

République Algérienne Démocratique et Populaire
Ministère de L'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique

UNIVERSITE MOULOUD MAMMARI DE TIZI-OUZOU



FACULTE DE GENIE ELECTRIQUE ET D'INFORMATIQUE

DEPARTEMENT D'ELECTROTECHNIQUE

Mémoire de Fin d'Etude

En vue de l'obtention du diplôme de master en électrotechnique

Option : **Machines Electriques**

BOUSSAAD Sofiane

DJAROUN Lounes

Thème

Etude d'un Moteur Linéaire Tubulaire Pas à Pas en Utilisant la Méthode des Eléments Finis

Mémoire soutenu publiquement le 11 /07/ 2018 devant le jury composé de :

M. Arezki DICHE

Maître-assistant Classe A, UMM Tizi-Ouzou,

Président

M. Mustapha ZAOUIA

Maitre de Conférences Classe A, UMM Tizi-Ouzou,

Promoteur

M^{elle} Nadia RADJA

Maitre de Conférences Classe B, UMM Tizi-Ouzou,

Examinatrice

M^{elle} Nacera YASSA

Maître-assistant Classe A, UAMO BOUIRA,

Examinatrice

Promotion 2017/2018

Remerciements

Nous tenons tout d'abord à remercier Dieu le tout puissant et miséricordieux, qui nous a donné la force, la volonté et la patience d'accomplir ce modeste travail.

En second lieu, nous tenons à remercier notre encadreur Mr. ZAOUIA Mustapha pour son dévouement, ces conseils et son soutien moral tout le long de l'élaboration de ce travail.

Ainsi que nous remercions pour toute l'aide et le soutien qu'il nous a offert tout au long de nos études. Nos vifs remerciements vont également aux membres du jury pour l'intérêt qu'ils ont porté à notre recherche en acceptant d'examiner notre travail et de l'enrichir par leurs propositions.

Enfin, nous tenons également à remercier toutes les personnes qui ont participé de près ou de loin à la réalisation de ce travail.

Merci

Dédicace

Je dédie ce modeste travail :

*A celui qui m'a tant aidé et encouragé dans mes études,
par ces précieux conseils, son sacrifice et sa
compréhension*

à toi mon chère papa.

*A celle qui a beaucoup veillé sur moi avec énormément
d'amour, et de sacrifices.*

à toi ma chère maman.

A mes chères sœurs et à mes frères

Et tout mes ami(e)s

Et tout la famille Boussaad

Sofiane

Dédicace

*Je dédie ce modeste travail :
Aux êtres les plus chers au monde,
mes chers parents pour leurs sacrifices
qu'ils ont fourni pour mes études,
surtout ma mère qui est la source de résistance
et d'espérance, que Dieu les protègent.*

A mes frères.

A mes sœurs.

A toute ma famille.

A tous mes chers amis.

Lounes

Sommaire

Sommaire

Introduction générale.....	1
Chapitre I: Généralités sur les Moteurs Pas à Pas	
I.1. Introduction.....	3
I.2. Définition	3
I.3. Différents types de moteurs pas à pas	3
I.3.1.Moteur pas à pas rotatifs	3
I.3.1.1. Moteur pas à pas rotatifs à réluctances variables.....	3
I.3.1.1.1.Principe de fonctionnement	4
I.3.1.1.2. Avantages et inconvénients des moteurs à réluctances variables.....	4
I.3.1.1.3.Quelques considérations à respecter dans la conception des moteurs à réluctance variable.....	5
I.3.1.2. Moteur pas à pas rotatif polarisé.....	5
I.3.1.2.1.Moteur à aimants permanents	5
I.3.1.2.2.Principe de fonctionnement	6
I.3.1.2.3. Avantages et inconvénients	6
I.3.1.3. Moteur pas à pas rotatif hybride	7
I.3.1.3.1. Principe de fonctionnement	7
I.3.1.3.2. Avantages et inconvénients	8
I.3.2.Moteurs pas à pas linéaires.....	8
I.3.2.1.Moteurs pas à pas linéaires à réluctance variable.....	8
I.3.2.2. Moteur pas à pas linéaires polarisés	9
I.3.2.2.1. Les moteurs à aimants permanents	9
I.3.2.2.2. Les moteurs hybrides.....	9
I.3.2.2.3. Caractères spécifiques aux moteurs linéaires	11
I.3.2.2.4. Disposition de la partie mobile et du stator	11
I.3.2.3. Guidage.....	13
I.3.2.4. Entrefer	13
I.3.2.5. Effets d'extrémités.....	13
I.3.2.6. Frein linéaire	14
I.3.2.7. Avantages et inconvénients	14
I.3.2.8. Applications.....	15

I.4. Conclusion	16
Chapitre II: Modèle Electromagnétique et Discrétisation Eléments Finis	
II.1. Introduction	17
II.2. Equations de Maxwell	17
II.2.1. Premier équation de Maxwell	17
II.2.2. Deuxième équation de Maxwell	17
II.2.3. Troisième équation de Maxwell.....	18
II.2.4. Quatrième équation de Maxwell.....	18
II.3. Loi d'Ohm et relation du milieu	19
II.3.1. Relation du milieu magnétique	19
II.3.1. Relation du milieu diélectrique	19
II.3.2. Loi d'Ohm.....	19
II.3.3. Equation de conservation de la charge.....	20
II.3.4. Equation de Poisson	20
II.4. Modèles magnétostatiques.....	20
II.5. Modèles magnétodynamique	21
II.5.1. Modèles magnétodynamique en régime harmonique	22
II.5.2. Tenseur de Maxwell.....	22
II.5.3. Inductance	22
II.6. Méthode des éléments finis	23
II.6.1. Présentation de la méthode des éléments finis.....	23
II.6.2. Principe de la méthode des éléments finis	24
II.6.3. Avantages et inconvénients de la méthode des éléments finis	24
II.7. Types des conditions aux limites.....	25
II.7.1. Condition de Dirichlet.....	25
II.7.2. Condition de Neumann	25
II.7.3. Condition de type mixte.....	25
II.8. Discrétisation des équations aux dérivés partielles	26
II.8.1. Modèle magnétostatique	26
II.8.2. Modèle magnétodynamique.....	27
II.9. Présentation de logiciel FEMM	27
II.10. Conclusion	28

Chapitre III : Etude du Moteur Linéaire Tubulaire Pas à Pas

III.1. Introduction	30
III.2. Etude du moteur linéaire tubulaire à réductance variable pas à pas.....	30
III.2.1. Description.....	30
III.2.2. Caractéristiques géométriques et physiques	31
III.2.3. Prise en compte de la saturation	32
III.2.4. Equations régissant le dispositif	32
III.2.5. Procédures et étapes de calcul	33
III.3. Domaine d'étude	34
III.3.1. Maillage de la machine	34
III.3.2. Résultats et discussions	35
III.3.2.1. Induction magnétique	37
III.3.2.2. Potentiel vecteur magnétique	39
III.3.2.3 Inductance	41
III.3.2.4 Force électromagnétique	43
III.4. Conclusion.....	45
Conclusion générale	46

Introduction générale

Introduction générale

L'apparition pour la première fois du moteur pas à pas remonte au début du XIX^{ème} siècle, le moteur pas à pas fut inventé en 1936 par Marius Lavet, ingénieur français des arts et métiers, pour l'industrie horlogère. La littérature francophone, parle d'une première proposition de réalisation datant de 1852, alors que la littérature anglophone, avance l'année 1883. L'idée d'un moteur pas à pas est donc d'autant plus ancienne, si ce n'est l'absence de maîtrise de technique de lévitation appropriée, qui ont isolé ce type de machine de l'industrie. Ce type de moteur est très courant dans tous les dispositifs où l'on souhaite faire du contrôle de vitesse ou de position. L'usage le plus connu du grand public est dans les imprimantes classiques et imprimantes 3D, les scanner et les platines vinyles de DJ. Mais ils sont présents dans de nombreuses applications à savoir, les photocopieurs, les imprimantes bancaires, la robotique, l'instrumentation, les pompes à perfusion, les pousse-seringues et les systèmes de positionnement sur machine industrielle et machine-outil. Avec l'avènement de l'outil informatique et les progrès réalisés ces dernières années dans les divers domaines des matériaux (magnétiques, mécanique, thermiques..), de l'électronique de puissance (grandes puissances, grandes fréquences..) et de la commande (technologie numériques, méthodes de contrôle..), le moteur pas à pas a acquis de l'intérêt pour divers applications, d'où le développement et l'amélioration de ce type des machines est indispensable [5], [6].

