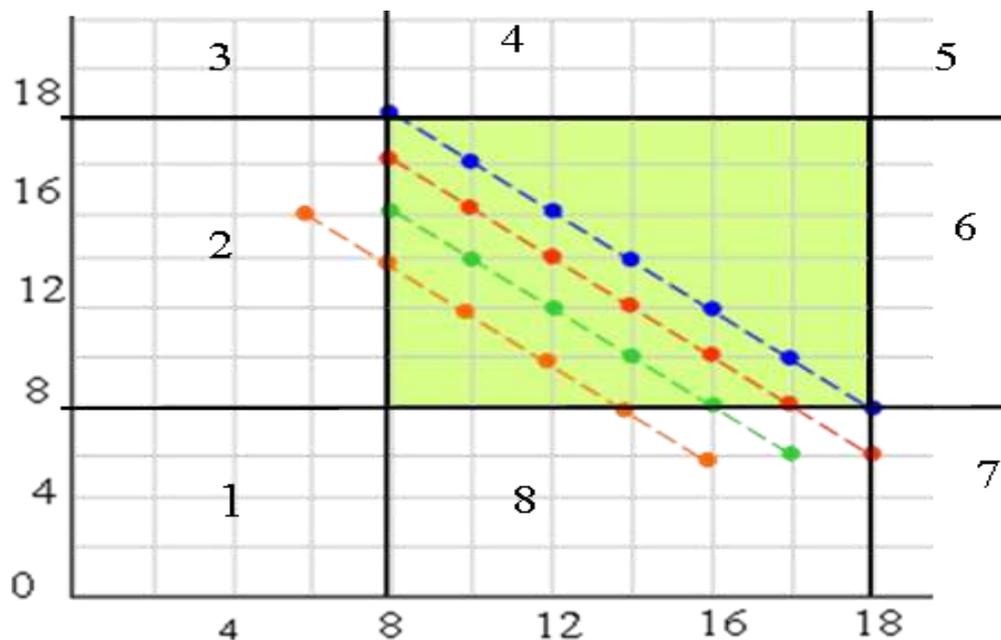


Figure V.16. Relations entre dents statoriques et dents rotoriques pour différents entrefers

Ce graphique se compose d'une zone de faisabilité centrale (en vert) et de 8 autres zones interdites. La zone centrale représente toutes les combinaisons réalisables bien sûr en gardant les limites de l'épaisseur de l'entrefer entre 0.3mm et 0.6mm. Au delà de cette valeur les flux de fuites seront considérables et affecteront le rendement du MRV.

D'une manière générale, la relation entre les dents statoriques et rotoriques est une droite descendante dont la tangente dépend de l'épaisseur de l'entrefer, et qui est limitée par les contraintes de faisabilité et le degré de saturation et l'ondulation du couple.

Les détails de chaque une de ces zones interdites sont repris dans le tableau V.1 suivant.

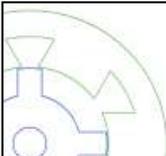
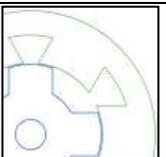
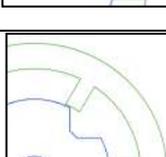
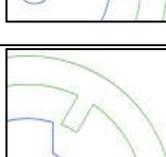
Zone	Dimensions	Configuration	Justificatif.
1	$D_s < 8\text{mm}$ $D_r < 8\text{mm}$		Fragilité des dents rotorique. Saturation des dents statorique.
2	$D_r < 8\text{mm}$		Fragilité des dents rotorique
3	$D_r < 8\text{mm}$ $D_s > 18\text{mm}$		Fragilité des dents rotoriques. Espace de bobinage réduit.
4	$D_s > 18\text{mm}$		Espace de bobinage réduit.
5	$D_r > 18\text{mm}$ $D_s > 18\text{mm}$		Espace de bobinage réduit. Rotor lisse, pas d'effet de couple réductant
6	$D_r > 18\text{mm}$		Rotor presque lisse, pas d'effet de couple réductant
7	$D_r > 18\text{mm}$ $D_s < 8\text{mm}$		Rotor lisse, pas d'effet de couple réductant Saturation dent statorique.
8	$D_s < 8\text{mm}$		Saturation dent statorique.

Tableau V.1.configurations non réalisables du MRV.

Pour conclure, les résultats obtenus montrent que le choix d'une géométrie du MRV est étroitement lié à la forme du couple comme le montre le tableau V.2 suivant.

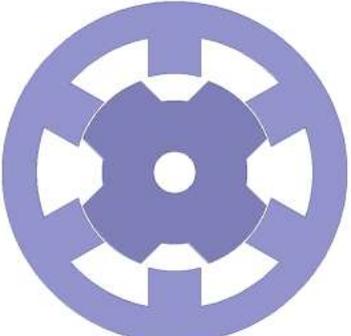
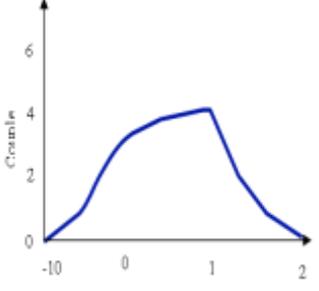
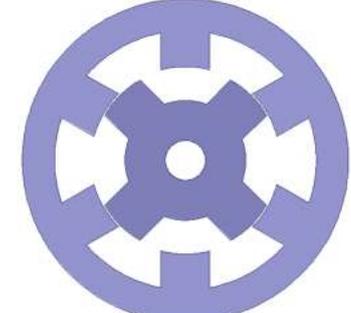
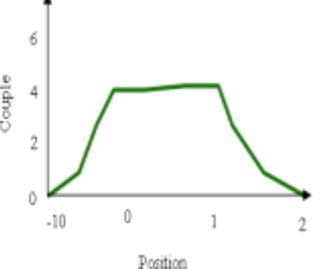
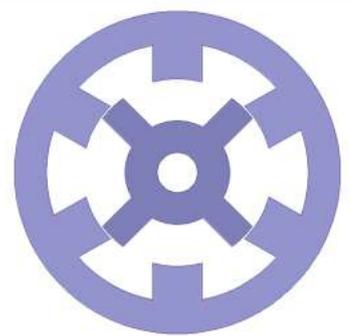
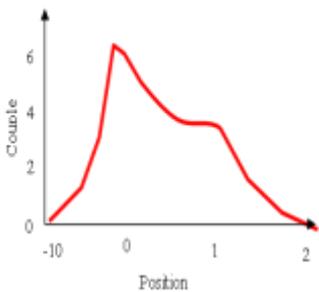
Configuration.	Couple.	Caracteristiques.
		<p>Pas de saturation. Couple plat mais faible.</p>
		<p>Couple plat, assez élevé.</p>
		<p>Couple élevé mais pulsé. Fragilité des dents rotoriques.</p>

Tableau V.2. Critères de choix d'une géométrie du MRV.

En dépit de leurs inconvénients et leurs couples pulsés, la première et la troisième configuration peuvent être améliorés en agissant sur les angles de commutation de l'alimentation.

V.5. Conclusion.

Afin d'exploiter notre modèle nous avons fait des comparaisons pour différentes dimensions, différents degrés de saturations et différentes tensions.

Nous avons pu mettre en valeur l'importance des angles de commutation dans l'amélioration des performances du MRV. Une alimentation d'une durée plus longue permet de lisser la forme du couple.

Les largeurs des dents statoriques et rotoriques ainsi que l'épaisseur de l'entrefer représentent aussi des paramètres décisifs dans le fonctionnement de ce type de moteurs. Nous avons pu, après plusieurs simulations et un choix rigoureux, déduire une relation entre ces trois paramètres. Nous avons déterminé une « zone de faisabilité » pour la configuration et les dimensions de l'entrefer, très utile pour les travaux de dimensionnement. En dernier lieu nous avons constaté que même si la géométrie du MRV donnait un couple indésirable, ce dernier pourra être amélioré en agissant sur les angles de commutation.

CONCLUSION GENERALE.

CONCLUSION GENERALE.

Les avantages des moteurs à reluctance variable ne sont plus à démontrer et leurs applications ne cessent d'augmenter depuis l'avènement de l'électronique de puissance. Des qualités telles que le cout réduit, la simplicité et l'absence de maintenance ont fait de ce moteur une alternative de choix dans le domaine des machines électrique. Afin de palier aux exigences du marché des MRV les concepteurs doivent passer par une étape, devenue très importante de nos jour ; la modélisation.

Dans cette thèse nous avons établi en premier lieu un modèle 2D du MRV basé sur la méthode des réseaux de reluctances associé à la méthode des contours des dents pour le calcul du champ magnétique dans l'entrefer. Cette méthode consiste en un maillage grossier du moteur en zones magnétiques dans lesquelles on suppose que le flux est normal à la section. Ces zones sont représentés par toutes les dents, les culasses, les encoches statoriques et rotoriques ainsi que les zones de l'entrefer délimitées par les axes des dents. Pour le calcul des réluctances de l'entrefer qui est denté nous utilisons la méthode des perméances des contours des dents où nous considérons que le flux pénètre à l'intérieur des encoches selon une forme triangulaire. Toute la difficulté résidait dans l'automatisation des calculs de cette partie. Nous avons établi un algorithme de reconnaissance des formes et des positions des triangles et ca a pris une bonne partie du temps de cette thèse. Mais à la fin de cette partie nous avons la possibilité de calculer les reluctances d'entrefer d'un MRV 6/4 pour n'importe quelle dimensions des dents et de l'entrefer.

L'analogie magnétique-électrique nous a permis d'écrire toutes les équations des mailles du circuit magnétique du MRV. Nous avons utilisé la méthode de Newton-Raphson pour résoudre ce système d'équations non linéaire. C'est une méthode ayant une convergence quadratique et qui

permet de résoudre en même temps les équations du champ et celle du courant présentant ainsi un minimum d'erreur.

En deuxième étape de cette thèse un modèle du MRV basés sur la méthode des éléments finis en 2D a été établi grâce au logiciel commercial Ansoft maxwell.

Les résultats obtenus par les deux modèles 2D ont été comparés à ceux d'un modèle RMxprt qui est basé sur une méthode analytique et la méthode des réseaux de perméances. Les caractéristiques des courants et des couples de notre modèle sont presque confondues avec ceux de la MEF contrairement aux résultats de RMxprt. Ceci a démontré le degré de précision de la méthode de calcul du champ dans l'entrefer (méthode des perméances des contours des dents).

Pour mettre en relief l'effet des extrémités sur le comportement électromagnétique du MRV, nous avons établi un modèle en 3D basé sur la MEF toujours en utilisant l'outil Ansoft maxwell.

Et comme la validité d'un modèle n'est vraiment vérifiée que s'il est exploité, nous avons utilisé notre modèle basé sur la MRR dans le domaine du dimensionnement. En variant les dents statoriques, rotoriques et l'épaisseur de l'entrefer, nous avons pu mettre en valeur l'importance de ces paramètres, et la relation qui les relie.

Pour conclure ce travail, nous pouvons dire que la méthode des permeances des contours des dents s'adapte facilement à la méthode des reseaux de reluctances, et la rend plus générique pour les structures dentées tels que les moteurs a réluctance variable.

L'intérêt de ces deux méthodes réside dans la diminution du temps de calcul part rapport aux méthodes classiques (MEF, MDF...etc.), tout en gardant une précision acceptable et une facilité de mise en œuvre.

Ce travail n'est qu'une ébauche pour des travaux d'optimisations et de dimensionnement plus poussés.

Nous espérons élargir notre domaine d'études en incluant l'étude du circuit d'alimentation, le modèle mécanique, thermique, ...etc. l'algorithme établi pourra aussi être appliqué à des MRV avec des nombres de dents statoriques et rotoriques différents ainsi qu'à des géométries de dents spécifiques.

REFERENCES ET BIBLIOGRAPHIE.