Ce mémoire fait l'objet d'étude d'un moteur linéaire tubulaire à réluctance variable pas à pas, il est structuré en trois chapitres, dans le premier chapitre nous aborderons les généralités sur les moteurs pas à pas et particulièrement linéaires, en exposant leurs différents types, leurs fonctionnements ainsi que leurs domaines d'applications. Le deuxième chapitre sera consacré à la présentation des lois de l'électromagnétisme qui se résument aux équations de Maxwell et les modèles électromagnétiques, à savoir le modèle magnétostatique et le modèle magnétodynamique, par la suite nous aborderons la discrétisation par éléments finis de ces modèles électromagnétiques. Enfin nous allons présenter le logiciel utilisé pour l'étude de notre moteur. Finalement nous aborderons dans le troisième chapitre, la partie application qui se traduit par une modélisation et une simulation par éléments finis du moteur linéaire tubulaire à réluctance variable pas à pas en introduisant son modèle sous forme d'un programme exécuté sous environnement du logiciel F.E.M.M.(Finit Element Magnetic Method) pour procéder à l'évaluation des différentes grandeurs, telle que l'induction magnétique, le potentiel vecteur magnétique, l'inductance magnétique et la force

électromagnétiques avec la prise en compte du phénomène de la saturation ainsi que le mouvement de la partie mobile du moteur.

Enfin nous terminons par une conclusion générale.

Chapitre I : Généralités sur les moteurs pas à pas

I.1. Introduction

De nombreux systèmes électromagnétiques ont eu un succès grâce aux moteurs pas à pas et beaucoup de mécanismes n'auraient jamais vu le jour sans l'existence de ces moteurs. Sa précision fait que ce moteur est choisi en premier lorsqu'il s'agit du contrôle précis de position ou de vitesse [3]. Grâce à leurs performances, les moteurs pas à pas ont été adoptés dans plusieurs applications avec des structures multiples et généralement complexes. Ce chapitre, est consacré aux généralités sur les moteurs pas à pas et principalement les moteurs linéaires tubulaires, leurs constitutions, leur fonctionnement et aussi leurs domaines d'applications.

I.2. Définition

Le moteur pas à pas est un convertisseur électromécanique qui assure la transformation d'un signal électrique (impulsion ou un train d'impulsion de pilotage) en un déplacement mécanique (angulaire ou linéaire) [1]. Sa structure de base se présente sous la forme de deux pièces séparées mécaniquement, le stator et le rotor. L'interaction électromagnétique entre ces deux parties assure classiquement la rotation ou le déplacement linéaire [3].

I.3. Différents types de moteurs pas à pas

Les performances d'un système d'entraînement ou de positionnement, dépendent simultanément du type de moteur, de la structure choisie, du système d'alimentation utilisé et de la stratégie de commande implantée. Il est donc important de bien connaître les moteurs pas à pas rotatifs et linéaires, réluctance ou à aimants [2]. Un actionneur électrique peut créer deux types de mouvements, un mouvement de rotation ou un mouvement de translation [1].

I.3.1. Moteur pas à pas rotatifs

Les moteurs pas à pas peuvent être classés en fonction de l'origine de leur mouvement, on distingue principalement deux catégories de moteurs pas à pas à savoir les moteurs à réluctances variables et les moteurs polarisés [1].

I.3.1.1. Moteur pas à pas rotatifs à réluctances variables

On appelle moteur à réluctance variable, les moteurs dont la réluctance varie suivant la circonférence de l'entrefer et dont le rotor est non excité. Le champ magnétique n'est créé que sous l'effet de la f.m.m du stator. Le couple électromagnétique apparaît à la suite de la variation de l'énergie dissipée par le champ magnétique dans l'entrefer en cas de désalignement d'axes du champ statorique. La variation de la réluctance du circuit

magnétique suivant la circonférence de l'entrefer du moteur s'effectue par un choix convenable de la géométrie et des matériaux du rotor [3].

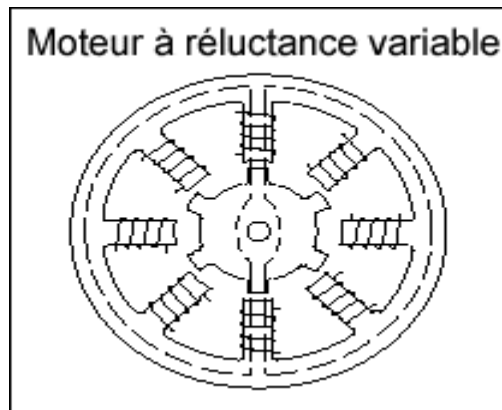


Figure I.1. Structure d'un moteur à réluctance variable [3].

I.3.1.1.1.Principe de fonctionnement

La majorité des moteurs sont basés sur le principe d'interaction entre les champs magnétiques et les courants électriques. Cependant, le moteur à réluctance variable utilise un autre principe c'est-à-dire, qu'il tend toujours à se placer dans la position de la réluctance minimale et le rotor s'approche de la position d'équilibre, en ce moment le courant est commuté à la phase suivante pour continuer la rotation d'où la nécessité de capter la position du rotor via des capteurs [5].

I.3.1.1.2. Avantages et inconvénients des moteurs à réluctances variables

a. Avantages

Caractérisée par la simplicité de la construction du rotor et l'absence d'aimants permanents procure à ces moteurs les avantages qui suit [5] :

- La majorité des pertes est dû au stator, donc facile a dissiper.
- La direction ou le sens de rotation est facile à inverser en changeant facilement la séquence de l'alimentation des phases.
- Le couple du démarrage peut être important sans grand appelle de courant.
- Atteindre de très grandes vitesses est possible.
- Facilité de bobiner les enroulements statorique, enchevêtrement n'existe pas entre les phases

b. Inconvénients

Malgré les avantages important de ces moteurs, ils possèdent aussi des inconvénients, qui sont comme suit [5] :

- Ce moteur nécessite un convertisseur électronique, donc il est adapté pour la vitesse variable.
- Existence de couples pulsatoires importants surtout s'il s'agit de travailler sur une large gamme de vitesse.
- Ces couples pulsatoires engendrent beaucoup de problèmes (vibrations, et bruit).
- Filtrer le courant coté continue, on utilise généralement de gros condensateurs.
- Le câblage du moteur à réluctance variable est plus compliqué que le câblage des moteurs asynchrones car on doit gérer l'alimentation et les capteurs.

I.3.1.1.3. Quelques considérations à respecter dans la conception des moteurs à réluctance variable

Le concepteur de ces moteurs doit aux préalables prendre les considérations suivantes [4] :

- Le choix du nombre de pôles.
- Le nombre de pôles au stator doit être supérieur au nombre de pôles du rotor.
- L'arc polaire du stator doit être supérieur au pas angulaire.
- L'arc inter-polaire du rotor doit être supérieur à l'arc polaire du stator.

I.3.1.2. Moteur pas à pas rotatif polarisé**I.3.1.2.1. Moteur à aimants permanents**

Ce sont des moteurs dans lesquelles le champ magnétique d'excitation est obtenu au moyen d'aimants permanents à base de ferrite ou de terre rare (Néodyme-fer ou Samarium Cobalt). Les pôles sont imprimés magnétiquement à la propriété du rotor et sont alternativement nord-sud. Il existe deux types de machine à aimants permanents [4] :

- Machines à aimants permanents à commutation mécanique.
- Machines à aimants permanents à commutation électronique (brushless machines).

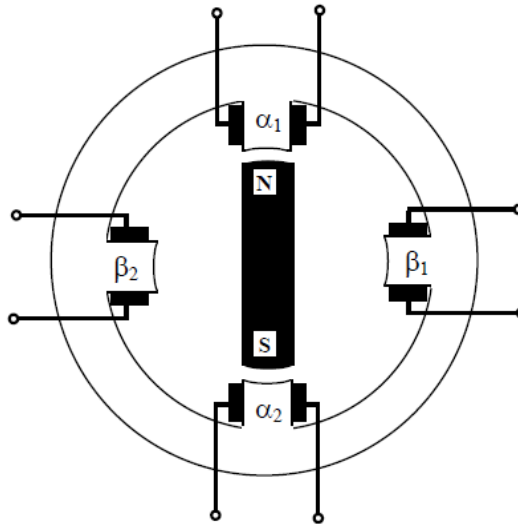


Figure I.2. Structure d'un moteur à aimants permanents [4].

I.3.1.2.2.Principe de fonctionnement

Le principe de fonctionnement de cette structure est le même que les moteurs à réluctances variables en utilisant des stators à pôles lisses ou à pôles saillants sauf que ce dernier peut présenter un couple réluctant supplémentaire dit couple de détente, provenant de l'action de l'aimant sur les pôles statoriques. En excitant le stator, l'axe statorique accomplit une rotation selon les angles privilégiés dans le sens horaires ce qui fait avancer le rotor d'un angle incrémentale élémentaire (pas angulaire) [4].

I.3.1.2.3. Avantages et inconvénients

a. Avantages

L'absence d'enroulement d'excitation dans ces moteurs lui offrent les avantages suivants [4] :

- Condition de refroidissement plus facile.
- Moins d'encombrement et simplification de construction et de maintenance.
- Meilleure performance dynamique et excitation plus stable.
- Pas de perte d'excitation d'où un meilleur rendement.
- Grand couple et plus grande puissance par unité de volume.

b. Inconvénients

Malgré les avantages de ces moteurs, ils contiennent aussi des inconvénients, qui sont comme suit [4] :

- Impossibilité de commander la vitesse.
- Pas de changement de flux d'excitation.
- La technologie de fabrication des aimants est plus complexe.