- [1] R.M.Davis, "A comparison of switched reluctance rotor structures", *IEEE Trans. Indust. Electronics*. Vol. 35, No. 4, pp. 524-529, nov. 1988.
- [2] B.Multon, "Principe et éléments de dimensionnement des machines a reluctance variable a double saillance autopilotées", *Proc. Journées électrotechniques club EEA*, 1993.
- [3] J.Y.Le Chenadec, M.Geoffroy et B.Multon, "Torque ripple minimization in switched reluctance motors by optimization of current wave forms and of tooth shape with copper losses and V.ASilicon constraints", *Proc.ICEM'94 Paris*, pp 559-564, 1994.
- [4] B.Multon, "Historique des machines électromagnétique et plus particulièrement des machines a reluctance variable", *Revue 3E.I n°3*, pp.3-8, juin 1995.
- [5] M.G.Jovanovic, R.E.Betz and D.Platt, "Sensorless vector controller for a synchronous reluctance motor", *Proc. IEEE-IAS Annual Meeting*, pp 122-129, San Diego, California, Oct. 1996.
- [6] F.Blaabjerg, P.C.Kjaer, P.O.Rasmussen, L.Christensen, S.Hansen and J.R.Kristoffersen, "fast digital current control in switched reluctance", *Proc. ENE'97*, Trondheim,vol3, pp 625-630. 1997.
- [7] Texas Instrument, "Digital signal processing solution for the switched reluctance motor.", *literature BPRA058*, jul.1997.
- [8] G.G.Lopez, C.Kjaer and J.E.Miller, "A new sensorless method for switched reluctance motor drive", *IEEE Trans. on industry appl*, Vol. 34, No. 4, pp 832-840, Jul/Aug 1998.
- [9] J.Wolff and H.Spath, "Switched reluctance motor with 16 stator poles and 12 rotor teeth", *Proc. ENE'97*, Trondheim, Vol 3, pp 558-563, 1997.
- [10] L.Morel, H.Fayard, R.Vives Fos, A.Galindo and G.Abba, "Study of Ultra High Speed Switched Reluctance Motor Drive.",*Proc. IEEE indust. App. Conf.* Roma, vol.1, pp 87-92, 2000.
- [11] F.D'hulster, R.Stockman And R.J.M.Belmans. "Modelling Of Switched Reluctance Machines: State Of Art". *Intern. Journal Of Modelling And Simulation*. Vol 4, Pp 214-223, 2004.
- [12] L.Takau and S. Round, " Design Of A Switched Reluctance Motor For An Electric Vehicle", *Department of Electrical and Computer Engineering University of Canterbury* .

- [13] P.Andrada, M.Torrent, B.Blanqué and J.I.Perat, "Switched reluctance drives for electric vehicle applications", *Proc. Intern. Conf. on renewable energies and power quality*, No.4, 207-213, April 2002.
- [14] T.J.E. Miller, "Optimal Design of Switched Reluctance Motors", *IEEE Trans on Industrial Electronics*, Vol. 49, No.1, pp.15-27, 2002.
- [15] A. Matveev, V. Kuzmichev, R. Nilssen and T. Undeland, "Two Approaches For Modeling Of Switched Reluctance Drives", *EPE 2003*, Toulouse.
- [16] P.Chancharoensook and M.F. Rahman, "A Dsp-Based Speed Control Of A Four-Phase 8/6 Switched Reluctance Motor Drive", *proc. Australasian Universities Power Engineering Conf.* pp 26-29, September 2004
- [17] J.R. Briso-Montiano, R. Karrelmeyer and E.Dilger, "Simulation of Faults by means of Finite Element Analysis in a Switched Reluctance Motor", *Proc. of the COMSOL Multiphysics User's Conference*, Frankfurt, 2005.
- [18] H. Klode, A. M. Omekanda and B. Lequesne,S. Gopalakrishnan, A. Khalil, S. Underwood and I. Husai "The Potential of Switched Reluctance Motor Technology for Electro-Mechanical Brake Applications", *SAE Technical Paper Series n° 2006-01-0296*, *SAE World Congress Detroit*, Michigan April 3-6, 2006.
- [19] Kazuhiro Ohyama, Maged Naguib F. Nashed, Kenichi Aso, Hiroaki Fujii and Hitoshi Uehara, "Design Using Finite Element Analysis of a Switched Reluctance Motor for Electric Vehicle", *Journal of Power Electronics*, Vol. 6, No. 2, pp 163-171, April 2006.
- [20] M. Rekik, M. Besbes, C. Marchand, B. Multon, S. Loudot and D. Lhotellier, "High Speed Range Enhancement of Switched Reluctance Motor with Continuous Mode for Automotive Applications", *proc International Conference on Ecologic Vehicles & Renewable Energies Monaco* March 29 – April 1, 2007.
- [21] Eyhab El-kharashi, " A rotor consisting of two iron cylinders for switched reluctance motors ", *Journal Of Electrical Engineering*, Vol. 58, No. 2, pp 85–90, 2007.
- [22] L. Kolomeitsev, D. Kraynov, S. Pakhomin, F. Rednov, E. Kallenbach, V. Kireev, T. Schneider, and J. Böcker, "Linear switched reluctance motor as a high efficiency propulsion system for railway vehicles", *Proc.International Symposium on Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion (SPEEDAM)*, Ischia, pp. 155-160, 2008.
- [23] Wai-Chuen Gan, G. P. Widdowson, Michael S. W. Tam and Norbert C. Cheung,"Application of Linear Switched Reluctance Motors to Precision Position Control" *Asian Power Electronics Journal*, Vol. 2, No. 1, pp 31-36 Apr 2008.
- [24] S.Sadeghi and M.Mirsalim, " Dynamic Modeling and Simulation of a Switched reluctance Motor in a Series Hybrid Electric Vehicle", *Acta Polytechnica Hungarica* Vol. 7, No. 1, pp 51-71, 2010.

- [25] F.Saphir, P.Debal, and S.Bervoets, "Development of a Switched Reluctance Motor for Automotive Traction Applications", *25th World Battery, Hybrid and Fuel Cell Electric Vehicle Symposium, Shenshen, China*. 2010.
- [26] D.G. Dorrell, A.M. Knight, M.Popescu, L.Evans and D.A.Staton, "Comparison of Different Motor Design Drives for Hybrid Electric Vehicles", *IEEE Conference on Energy Conversion Congress and Exposition*, pp. 3352-3359, Atlanta, Georgia, USA, Sept. 2010.
- [27] I.MAHMOUD, H.REHAOULIA and M.AYADI, "Design and modeling of a linear switched reluctance actuator for biomedical applications", *International Journal Of Physical Sciences*, Vol.6(22), pp. 5171-5180, October 2011.
- [28] A. Kakilli, "Magnetic analysis of modified-rotor switched reluctance motor", *Electronics and Electrical Engineering*, Vol 115 No 9, pp 21-26, 2011,.
- [29] K.TOMCZUK and M.PARCHOMIUK, "SRM control algorithm for electric vehicles drives applications", *Electrical Review*, Vol 88 N° 1a, pp 70-74, 2012.
- [30] M. Cosovic, S. Smaka, I. Salihbegovic, and Š. Mašić, "Design Optimization of 8/14 Switched Reluctance Machine for Electric Vehicle", *Proc. XXth Intern. Conf. on Electrical Machines (ICEM)*, 01/2012
- [31] A.Berdai, V.Vlasenko, V.Titjuk and A.El Moudden "Analysis Of Reliability Of The Mathematical Model Of The SRM", *Journal of Theoretical and Applied Information Technology*, Vol. 41, No.1, pp 60-67, 15 July 2012.
- [32] S. Taibi, I. Haouara and A. Tounzi, "Comparaison de performances de deux structures de MRV Vernier à double denture excitées. Application en entraînement direct", *Revue des Sciences et de la Technologie - RST-*, Vol. 3, N°1, pp 69-78, jan. 2012.
- [33] L.Szabó, I.Bentia and M.Ruba "Dual Motion Switched Reluctance Motor for Advanced Industrial Applications", *Proc. IEEE 13th intern. Conf. on optimization of electrical and electronic equipment (optim)*, Brasov, pp 544-549, may- 2012.
- [34] Y.Chen, H.Liu, X.Zhao, H.Zhang and Z.Zuo," Field-Circuit Coupled Analysis of an In-Wheel Switched Reluctance Motor with Outer Rotor for EV Applications", *Proc.2nd Intern. Conf. on Electronic & Mechanical Engineering and Information Technology*, Atlantis Press, Paris, Pp 1689-1692, 2012.
- [35] J.Peter, "Modeling & Torque Ripple Minimization of Switched Reluctance Motor for High Speed Applications", *International Journal of Science and Modern Engineering (IJISME)*, Vol 1, Issue-10, pp 15- 20 Sept. 2013.
- [36] T. Dinesh Kumar and A. Nagarajan, "Design Of Switched Reluctance Motor For Elevator Application", *Journal of Asian Scientific Research*, vol 3, N°3, pp 258-267, 2013.

- [37] E.Afjei, , A.Siadatan and H.Torkaman, "Analytical Design And Fem Verification Of A Novel Three-Phase Seven Layers SRM", *Progress In Electromagnetics Research*, Vol. 140, pp 131-146, 2013.
- [38] E.Bach-Sørensen, K.Kongerslev, P.Winther, R.Jæger and S.S.Nielsen, "Development of U-core Switched Reluctance Motor for In-wheel Drive train", *Proc. 2nd Student Symp.On Mech. And Manufacturing Engineering*, Aalborg University,2011.
- [39] C. Sunita and M.V.Srikanth, "Modeling And Analysis Of 6/4 Switched Reluctance Motor With Torque Ripple Reduction", *Journal of Electrical and Electronics Engineering (IOSR-JEEE)*, International Conference on Advances in Engineering & Technology, pp 37-42– 2014
- [40] M. Venkatesh and R.K.Raghutu, "Performance analysis of Switched Reluctance Motor using Linear Model", *International Journal on Recent and Innovation Trends in Computing and Communication*, Vol. 2 Issue 7, July 2014.
- [41] R.Subashraj, S.Prabhu,V.Chandrasekar, N.C.Lenin, A.Manikandan and R.Arumugam, "Design and Finite Element Analysis of Switched Reluctance Motor with Exterior Rotor", *Intern. Jour. of Eng. Research* , Vol.3, Issue 6, pp 390-395, 01 June 2014.
- [42] E. Ilhan, J. Paulides, L. Encica and E. Lomonova, "Tooth Contour Method Implementation for the Flux-Switching PM Machines", *Proc. IEEE XIX International Conference on Electrical Machines - ICEM*, Rome 2010.
- [43] L.El Amraoui "Conception Electromécanique D'ue Gamme D'actionneurs Linéaires Tubulaires A Reluctance Variable", *thèse de doctorat, Université des Sciences et de Techologie de Lille*. 2002.
- [44] M. Lamghari-Jamal, "Modélisation magnéto-thermique et optimisation de machines rapides :Application `a la machine synchrone à réluctance variable", *Thèse de Doctorat de l'Université de Nantes*, 2006.
- [45] S.Mouellef, "Contribution A L'étude D'une Machine A Reluctance Variable : Conception, Modélisation & Simulation D'une MRVDS 6-4", *Mémoire de magister, Université Mentouri De Constantine*, 2008.
- [46] R.Redjem, "Modélisation et Optimisation d'une Structure de Machine à Réluctance Variable Dédiee aux Energies Renouvelables", *Thèse de Doctorat Université Mentouri De Constantine*, 2010.
- [47] D. Ilea, "Conception optimale des moteurs à réluctance variable à commutation électronique pour la traction des véhicules électriques légers", *thèse de doctorat École Centrale De Lille*,2011.
- [48] A.P. Rabano, " Modeling of a PMSynRel stator with concentrated windings using finite éléments and non-linear reluctance networks", *these de doctorat, Royal Institute of Technology Stockholm, Sweden*, April 2013.