I.3.1.3. Moteur pas à pas rotatif hybride

C'est un moteur réluctant polarisé, il superpose le principe de fonctionnement des moteurs à aimants permanents et à reluctance variable et combine leurs avantages. Le rotor est constitué de deux disques dentés décalés mécaniquement. Entre ces deux disques est inséré un aimant permanent [4].

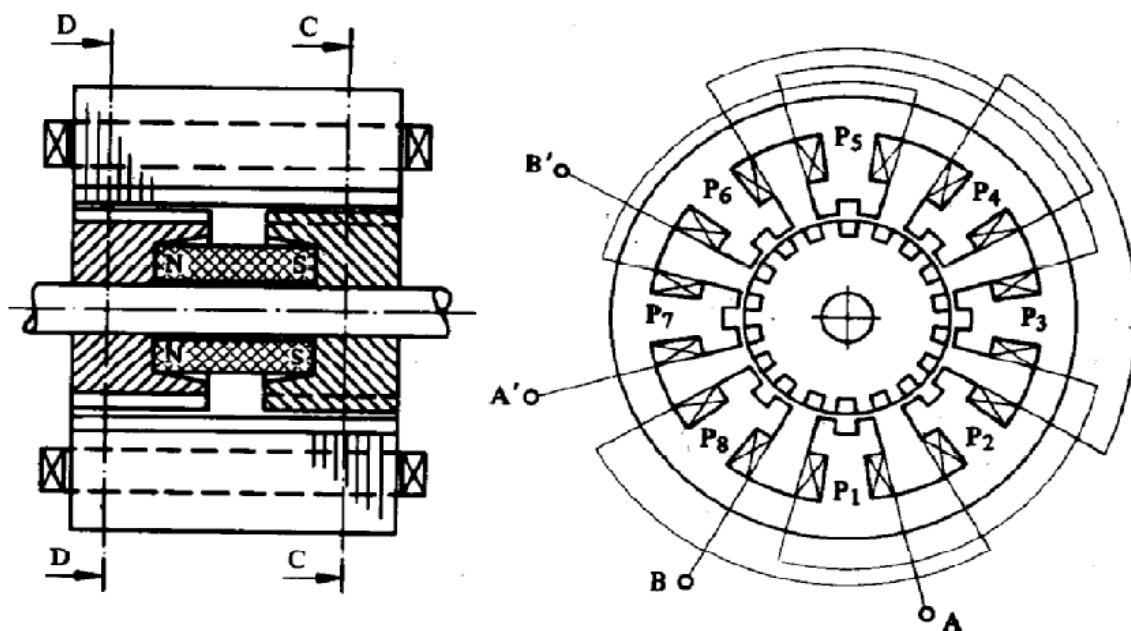


Figure I.3. Structure d'un moteur hybride [4].

I.3.1.3.1. Principe de fonctionnement

Le mouvement des moteurs hybride résulte de la superposition de la force développée par l'effet réluctant des dents et de la force créée par l'aimant. La contribution des amplitudes et des périodes géométriques de ces forces permet de réaliser des caractéristiques statiques très diversifiées. En effet, l'aimant placé dans la structure hybride assure une certaine distribution de champ. L'alimentation des bobines produit un phénomène d'aiguillage des lignes de champ plus au moins important suivant l'intensité du courant d'alimentation. En jouant sur l'orientation des lignes de champ, il est possible de maîtriser la variation de la force résultante [4].

I.3.1.3.2. Avantages et inconvénients

a. Avantages

La fusion de deux technologie ; des moteurs à aimants permanent et des moteurs à reluctance variables, offrent à ces moteurs les avantages suivants [4] :

- Couple important.
- Plus de puissance.
- Rendement assez bon.
- Courbe Start/stop assez élevée.
- Bon amortissement.

b. Inconvénients

Les inconvénients de ce type de machines sont comme suit [4] :

- Inertie élevée
- Couple résiduel sans courant.
- Plus couteux.
- Plus volumineux.

I.3.2.Moteurs pas à pas linéaires

Tout comme pour les versions rotatives, les moteurs pas à pas linéaires se composent d'un stator portant les bobinages et d'une partie mobile se déplaçant cette fois-ci linéairement. Cette partie mobile peut être constituée d'une pièce ferromagnétique dentée, dans ce cas la structure est dite à réluctance ou passive ; ou alors la partie mobile est muni d'aimants permanents et dans ce cas la structure est dite polarisée ou active [5].

I.3.2.1.Moteurs pas à pas linéaires à réluctance variable

Ce type de moteur est caractérisé par une structure dentée aux niveaux du stator et de la partie mobile. Le circuit magnétique est généralement assemblé à partir de tôles magnétique de forte perméabilité. Toutefois, les machines destinées au positionnement ou à une translation lente, peuvent être réalisées avec des pièces massives. Les enroulements du circuit électrique sont généralement concentrés autour des plots du stator et donc facile à réaliser. La Figure I.4 présente une structure linéaire à réluctance variable à deux modules. Chaque module comporte deux plots autour desquels sont enroulées les bobines, chaque phase de la machine

est formée par la mise en série des deux bobines d'un même module. Des séparations amagnétique sont nécessaire entre les différents modules statoriques afin d'imposer un décalage. En effet, si les plots d'un module sont alignés avec les dents de la partie mobile, les plots des autres modules stator doivent être décalés pour pouvoir créer une force de déplacement. Chaque phase de la machine impose à la partie mobile une position d'équilibre correspondant à l'alignement de ses dents avec les plots statoriques de la phase alimentée [5].

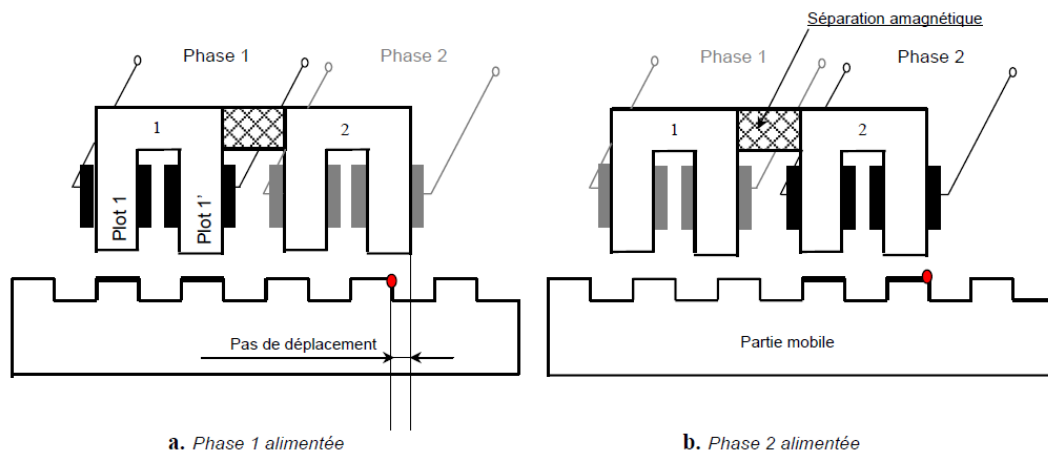


Figure I.4. Moteur pas à pas linéaire à réluctance variable [5].

Sur la (Figure I.4.a), la partie mobile est alignée avec les dents du module 1, ensuite, sur la (Figure I.4.b), la partie mobile vient aligner ses dents avec celles du module 2.

I.3.2.2. Moteur pas à pas linéaires polarisés

I.3.2.2.1. Les moteurs à aimants permanents

Ce sont des moteurs dont la partie mobile est généralement lisse et formée d'une succession d'aimants montés en surface [4].

I.3.2.2.2. Les moteurs hybrides

Le mouvement des moteurs hybrides résulte de la superposition de la force développée par l'effet réluctant des dents et de la force créée par l'aimant. La contribution des amplitudes et des périodes géométriques de ces forces permet de réaliser des caractéristiques statiques très diversifiées. En effet l'aimant placé dans la structure hybride assure une certaine distribution des lignes de champ. L'alimentation des bobines produit un phénomène d'aiguillage des lignes de champ plus au moins important suivant l'intensité du courant d'alimentation. En jouant sur l'orientation des lignes de champ, il est possible de maîtriser la variation de la force

résultante. La Figure I.5 représente un moteur linéaire réductant polarisé bipolaire où l'aimant et les bobines sont placés sur le même support [5].