- [49] E.D. K. Fankem, "Etude De Différentes Structures D'actionneurs De positionnement Pour L'aéronautique", *thèse de doctorat, Université De Lorraine*, 2012.
- [50] C.A.Vaithilingam , N.Misron, M.Zare, I.Aris and M.H.Marhaban, "Computation of Electromagnetic Torque in a Double Rotor Switched Reluctance Motor Using Flux Tube Methods", *Energies*, vol 5, pp 4008-4026, 2012.
- [51] B.NEDJAR, " Modélisation basée sur la méthode des réseaux de perméances en vue de L'optimisation de machines synchrones à simple et à double excitation.", *thèse de doctorat ENS CACHAN 2011*.
- [52] W.Wu, J.B. Dunlop, S.J. Collocott, and B.A. Kalan, "Design Optimization of a Switched Reluctance Motor by Electromagnetic and Thermal Finite-Element Analysis", *IEEE Transactions On Magnetics*, Vol. 39, No. 5, pp 3334-3336 Sept. 2003.
- [53] k.Binkowski, J.Szczypior, B.Bucki, A.Biernat and A.Rogalski, "Influence of geometrical parameters of SRM on electromagnetic torque", *Proc. XVI International Conference of Electrical Machines*, Sep. 2004.
- [54] A.El-wakeel, S.A. Gawish and M. A. L. Badr, " Design of A Fault Tolerant Switched reluctance Motor For An Aircraft Fuel Pump application," *Proc. of the 8th ASAT Conference*, 4-6 May 1999.
- [55] Yipeng Wang, B.Eng, " Switched Reluctance Motor Analysis and Design for a Lunar Roving Vehicle", *memoire de master engineering*, McGill Université Montreal, Quebec, Canada, 2013.
- [56] G. Landis, "Robotic Exploration of the Surface and Atmosphere of Venus," *Acta Astronautica*, Vol. 59, 7, pp 517-580 Paper IAC-04-Q.2.A.08, (October 2006).
- [57] <http://www.fleadh.co.uk/brivit/database/mainframe.asp>.
- [58] C.Keyes, "Guide de référence sur l'efficacité énergétique des moteurs", *CEA Technologies Inc.* 2007.
- [59] C.Kernane et A.Lakel « Influence des paramètres constructifs sur le couple statique d'un moteur à reluctance variable ». *Mémoire d'ingénieur USTOMB Oran* 1996.
- [60] N.Kada belghitri "Méthodologie de choix des paramètres de dimensionnement d'un moteur a reluctance variable.", *mémoire de magister, ENSET Oran* 2001.
- [61] I.Smolenski, "méthode universelle de calcul des processus électromagnétiques dans les machines électriques", *thèse de doctorat, Energoatomizdat, Moscou*, 1986.

- [62] R.Bargallo, "finite elements for electrical engineering", *Universitat Politecnica De Catalunya, Espagne* 2006.
- [63] N.Kada Belghitri A.Taieb Brahimi and C.Kernane, "Design Of Switched Reluctance Motor Using Reluctance Network Analysis Combined To Teeth Contour Permeance Method.", *Journal of Electrical Engineering Romania, Vol 14, N°3, pp282-289, 2014.*
- [64] Kada Belghitri N., Taieb Brahimi A.and Kernane C.: "Optimisation de la denture d'un MRV et amelioration du couple par le choix des angles de commutation", *In: Proc. 3eme colloque sur l'inductique., april 24-25-26,2013,Tizi-Ouzou, Algerie.*
- [65] Kada Belghitri N., Taieb Brahimi A. and Kernane C.: "utilisation de la method des reseaux de reluctances dans le dimensionnement des MRV", *In: Proc inter. conf. on electrotechnics ICEL2013, Oran 2013,*
- [66] Y. Le Menach, "contribution à la modelisation numérique tridimensionnelle des systems electrotechniques » *thèse de doctorat, université des sciences et technologies de lille.,1999.*
- [67]J.C Sabonnadiere, J.L Coulomb, « calcul des champs électromagnétiques » *techniques de l'ingénieur, traité génie électrique, vol. D1, n°D3020, pp. D3020.1-D3020.20 1988.*
- [68] S.Naceur «Contribution à La Modélisation Numérique D'une Pompe MHD En Tenant Compte De La Nature Des Matériaux Des Electrodes Et Du Fluide » *mémoire de magister, Université De Batna,2007.*
- [69] Ansoft Maxwell ®, Version 15.0.0.

ANNEXE I.

Paramètres géométriques, électriques et mécaniques du MRV.

<i>Dimensions (mm)</i>	<i>stator</i>	<i>rotor</i>
<i>Diamètre intérieur.</i>	47	$D=5$
<i>Diamètre extérieur.</i>	$D_0=81$	46
<i>Hauteur de dent.</i>	$H_{ds}=10$	$H_{dr}=10$
<i>Largeur de dent.</i>	$B_s=11$	$\beta_r =11$
<i>Hauteur de culasse.</i>	$H_s =10$	$H_r =10$
<i>Nombre de pôles.</i>	6	4
<i>Longueur de la machine.</i>	$L=150$	$L=150$
<i>Entrefer.</i>	$e=0.5$	

Tableau A1- 1. Dimensions de base du MRV étudié.

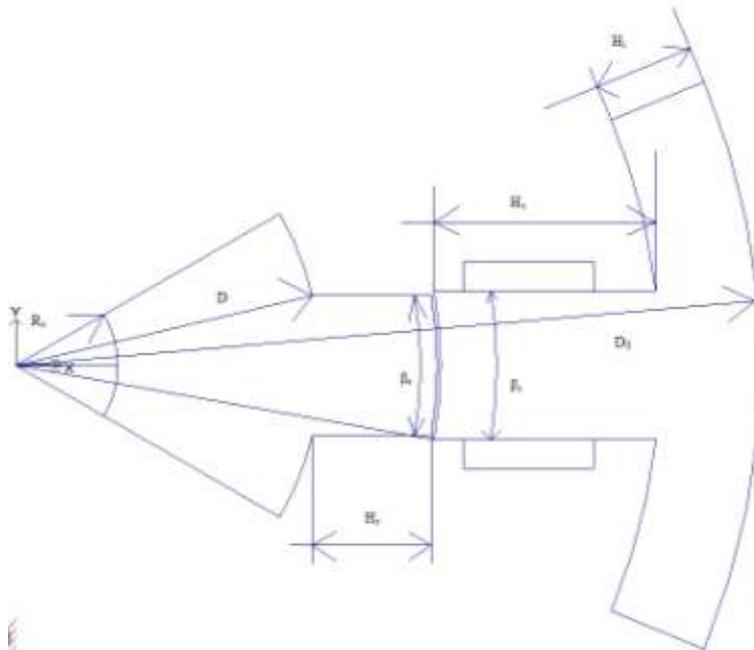


Figure A1- 1. Dimensions de base du MRV étudié.

Le nombre conducteurs du bobinage est de $N=100$.
La tension d'alimentation de base est de $V= 80V$ par phase.
Le matériau utilisé pour le circuit magnétique est un alliage cobalt-nickel et possède la caractéristique magnétique de la figure 1.

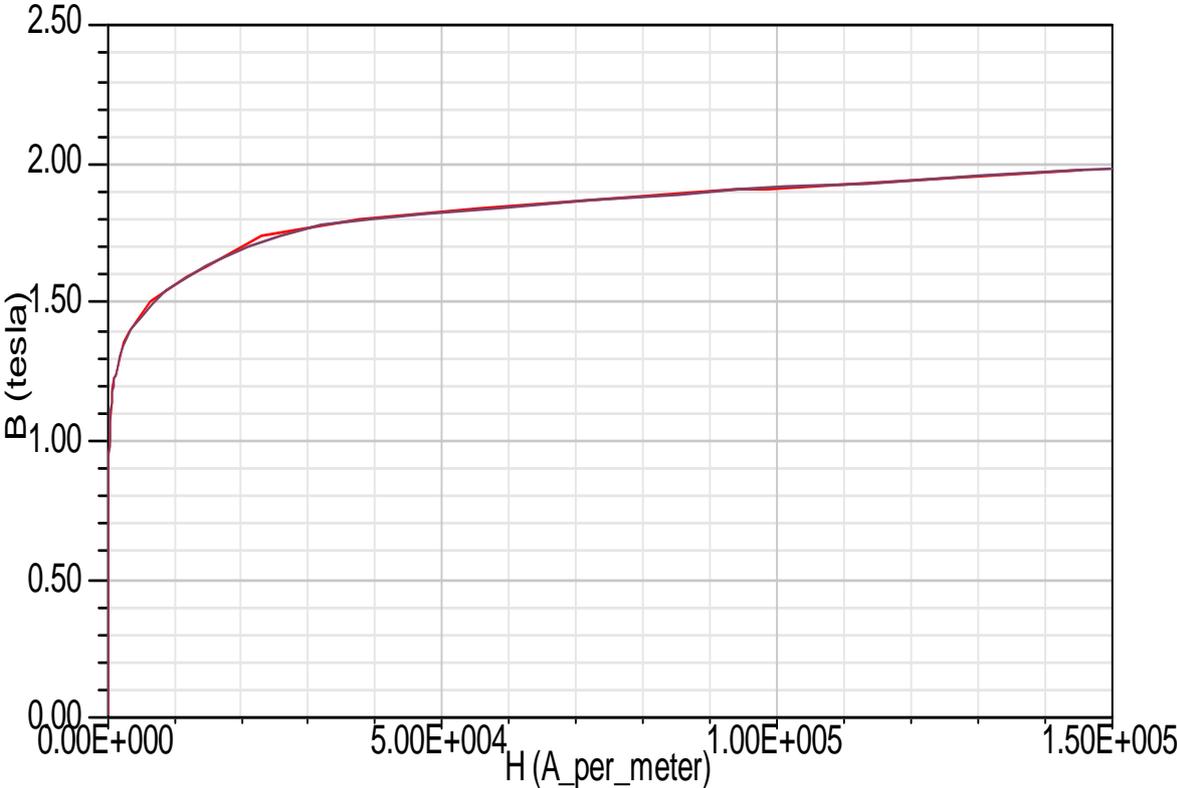


Figure A1-2. Caractéristique magnétiques du matériau.

ANNEXE II.

Dans cette annexe, quelques exemples de zones et de calcul de leurs coefficients de triangulation sont détaillés.