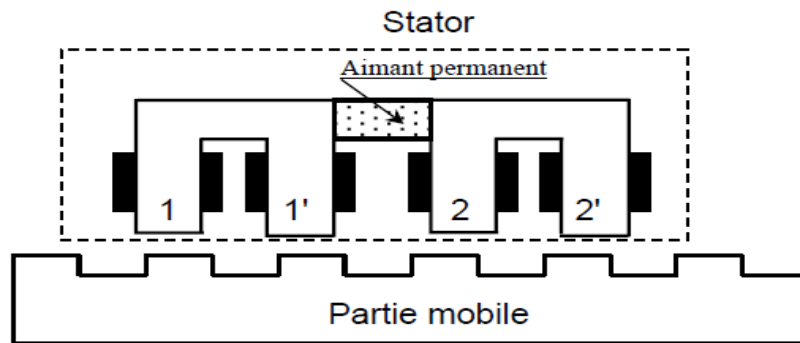


Figure I.5. Moteur pas à pas linéaire hybride biphasé [5].

Les deux parties de plots adjacents (1.1') et (2.2') de la structure de la (Figure I.6.a) sont parcourus dans le même sens par le flux de l'aimant. Les quatre bobines forment deux phases constituées chacune par deux bobines montées en série. Si le sens d'enroulement des bobines est opposé, alors le flux créé par une phase circule conformément à la distribution de la (Figure I.6.b). La superposition du flux créé par l'aimant à celui créé par la bobine de la phase 1 produit une nouvelle distribution des lignes de flux, donc la force, (Figure I.6.c) [6].

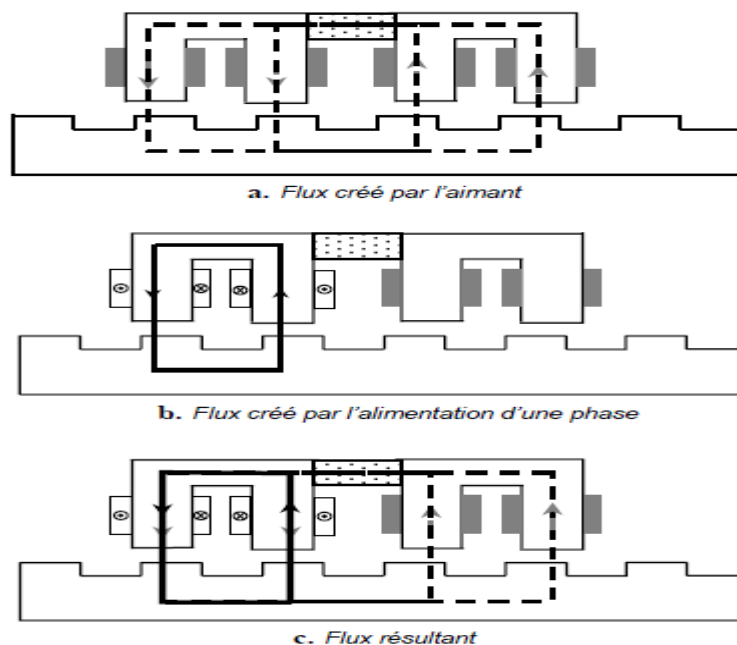


Figure I.6. Distribution du flux dans le moteur linéaire réductant polarisé [6].

Pour une structure où l'aimant est fixé sur la partie mobile, les flux développés par la réductance variable et l'aimant obéissent aux mêmes conventions que dans le cas précédent.

I.3.2.2.3. Caractères spécifiques aux moteurs linéaires

Un moteur linéaire génère directement une force de déplacement et un mouvement de translation contrairement aux moteurs rotatifs qui pour y arriver nécessitent l'utilisation d'organes spécifiques de transmission afin d'assurer la conversion du mouvement rotatif en linéaire. L'attrait pour l'entraînement linéaire provient directement des avantages intrinsèques de l'entraînement direct qui sont à une grande dynamique du mouvement, une bonne précision de positionnement, une durée de vie importante, une grande fiabilité, la réduction du nombre de composants pour réaliser un axe motorisé, la flexibilité et la souplesse. Toutefois ces moteurs linéaires présentent des spécificités, dues à la disposition de leurs parties mobiles par rapport à leurs parties fixes, notamment des systèmes de guidage particuliers, entraînant de nouvelles contraintes au niveau de l'entrefer magnétique. De plus de part leur structure géométrique, les moteurs linéaires présentent des effets d'extrémité. Ces différences technologiques par rapport aux moteurs rotatifs doivent être prises en compte au moment de la conception et de la réalisation pratique [5].

I.3.2.2.4. Disposition de la partie mobile et du stator

Contrairement au cas des machines rotatives où le rotor et le stator sont généralement coaxiaux, les machines linéaires peuvent se présenter sous forme plate, (Figure I.7.a), ou cylindrique, (Figure I.7.b), elles sont constituées d'une partie mobile et d'un stator fixe dont les positions peuvent être inversées [5].

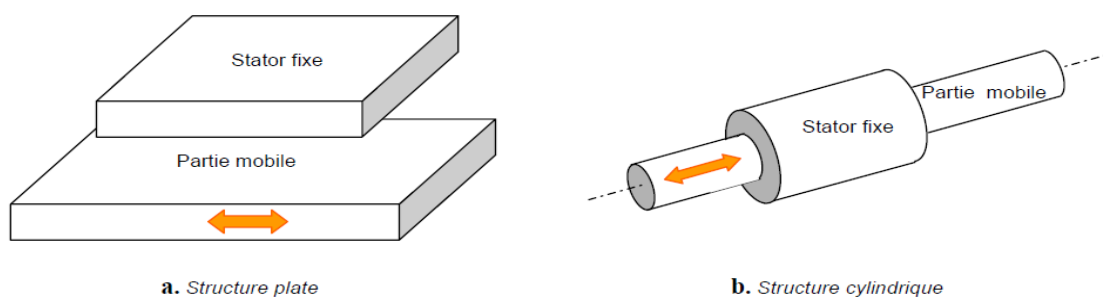


Figure I.7. Structure de moteur pas à pas linéaire [5].

Pour les structures plates, il est possible de réaliser des actionneurs à stator unique ou à stator double. Pour les structures cylindriques, il est possible d'envisager des actionneurs tubulaires à partie interne ou externe [5].

a. Stator unique

C'est une variante simple qui s'intègre aisément dans les applications courantes mais qui présente une force d'attraction importante entre stator et partie mobile, (Figure I.8.a) [2].

b. Stator double

La structure à stator double permet d'obtenir, d'une part des forces de poussées plus élevées que pour la structure à stator unique et d'autre part d'alléger la partie mobile, car si cette dernière est bien centrée, la résultante des forces d'attraction est alors nulle. Cette structure est particulièrement bien adaptée au cas où le stator est fixe, (Figure I.8.b) [2].

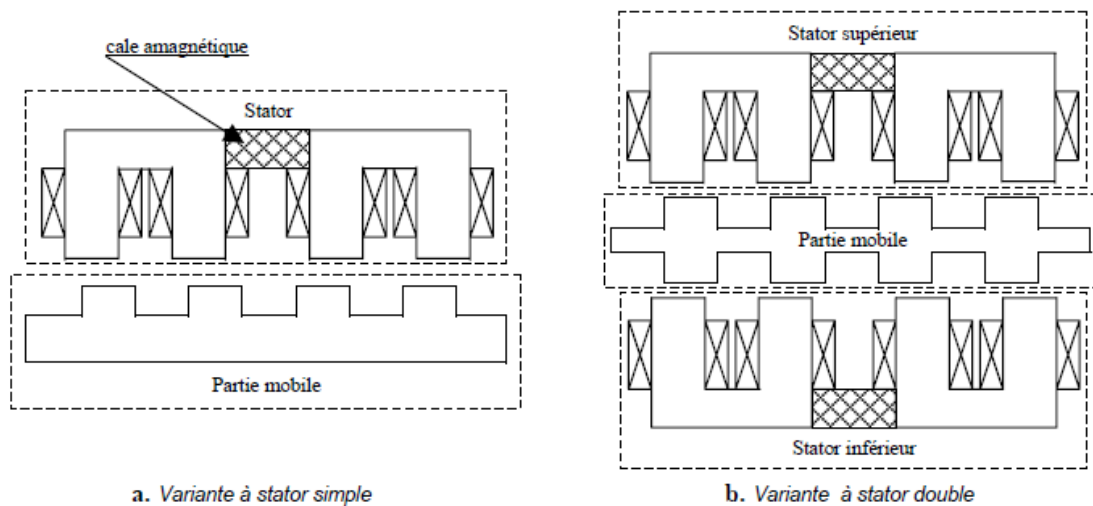


Figure I.8. Différentes structures plates [2].

c. Structure tubulaire à partie mobile interne

Cette variante permet une meilleure utilisation du volume disponible. Tout comme la structure à stator double, la résultante des forces d'attraction est théoriquement nulle à condition que la structure soit bien centrée, (Figure I.9.a) [2].

d. Structure tubulaire à partie mobile externe

La puissance volumique d'une structure à partie mobile externe est très comparable à celle externe et plus délicate à ajuster [2].