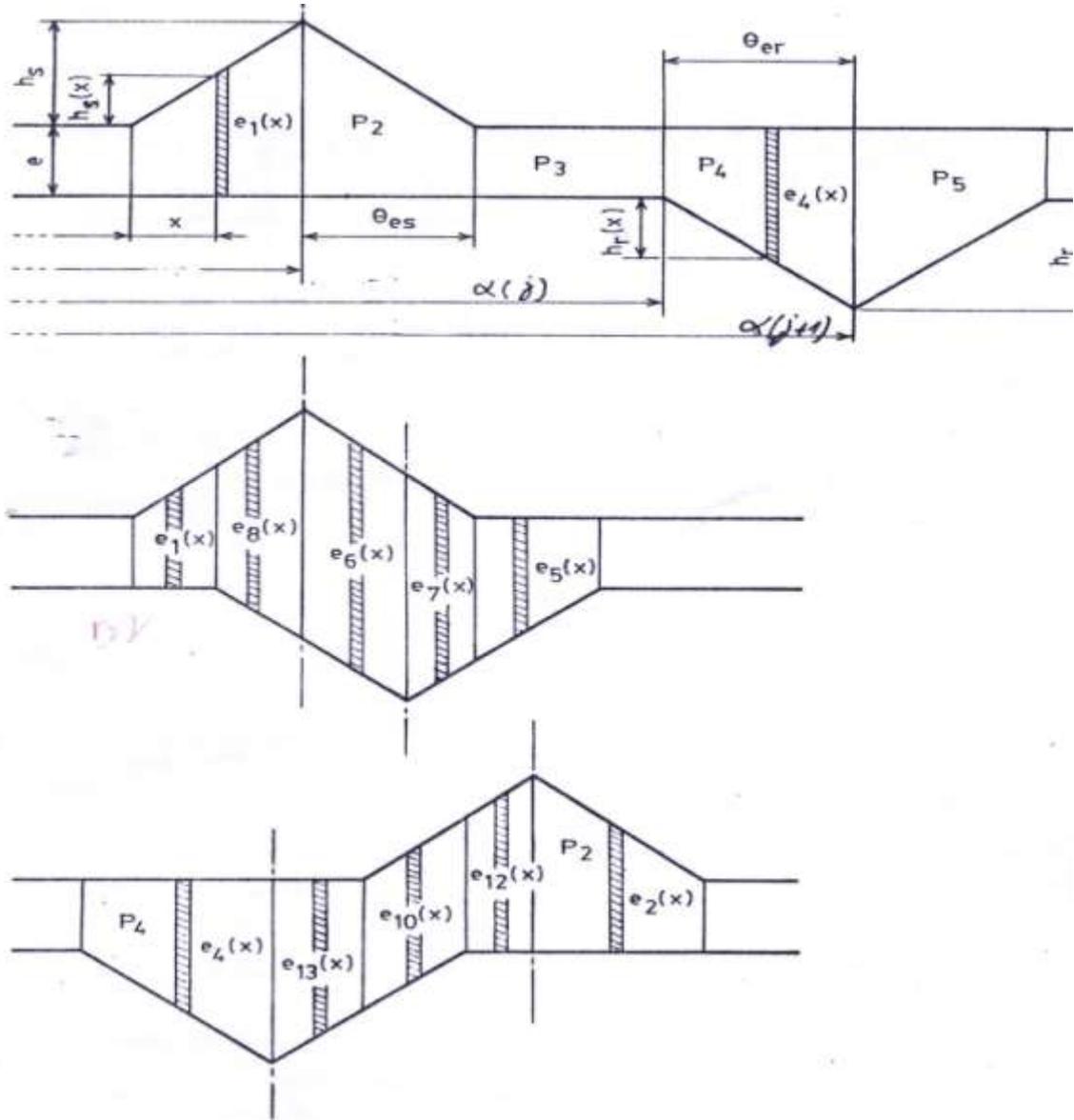
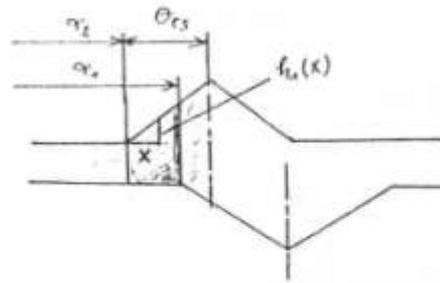
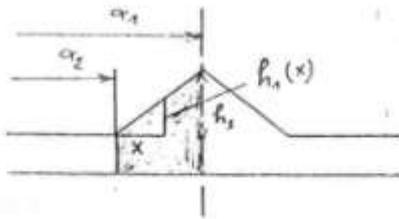


Figure A2-1. Exemple des géométries des recouvrements de l'entrefer.

1) Zone 1



Pour les deux cas, on a :

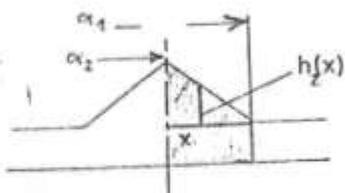
$$\frac{h_1(x)}{h_s} = \frac{x}{\theta_{es}} \rightarrow h_1(x) = \frac{h_s}{\theta_{es}} x$$

$$\text{or } e_1(x) = e + h_1(x) = C_1 + C_{x1} \cdot x \quad \text{donc } e_1(x) = e + \frac{h_s}{\theta_{es}} x$$

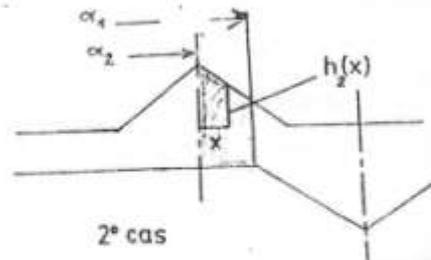
Il vient alors que :

$$\left. \begin{array}{l} C_1 = e \\ C_{x1} = \frac{h_s}{\theta_{es}} \end{array} \right\}$$

2) Zone 2



1^{er} cas



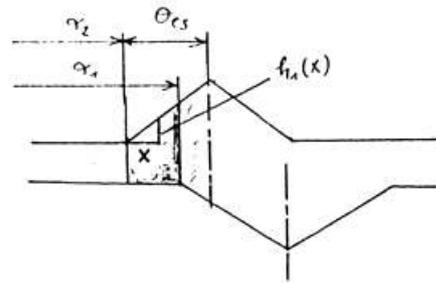
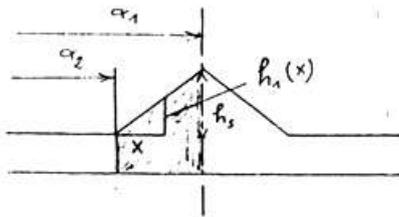
2^e cas

Pour les deux cas, on a :

$$\frac{h_2(x)}{h_s} = \frac{\theta_{es} - x}{\theta_{es}} \rightarrow h_2(x) = h_s - \frac{h_s}{\theta_{es}} x$$

$$\text{or } e_2(x) = e + h_2(x) = C_2 + C_{x2} \cdot x \quad \text{donc } e_2(x) = e + h_s - \frac{h_s}{\theta_{es}} x$$

1) Zone 1



Pour les deux cas, on a :

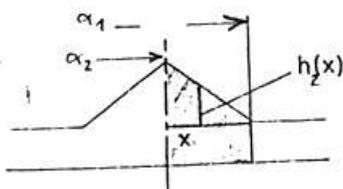
$$\frac{h_1(x)}{h_s} = \frac{x}{\theta_{es}} \rightarrow h_1(x) = \frac{h_s}{\theta_{es}} x$$

or $e_1(x) = e + h_1(x) = C_1 + C_{x1} \cdot x$ donc $e_1(x) = e + \frac{h_s}{\theta_{es}} x$