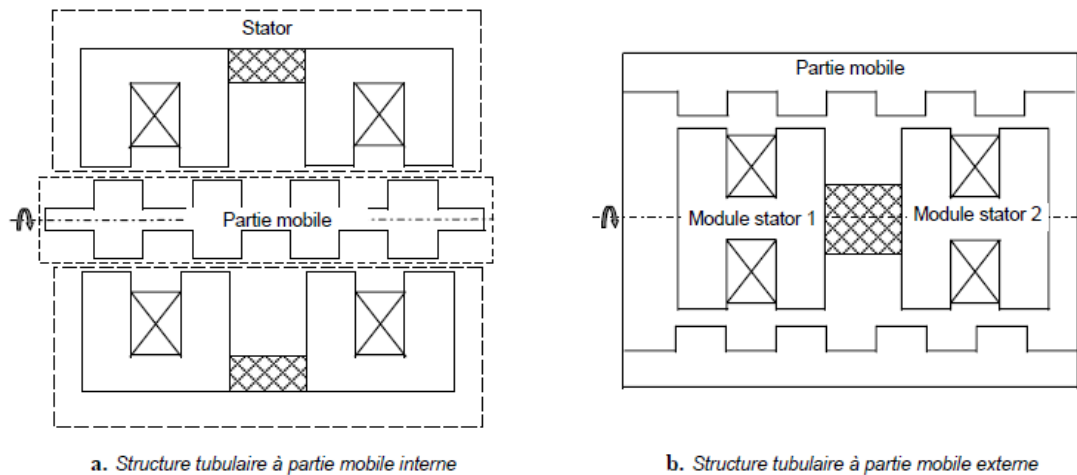


Figure I.9. Différentes structures cylindriques [3].

Pour les différentes structures de moteurs linéaires, le mouvement de la partie mobile est soit dû à un effet de réluctance variable pur, soit à la présence d'aimants permanents, où alors à un effet combiné [4].

I.3.2.3. Guidage

Le centrage d'un rotor dans une structure rotative par des roulements est beaucoup plus simple et efficace que le guidage sur une structure linéaire pour laquelle la résultante des forces d'attraction peut être importante et difficile à maîtriser à cause de la distance entre les appuis. Toutefois, certaines structures permettent de s'affranchir de cette force d'attraction et de faciliter ainsi le guidage [2].

I.3.2.4. Entrefer

Compte tenu du système de guidage entre les parties fixes et mobiles d'un moteur linéaire, il est difficile de réaliser un entrefer aussi faible que dans une variante tournant. L'entrefer rapporté au pas de déplacement est, par conséquent, plus élevé. Il en résulte une force par unité de surface plus faible [2].

I.3.2.5. Effets d'extrémités

Le stator d'un moteur rotatif est fermé sur lui-même, il assure donc la continuité des phénomènes électromagnétiques contrairement à tout moteur linéaire caractérisé par une discontinuité à ses extrémités. Cette discontinuité crée des différences de trajets pour les lignes de champ circulant dans le fer, selon qu'une phase d'extrémité ou une phase centrale est excitée [2].

I.3.2.6. Frein linéaire

Il existe deux façons de générer une force de freinage [2] :

- La première peut être réalisée grâce à un moteur linéaire alimenté en sens inverse. Le moteur linéaire peut facilement se transformer en frein.
- La deuxième consiste à alimenter le primaire par une source de courant continu qui crée un champ magnétique fixe. L'interaction entre les courants induits dans le rail et le champ magnétique primaire fixe engendre une force de freinage. toutefois cette force dépend de la vitesse de la partie mobile qui se déplace. cette force devient très faible à basse vitesse.

I.3.2.7. Avantages et inconvénients

a. Avantages

Caractérisées par leurs faibles réactances de magnétisation, leurs faibles inerties mécaniques (une poussée directe) et leurs excellentes capacités thermiques. Ces propriétés leur procurent les avantages qui suit [4] :

- Excellentes performances dynamiques. Il permet d'avoir des accélérations très importantes, une grande force de déplacement et une large gamme force/vitesse.
- Une précision de positionnement assez élevée.
- Durée de vie qui est dix fois plus qu'un système de transmission moteur rotatif, vis à bille.
- Une bonne maniabilité libre accès au moteur pour effectuer la maintenance (pas de pièces internes en mouvement), en plus il nécessite peu de maintenance, et un coût d'utilisation réduits.
- Une propreté inégalée et une insonorisation qu'un système classique ne peut procurer.
- Aménagement mécanique simple et un nombre minimum de pièces en mouvement.

b. Inconvénients

Les inconvénients de ce type de moteur sont comme suit [4] :

- Entrefer très important du moteur à induction qui exige une énergie considérable pour obtenir une poussée convenable. La conception de l'enroulement doit supporter une grande densité de courant.

- La surface de l'inducteur conduit alors des encoches très profonds, ce qui demande une quantité importante de cuivre.
- La géométrie particulière de la machine impose une poussée spécifique à l'intérieur à celle de la machine rotatif.

I.3.2.8. Applications

Les machines pas à pas peuvent être utilisées dans beaucoup d'applications. Mais le peu d'études qui leur est consacrées, fait qu'elles sont actuellement utilisées que dans les domaines suivants [5] :

a. Application domestique et urbain

Dans les applications domestiques comme les aspirateurs, les sèche-linges, les fermetures de rideaux et les réfrigérateurs. L'informatique et l'audio-visuel, comme moteurs d'entraînements pour les têtes de lecture de disques durs et des bandes magnétiques. Dans ce cas le moteur d'entraînement est intégré à l'intérieur de l'empilement du disque (cylindrique rotor extérieur), on utilise dans ce cas des moteurs à aimants permanents autopilotés à effet Hall ou indirect. Comme on peut les trouver aussi dans les tapis roulants dans des aéroports et les halls de gares de trains et métro [4].

b. Instrumentation

L'instrumentation est utilisée dans divers domaines et secteurs d'activités (industrie, recherche et développement, universités, etc.). Ces machines vont par exemple permettre :

- De faire des tests sur des produits (exemple : crash test).
- De simuler des vieillissements (tests répétitifs).
- De faire des contrôles qualité (sur des chaînes de production).
- D'alerter ou de surveiller.

c. Santé et milieu hospitalier

Ces machines dans ce domaine sont utilisées comme pompes à perfusion et pousses-seringue. L'utilité des pousses-séringes est d'administrer des médicaments en continu, avec un débit stable permettant l'obtention d'une concentration stable sur la durée d'administration. Cela permet d'éviter des périodes pendant lesquelles le taux de médicaments dans le sang est trop élevé ou trop faible.

d. Industrie

Ils sont utilisés dans les machines-outils destinées à exécuter un usinage, ou autre tâche répétitive, avec une précision et une puissance adaptées. C'est un moyen de production destiné à maintenir un outil fixe, mobile, ou tournant, et à lui imprimer un mouvement afin d'usiner ou déformer une pièce ou un ensemble fixé sur une table fixe ou mobile.

I.4. Conclusion

Dans ce chapitre nous avons présenté d'une manière générale les différents types de moteurs électriques pas à pas rotatifs et en particulier linéaires, tout en montrant leurs principes de fonctionnement et l'intérêt qu'elles ont apporté dans divers domaines, en exposant leurs différentes applications.

Dans le chapitre suivant, nous allons présenter principalement les équations de Maxwell nécessaires à la modélisation et à la simulation du moteur linéaire pas à pas que nous proposons d'étudier, ainsi que la présentation du logiciel à utiliser pour la simulation.

Chapitre II : Modèle Electromagnétique et Discrétisation Eléments finis

II.1. Introduction

Dans ce chapitre, nous allons nous intéresser aux lois qui constituent la base de l'électromagnétisme à savoir les équations de Maxwell. Nous commencerons à montrer comment passer des formes dites globales (théorèmes de Gauss et d'Ampère) à des formes locales (les lois de Maxwell). Sur la base des équations de Maxwell, on construira les modèles électromagnétiques en régime statique et en régime dynamique (magnétostatique et magnétodynamique) principalement en coordonnées cylindrique sous forme d'équation aux dérivées partielles et en suite le modèle magnétodynamique en régime harmonique. Nous allons présenter aussi le principe de la méthode des éléments finis. Ainsi que le logiciel F.E.M.M qui sera utilisé pour l'étude et la simulation de notre machine.

II.2. Equations de Maxwell

C'est les équations qui regroupent les deux domaines, (l'électricité et le magnétisme). Les équations de Maxwell expriment les champs \vec{E} et \vec{B} en fonction des sources \vec{j} et ρ à l'aide des coefficients μ et ϵ . Ces quatre équations gouvernent d'une manière très efficace avec les relations relatives à la constitution des milieux du dispositif à étudier et la loi d'Ohm généralisée tous les phénomènes électromagnétiques.

II.2.1. Premier équation de Maxwell

$$\text{div} \vec{D} = \rho \quad (\text{II-1})$$

\vec{D} : Vecteur de déplacement électrique [C/m^2].

ρ : Densité de charge volumique [C/m^3].

II.2.2. Deuxième équation de Maxwell

Cette équation caractérise le couplage entre les phénomènes magnétiques et les phénomènes électriques

$$\text{rot} \vec{E} = - \frac{\partial \vec{B}}{\partial t} \quad (\text{II-2})$$

\vec{B} : Vecteur induction magnétique [T].

\vec{E} : Vecteur champ électriques [V/m].

II.2.3. Troisième équation de Maxwell

Le flux du champ magnétique à travers une surface fermée est toujours nul (caractère conservatif), il est traduit par l'équation suivante :

$$\operatorname{div} \vec{B} = 0 \quad (\text{II-3})$$

II.2.4. Quatrième équation de Maxwell

Cette équation est basée sur la loi d'Ampère qui considère que la circulation d'un champ magnétique le long d'un contour est proportionnelle à la somme des courants qui traversent la surface délimitée par ce contour :

$$\operatorname{rot} \vec{H} = \frac{\partial \vec{D}}{\partial t} + \vec{J}_c \quad (\text{II-4})$$

Cette équation exprime que le champ magnétique rend compte du déplacement des charges électriques

\vec{H} : Vecteur champ magnétique [A / m]

\vec{J}_c : Densité de courant de conduction [A/m²]

$\frac{\partial \vec{D}}{\partial t}$: Densité de courant de déplacement [A/m²]

Le tableau suivant résume le passage des formes dites globales (théorèmes de Gauss et d'Ampère) à des formes locales (les lois de Maxwell)

Tableau II.1 Formes globales et locales des équations de Maxwell

Equations	Forme locale	Forme intégrale
Equation Maxwell-Gauss	$\operatorname{div} \vec{E} = \frac{\rho}{\epsilon}$	$\oiint_{(s)} \vec{E} \cdot \vec{ds} = \frac{1}{\epsilon} \iiint_{(v)} \rho \, dt$
Equation de la conservation du flux magnétique	$\operatorname{div} \vec{B} = 0$	$\oiint_{(s)} \vec{B} \cdot \vec{ds} = 0$
Equation du Maxwell Faraday	$\operatorname{rot} \vec{E} = -\frac{\partial \vec{B}}{\partial t}$	$\oint_{(c)} \vec{E} \cdot \vec{dl} = -\frac{d}{dt} \iint_{(s)} \vec{B} \cdot \vec{ds}$
Equation Maxwell d'Ampère	$\operatorname{rot} \vec{B} = \mu \left(\vec{J}_c + \epsilon \frac{\partial \vec{E}}{\partial t} \right)$	$\oint_{(c)} \vec{B} \cdot \vec{dl} = \iint_{(s)} \mu \left[\vec{J}_c + \epsilon \frac{\partial \vec{E}}{\partial t} \right] \cdot \vec{ds}$

II.3.Loi d'Ohm et relation du milieu

II.3.1.Relation du milieu magnétique

La relation ci-dessous exprime le lien entre le champ magnétique et l'induction magnétique, à travers la perméabilité magnétique.

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

Dans un aimant permanent, l'induction rémanente s'exprime en fonction du vecteur d'aimantation \vec{M} comme suit :

$$\vec{B}_r = \mu \vec{M} \quad (\text{II-6})$$

Avec : $\mu = \mu_0 \mu_r$

\vec{M} : Vecteur aimantation [A/m]

\vec{B}_r : Vecteur induction rémanente [T]

μ : Perméabilité magnétique [H/m]

\vec{H} : Vecteur champ magnétique [A /m]

μ_0 : Perméabilité magnétique du vide, égal a $4.\pi.10^{-7}$ [H/m]

μ_r : Perméabilité relative

II.3.1.Relation du milieu diélectrique

Cette relation exprime le lien entre l'induction électrique et le champ électrique, à travers la permittivité électrique, cette relation est donnée comme suite :

$$\vec{D} = \epsilon.\vec{E} \quad (\text{II-7})$$

Avec : $\epsilon = \epsilon_0 \epsilon_r$

\vec{D} : Vecteur de l'induction électrique [C/m²]

ϵ_0 : Permittivité électrique du vide, égale à $\frac{1}{36.\pi} .10^{-9}$ [F / m]

ϵ : Permittivité électrique [F/m]

II.3.2. Loi d'Ohm

La loi d'Ohm s'exprime comme suit :

$$\vec{J}_c = \sigma.\vec{E} + \vec{J}_s \quad (\text{II-8})$$

Dans un milieu en mouvement on a :

$$\vec{J}_c = \sigma(\vec{E} + (\vec{v} \wedge \vec{B})) + \vec{J}_s \quad (\text{II-9})$$

\vec{J}_s : Densité de courant source (A/m²).

σ : Conductivité électrique (S/m).

μ : Perméabilité magnétique (H/m).

\vec{v} : Vitesse de déplacement du milieu (m/s).

II.3.3. Equation de conservation de la charge

En appliquant la divergence à la quatrième loi de Maxwell on aura l'expression suivante :

$$\text{div}(\overrightarrow{\text{rot}}\vec{H}) = \text{div}\left(\frac{\partial\vec{D}}{\partial t} + \vec{J}_c\right) \quad (\text{II-10})$$

Sachant que $\text{div}(\overrightarrow{\text{rot}}\vec{H}) = 0$ et en associant l'équation (II-1) avec l'équation (II-10) on aura alors la relation de la continuité suivante

$$\text{div}\vec{J}_c + \frac{\partial\rho}{\partial t} = 0 \quad (\text{II-11})$$

II.3.4. Equation électrostatique

En associant l'équation (II-1) et la relation $\vec{E} = -\overrightarrow{\text{grad}}V$ on aura :

$$\text{div}(-\overrightarrow{\text{grad}}V) = \frac{\rho}{\epsilon} \quad (\text{II-12})$$

Sachant que $\Delta V = \text{div}(-\overrightarrow{\text{grad}}V)$ en obtient la relation suivante :

$$\Delta V = -\frac{\rho}{\epsilon} \quad (\text{II-13})$$

V : potentiel scalaire électrique [V]

Dans le cas où la charge est nulle on obtient l'équation dite de Laplace suivante :

$$\epsilon\Delta V = 0 \quad (\text{II-14})$$

II.4. Modèles magnéto-statiques

La relation (II-3) implique l'existence d'un potentiel vecteur magnétique \vec{A} tel que :

$$\vec{B} = \overrightarrow{\text{rot}}\vec{A} \quad (\text{II-15})$$

En combinant la relation (II-15) est l'équation (II-4) on aura :

$$\overrightarrow{\text{rot}} (\overrightarrow{\nu} \overrightarrow{\text{rot}} \vec{A}) = \vec{J}_c \quad (\text{II-16})$$

Avec :

$$\nu = \frac{1}{\mu} : \text{La réductivité magnétique}$$

En coordonnées axisymétriques

Dans ce cas, la densité de courant \vec{J}_c est dirigée suivant l'angle φ du système cylindrique (r, φ , z). Le champ magnétique \vec{H} possède alors deux composantes dans le plan (r,z) ce qui traduit par la condition $\frac{\partial}{\partial \varphi} = 0$. La variable considérée pour ce cas est $A = r.A_\varphi$

L'équation en coordonnées axisymétrique est donnée comme suit :

$$\frac{\partial}{\partial r} \left(\frac{\nu}{r} \frac{\partial A}{\partial r} \right) + \frac{\partial}{\partial z} \left(\frac{\nu}{r} \frac{\partial A}{\partial z} \right) = J_{s\varphi} \quad (\text{II-17})$$

Avec : $J_{s\varphi} = J_c$

En présence de la saturation l'équation (II-17) devient :

$$\frac{\partial}{\partial r} \left(\frac{\nu(B^2)}{r} \frac{\partial A}{\partial r} \right) + \frac{\partial}{\partial z} \left(\frac{\nu(B^2)}{r} \frac{\partial A}{\partial z} \right) = J_{s\varphi} \quad (\text{II-18})$$

II.5. Modèles magnétodynamique

Dans ce cas On remplace (II-15) dans (II-2) on aura :

$$\overrightarrow{\text{rot}} \vec{E} = - \frac{\partial}{\partial t} (\overrightarrow{\text{rot}} \vec{A}) = \overrightarrow{\text{rot}} \left(- \frac{\partial \vec{A}}{\partial t} \right) \quad (\text{II-19})$$

$$\vec{E} = - \frac{\partial \vec{A}}{\partial t} \quad (\text{II-20})$$

$$\vec{J}_c = \overrightarrow{\text{rot}} \left(\frac{1}{\mu} \overrightarrow{\text{rot}} \vec{B} \right) \quad (\text{II-21})$$

En combinant les équations (II-20) et (II-8), on aura en coordonnées axisymétriques suivante :

$$\frac{\partial}{\partial r} \left(\frac{\nu}{r} \frac{\partial A}{\partial r} \right) + \frac{\partial}{\partial z} \left(\frac{\nu}{r} \frac{\partial A}{\partial z} \right) = J_{s\varphi} \quad (\text{II-22})$$

Avec prise en compte de la saturation on aura :

$$- \frac{\partial}{\partial r} \left(\frac{\nu(B^2)}{r} \frac{\partial A}{\partial r} \right) - \frac{\partial}{\partial z} \left(\frac{\nu(B^2)}{r} \frac{\partial A}{\partial z} \right) + \sigma \frac{\partial A}{\partial t} = J_{s\varphi} \quad (\text{II-23})$$