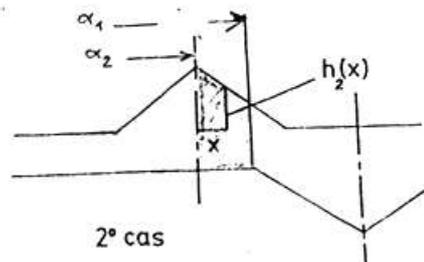
Il vient alors que :

$$\left. \begin{aligned} C_1 &= e \\ C_{x1} &= \frac{h_s}{\theta_{es}} \end{aligned} \right\}$$

2) Zone 2



1° cas



2° cas

Pour les deux cas, on a :

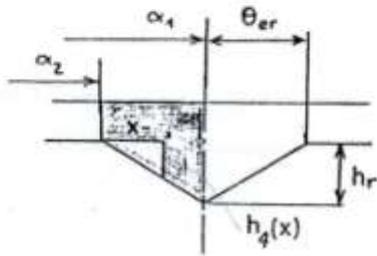
$$\frac{h_2(x)}{h_s} = \frac{\theta_{es} - x}{\theta_{es}} \rightarrow h_2(x) = h_s \cdot \frac{\theta_{es} - x}{\theta_{es}}$$

or $e_2(x) = e + h_2(x) = C_2 + C_{x2} \cdot x$ donc $e_1(x) = e + h_s \cdot \frac{\theta_{es} - x}{\theta_{es}}$

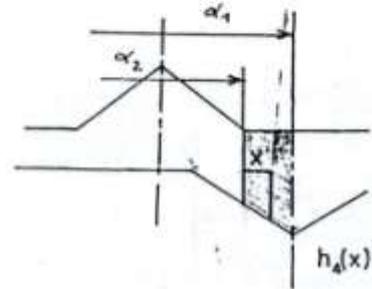
On obtient alors :

$$\left. \begin{aligned} C_2 &= e + h_s \\ C_{v2} &= \frac{h_s}{\theta_{es}} \end{aligned} \right\}$$

3) Zone 4



1° cas



2° cas

1° Cas , on a :

$$\frac{h_4(x)}{h_r} = \frac{x}{\theta_{er}} \Rightarrow h_4(x) = \frac{h_r}{\theta_{er}} x$$

$$e_4(x) = e + h_4(x) = C_4 + C_{v4} \cdot x \Rightarrow e_4(x) = e + \frac{h_r}{\theta_{er}} x$$

d'où :

$$\left. \begin{aligned} C_4 &= e \\ C_{v4} &= \frac{h_r}{\theta_{er}} \end{aligned} \right\}$$

2° Cas , on a :

$$\frac{h_4(x)}{h_r} = \frac{\theta_{er} - (\alpha_1 - \alpha_2) \cdot x}{\theta_{er}}$$

$$\Rightarrow h_4(x) = h_r - \frac{h_r}{\theta_{er}} (\alpha_1 - \alpha_2) x + \frac{h_r}{\theta_{er}} x$$

On trouve donc :

$$\left. \begin{aligned} C_4 &= e + h_r - \frac{h_r}{\theta_{er}} (\alpha_1 - \alpha_2) x \\ C_{v4} &= \frac{h_r}{\theta_{er}} \end{aligned} \right\}$$

ملخص.

محركات النفاذية المتغيرة تستخدم بشكل متزايد في العديد من المجالات. ميزة هذه المحركات هي انها غير مكلفة وتعمل على مجال واسع جدا من عزم الدوران والسرعة، فضلا عن المتانة والكفاءة العالية. ولكن بالمقابل لها صوت عال بسبب عزمها النابض للاستفادة المثلى من هذا العزم في القيمة والشكل يتطلب المحاكاة المتعددة. مما أدى بنا إلى اختيار طريقة لحساب الحقل سريعة وموثوق بها. لقد اخترنا طريقة الشبكات المغناطيسية مع طريقة حواف الأسنان لحساب الحقل في الفجوة. ثم قدمنا تحليل لهذا المحرك بواسطة العناصر المحدودة وقارنا النتائج. وقد ثبت ان لدينا نموذج موثوق ودقيق مع احتساب وقت المحاكاة منخفض. نموذج العناصر المحدودة لديه ميزة كونه دقيق ويعطي صورة لتوزيع التدفق في المحرك. طريقة شبكات النفاذية من جانبها تقدم التحليل الكمي للتدفق بأكمله، وهي مثالية لتحجيم المحركات.

Résumé :

Les moteurs à réluctance variable (MRV) sont de plus en plus utilisés dans plusieurs domaines. Ces moteurs peu coûteux présentent l'avantage de fonctionner sur des gammes très larges de couples et de vitesses, ainsi qu'une robustesse et un rendement élevé. Par contre ils sont bruyants à cause de leur couple pulsé. L'optimisation de ce couple en valeur et en forme nécessite de multiples simulations ce qui nous à amené à choisir une méthode de calcul de champ rapide et fiable. Nous avons modélisé notre MRV par la méthode des réseaux de perméances équivalent à laquelle nous avons associé la méthode des perméances des contours des dents pour le calcul du champ dans l'entrefer. Ensuite nous avons fait une analyse par éléments finis en 2D et en 3D et nous avons comparé les résultats. Notre modèle s'est avéré fiable et précis avec un temps de calcul réduit. Le modèle par élément finis présente l'avantage d'être précis et de donner une image sur la répartition du flux dans toute la machine. La méthode des réseaux de perméances quand à elle, présente une analyse quantitative du flux, idéale pour les travaux de dimensionnement nécessitants beaucoup de simulations.

Abstract.

Switched reluctance motors (SRM) are being used in several areas. These inexpensive engines have the advantage to operate on very wide ranges of torques and speeds, and presents robustness and high performance. On the other hand they are noisy because of their pulsed torque. The optimization of this torque in value and shape requires multiple simulations; this is why we to need a fast and reliable field calculation method.

We modeled our MRV by the method of equivalent permeances networks combined to the teeth contours permeances method for the air gap field calculation. Then we have done a 2D and 3D finite element analysis and we compared the results. Our model was reliable and accurate with a reduced calculation time. The finite element model has the advantage to be precise and give a picture on the field distribution in the entire machine. The method of permeances networks presents a quantitative analysis for the field, ideal for motor design works which require many simulations.