II.5.1. Modèles magnétodynamique en régime harmonique

Dans ce cas on pose :

$$\frac{\partial}{\partial t} \approx j\omega \quad (\text{II-24})$$

On remplace (II-25) dans (II-2) on aura :

$$\overrightarrow{\text{rot}} \vec{E} = j\omega \vec{B} = j\omega (\overrightarrow{\text{rot}} \vec{A}) = \overrightarrow{\text{rot}}(j\omega \vec{A}) \quad (\text{II-25})$$

$$\vec{E} = j\omega \vec{A} \quad (\text{II-26})$$

$$\overrightarrow{\text{rot}}(\overrightarrow{\text{rot}} \vec{A}) = \sigma j\omega \vec{A} + \vec{J}_s \quad (\text{II-27})$$

En coordonnées axisymétriques

$$-\frac{\partial}{\partial r} \left(\frac{v}{r} \frac{\partial A}{\partial r} \right) - \frac{\partial}{\partial z} \left(\frac{v}{r} \frac{\partial A}{\partial z} \right) + \sigma j \omega A = J_{sp} \quad (\text{II-28})$$

Avec prise en compte de la saturation

$$-\frac{\partial}{\partial r} \left(\frac{v(B^2)}{r} \frac{\partial A}{\partial r} \right) - \frac{\partial}{\partial z} \left(\frac{v(B^2)}{r} \frac{\partial A}{\partial z} \right) + \sigma j \omega A = J_{sp} \quad (\text{II-29})$$

II.5.2. Tenseur de Maxwell

Le tenseur de Maxwell est utilisé pour le calcul de la force électromagnétique. L'expression de la composante axiale de la force est donnée comme suit [1]:

$$F_z = \frac{2\pi}{\mu_0} R \int B_r B_z dz \quad (\text{II-30})$$

Ainsi que celle correspondant radiale est donnée par :

$$F_r = \frac{2\pi}{\mu_0} R \int (B_r^2 - B_z^2) dz \quad (\text{II-31})$$

Avec :

R : Rayon de l'entrefer [m]

B_r : Induction axiale [T]

B_z : Induction radiale [T]

II.5.3. Inductance

L'inductance magnétique s'exprime comme suit :

$$L = \frac{W}{I^2} \quad (\text{II-32})$$

Avec : $W = \int A \cdot J dV$

W: Energie magnétique [J]

I: Courant électrique [A]

II.6. Méthode des éléments finis

La méthode des éléments finis est la plus utilisée et la plus puissante des méthodes numérique. Bien que cette méthode est simple à programmer. Cette méthode est devenue avec le développement de l'outil informatique l'un des outils les plus puissants dans la conception assistée par ordinateur des structures électromagnétiques[2].

II.6.1. Présentation de la méthode des éléments finis

Pour résoudre un problème électromagnétique on procède par les étapes suivantes :

On se pose un problème physique traduit sous forme des équations aux dérivées partielles à satisfaire en tout point d'un domaine V, nécessaire et suffisantes pour l'unicité de la solution.

- On construit une formulation intégrale du système différentielle à résoudre et de ces conditions aux limites.
- On fait un maillage du domaine en le subdivisant en sous domaines V_e .
- On choisit la famille des champs locaux : c'est-à-dire à la fois la position des nœuds dans les sous domaines et les fonctions qui définissent le champ local en fonction des valeurs aux nœuds, la maille complétée par ces informations est appelée élément.
- On ramène le problème à un problème discret : c'est la discrétisation en effet, toute solution approchée est complètement déterminé par les valeurs aux nœuds des éléments, il suffit donc de trouver les valeurs attribuées aux nœuds pour décrire une solution approchée.
- On résout le système discret.
- On construit la solution approchée à partir des valeurs trouvées aux nœuds et on déduit d'autres grandeurs
- On visualise et on exploite le résultat pour juger leur qualité et leurs satisfactions de cahier de charge [8].

II.6.2.Principe de la méthode des éléments finis

La méthode des éléments finis est un outil de résolution numérique des EDP de la physique mathématique et de leurs conditions aux limites .ces équations peuvent être:

$$\text{Elliptiques : } \frac{\partial^2 \theta}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 \theta}{\partial y^2} = 0 \quad (\text{II-33})$$

$$\text{Paraboliques : } \frac{\partial^2 \theta}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 \theta}{\partial y^2} - \frac{\partial \theta}{\partial t} = 0 \quad (\text{II-34})$$

$$\text{Hyperboliques : } \frac{\partial^2 \theta}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 \theta}{\partial y^2} - \frac{\partial^2 \theta}{\partial t^2} = 0 \quad (\text{II-35})$$

Cette méthode consiste à discrétiser le domaine d'étude (V) en sous domaines (Ve) appelés élément finis en respectant les frontières et les interfaces initial complet (V) tel que l'ensemble de sous domaines complet.

Le maillage par éléments finis se fait généralement en subdivisant le domaine d'étude en plusieurs éléments tout en prenant en considération la satisfaction des conditions suivantes :

- L'intersection de deux éléments doit être soit nulle, ou soit égale a l'un de leur cotés ou encore égale a l'un de leurs sommet.
- La limite de séparation entre deux milieux de propriétés différentes doit coïncider avec le coté d'un élément.
- La déformation d'u élément doit être maintenue dans certain limites.

II.6.3.Avantages et inconvénients de la méthode des éléments finis

Il y a plusieurs avantages et inconvénients pour la méthode des éléments finis

a. Avantage de la méthode

- Adaptation aux géométries complexe.
- Prise en compte de non linéarités.
- Temps de calcul relativement avantageux.

b. Inconvénients de la méthode

- Mise en œuvre relativement difficile.
- Prise en considération des domaines infinis.

- Présence de singularités dans le domaine d'étude.

II.7.Types des conditions aux limites

La résolution des équations de Maxwell en particulier, ainsi que les équations aux dérivées partielles de manière générale nécessitent l'ajout des conditions aux limites associées au problème étudié.

II.7.1.Condition de Dirichlet

Dans ce cas, le vecteur potentiel magnétique est constant sur la frontière, ce qui veut dire que l'induction magnétique est parallèle à ce contour qui présente alors une équipotentielle.

On rencontre cette condition lorsqu'une partie ou tout le contour se trouve suffisamment éloigné des sources d'excitation pour pouvoir négliger les valeurs de potentiel vecteur magnétique sur la frontière par rapport aux valeurs de ce même potentiel à l'intérieur du domaine.

La condition de Dirichlet s'écrit sous la forme suivante :

$$G(\alpha) = g_0 = \text{Constant}$$

G : Opérateur différentielle.

α : Fonction de l'inconnue.

II.7.2.Condition de Neumann

On la trouve sur les plans ou les axes d'antisymétrie magnétique par exemple les axes interpolaires, sur cette frontière les lignes de l'induction magnétique sont normales de même lorsque le type de condition aux limites apparaît sur des axes d'anisotropie le maillage est limité à une portion du domaine.

La condition de Neumann s'écrit sous la forme suivante : $-\frac{\partial G(\alpha)}{\partial n} = g_0 = \text{constant}$

II.7.3.Condition de type mixte

On l'appelle condition mixte car elle est combinaison des deux types de conditions Dirichlet et Neumann.

Ce type de condition est donné comme suit:

$$a.G(\alpha) + b \frac{\partial G(\alpha)}{\partial n} = g \quad (\text{II-36})$$

Avec :

g : Valeur de l'inconnue sur la frontière considérée.

a et b : Coefficient définis sur le domaine d'étude.

II.8. Discrétisation des équations aux dérivées partielles

Pour discrétiser les équations aux dérivées partielles pour d'obtenir des systèmes algébriques à résoudre numériquement on va procéder par la formulation éléments finis des différents modèles électromagnétiques.

II.8.1. Modèle magnétostatique

Le modèle magnétostatique axisymétrique s'exprime comme suit :

$$-\frac{\partial}{\partial r} \left(\frac{1}{r} \nu(B^2) \frac{\partial A}{\partial r} \right) - \frac{\partial}{\partial z} \left(\frac{1}{r} \nu(B^2) \frac{\partial A}{\partial z} \right) = J_{s\varphi} \quad (\text{II-37})$$

L'application de la méthode projective à cette équation nous donnera :

$$-\iint_{\Omega} \varphi_i \left[\frac{\partial}{\partial z} \left(\frac{1}{r} \nu(B^2) \frac{\partial A}{\partial z} \right) + \frac{\partial}{\partial r} \left(\frac{1}{r} \nu(B^2) \frac{\partial A}{\partial r} \right) \right] dr dz = -\iint_{\Omega} \varphi_i J_{s\varphi} dr dz \quad (\text{II-38})$$

Le théorème de Green permet la transformation du premier terme de l'équation

$$-\iint_{\Omega} \varphi_i \left[\frac{\partial}{\partial z} \left(\frac{1}{r} \nu(B^2) \frac{\partial A}{\partial z} \right) + \frac{\partial}{\partial r} \left(\frac{1}{r} \nu(B^2) \frac{\partial A}{\partial r} \right) \right] dr dz = -\iint_{\Omega} \frac{\nu(B^2)}{r} \left(\frac{\partial \varphi_i}{\partial z} \frac{\partial A}{\partial z} + \frac{\partial \varphi_i}{\partial r} \frac{\partial A}{\partial r} \right) dr dz \quad (\text{II-39})$$

La considération des conditions aux limites citées dans le cas axisymétrique annule le terme sur la frontière d'où l'écriture suivante :

$$-\iint_{\Omega} \nu(B^2) \left(\frac{\partial \varphi_i}{\partial z} \frac{\partial A}{\partial z} + \frac{\partial \varphi_i}{\partial r} \frac{\partial A}{\partial r} \right) \frac{dr dz}{r} = \iint_{\Omega} \varphi_i J_{s\varphi} dr dz \quad (\text{II-40})$$

La fonction d'approximation s'exprimera sous forme discrétisée par :

$$A = \sum_{k=1}^n \varphi_k \cdot A_k \quad (\text{II-41})$$

$\varphi_k(r, z)$: Fonction de forme associée au nœud (K) du domaine.

A_k : Inconnu au nœud (K)

L'équation (II-40) devient alors :

$$\iint_{\Omega} \frac{1}{\mu} \nu(B^2) \left(\frac{\partial \varphi_i}{\partial z} \frac{\partial \varphi_k}{\partial z} + \frac{\partial \varphi_i}{\partial r} \frac{\partial \varphi_k}{\partial r} \right) A_k \frac{dr dz}{r} = \iint_{\Omega} \varphi_i J_{s\varphi} dr dz \quad (\text{II-42})$$

Ceci conduit à la forme matricielle suivante :

$$[M] \{A\} = \{K\} \quad (\text{II-43})$$

Avec :

$$M = \iint_{\Omega} \nu(B^2) \left(\frac{\partial \varphi_i}{\partial z} \frac{\partial \varphi_k}{\partial z} + \frac{\partial \varphi_i}{\partial r} \frac{\partial \varphi_k}{\partial r} \right) \frac{dr dz}{r} \quad (\text{II-44})$$

$$\mathbf{K} = \iint_{\Omega} \varphi_i \mathbf{J}_{s\varphi} \, dr \, dz \quad (\text{II-45})$$

II.8.2. Modèle magnétodynamique

En appliquant le théorème de Green à l'équation (II-29) on obtient en régime harmonique la relation suivante :

$$\iint_{\Omega} v(\mathbf{B}^2) \left(\frac{\partial \varphi_i}{\partial z} \frac{\partial \varphi_k}{\partial z} + \frac{\partial \varphi_i}{\partial r} \frac{\partial \varphi_k}{\partial r} \right) \frac{\mathbf{A}_k}{r} \, dr \, dz - \sigma j \omega \iint_{\Omega} \sigma \varphi_i \varphi_k \mathbf{A}_k \frac{dr \, dz}{r} = + \iint_{\Omega} \varphi_i \mathbf{J}_{s\varphi} \, dr \, dz \quad (\text{II-46})$$

En généralise cette équation sur tout les nœuds du domaine, on obtient au système matriciel à résoudre et qui la suivante :

$$[\mathbf{M}] \{\mathbf{A}\} + j\omega [\mathbf{F}] \{\mathbf{A}\} = \{\mathbf{K}\} \quad (\text{II-47})$$

Avec :

$$\mathbf{M} = \iint_{\Omega} v(\mathbf{B}^2) \left(\frac{\partial \varphi_i}{\partial z} \frac{\partial \varphi_k}{\partial z} + \frac{\partial \varphi_i}{\partial r} \frac{\partial \varphi_k}{\partial r} \right) \frac{\mathbf{A}_k}{r} \, dr \, dz \quad (\text{II-48})$$

$$\mathbf{F} = \iint_{\Omega} \sigma \varphi_i \varphi_k \mathbf{A}_k \frac{dr \, dz}{r} \quad (\text{II-49})$$

$$\mathbf{K} = \iint_{\Omega} \varphi_i \mathbf{J}_{s\varphi} \, dr \, dz \quad (\text{II-50})$$

Le système algébrique en magnétostatique avec l'introduction de la saturation est comme suit :

$$([\mathbf{M}(\mathbf{A})]) \{\mathbf{A}\} = \{\mathbf{K}\} \quad (\text{II-51})$$

Le résidu est donné comme suit :

$$\{\mathbf{R}(\mathbf{A})\} = ([\mathbf{M}(\mathbf{A})]) \{\mathbf{A}\} - \{\mathbf{K}\} \quad (\text{II-52})$$

Ce système sera résolu par la méthode de Newton-Raphson ce qui revient à chercher un vecteur $\{\mathbf{A}\}$ qui rend le résidu $\{\mathbf{R}(\mathbf{A})\}$ proche de zéro.

II.9. Présentation de logiciel FEMM

Le logiciel FEMM (Finite Element Magnetic Method) est un logiciel bidimensionnel de calcul par éléments finis des champs magnétique qui peut être appliqué à l'étude de différents systèmes électromagnétiques allant des machines électriques (telles que la machine asynchrone, la machine synchrone et les machines linéaires, les transformateurs), ou processeur industriel (contrôle non destructif, chauffage par induction, magnétoformage en passant par les dispositifs entrant dans le transport de l'électricité.

La première étape d'une démarche d'une conception assistée par ordinateur (CAO) consiste en la mise en équations électromagnétiques en vue d'établir le modèle physico-mathématique du système à étudier. La seconde étape porte sur l'utilisation du logiciel FEMM en vu

d'établir une implémentation des données géométriques, physiques, modèles d'équations de système à étudier dont la résolution nous conduit à la connaissance de l'état magnétique (induction magnétique, potentiel vecteur magnétique ...), électrique(courant et densité de courant, force électromotrice induite,...), mécanique (énergie et couple électromagnétique), thermique(pertes, et répartition de la température).

La dernière étape porte sur le traitement (interprétation, exploitation) des résultats obtenue.

Le FEMM ce représente comme suit [7]:

a. Processeur (femm.Exe)

C'est un programme permettant de définir la géométrie de la structure a étudier et d'affecter Les propriétés des matériaux dans chaque région et les conditions aux limites choisies ainsi que le type de problème à résoudre (plan axisymétrique).

b. Solutionneur (fkerne.Exe)

Le solutionneur prend en considération le problème complètement défini et résout les équations de Maxwell appropriées pour obtenir les résultats recherchés.

c. Post processeur (femmview.exe)

C'est une interface graphique qui permet de traiter des résultats fournis par le solutionneur dans les différentes régions, ce programme permet a l'utilisateur d'inspecter le champ dans n'importe quel point de la structure.

Deux programmes additionnels sont appelés pour accomplir des taches spécialisées, qui sont les suivantes :

Triangle .exe

C'est un programme qui décompose la région d'étude en un grand nombre de triangle, une partie essentielle du processus de la FEMM.

Femplot.exe

C'est un petit programme employé pour tracer les diverses courbes.

II.10.Conclusion

Dans ce chapitre nous avons présenté les équations de Maxwell et les modèles électromagnétiques issus de la combinaison de ces équations nécessaires à l'étude des dispositifs électromagnétiques.

Nous avons aussi présentée la méthode des éléments finis et aussi discrétiser les équations aux dérivée partielles afin d'obtenir des systèmes algébriques à résoudre numériquement.

Enfin nous avons présentée le logiciel FEMM que nous avons utilisé pour l'étude de notre machine et cette étude fera l'objectif du troisième chapitre.

Chapitre III : Etude du Moteur Linéaire Tubulaire Pas à Pas

III.1. Introduction

L'objectif principal de ce chapitre est l'étude d'un moteur linéaire tubulaire pas à pas à réluctance variable (MLTRVP). Cette étude se traduit par une modélisation numérique et une simulation par élément finis de ce moteur, en considérant un problème 2D axisymétrique. La non-linéarité sera prise en compte en considérant la courbe de saturation. Après résolution nous aurons à évaluer différents grandeurs telles que le potentiel vecteur magnétique, l'induction magnétique, l'inductance et la force électromagnétique. L'évaluation de ces grandeurs sera faite en variant le courant d'alimentation correspondant à une faible, moyenne et forte saturation. Le déplacement de la partie mobile est pris en compte. L'étude est effectuée en établissant un programme LUA exécuté sous environnement FEMM (Finite Element Magnetique Method). La simulation du mouvement est réalisée en utilisant la technique de remaillage, en considérant un pas de déplacement constant. Une comparaison entre la force électromagnétique obtenue par simulation et celle fournie par la littérature est présenté afin de valider notre programme.

III.2. Etude du moteur linéaire tubulaire à réluctance variable pas à pas

III.2.1. Description

La Figure III.1 présente la structure du moteur linéaire tubulaire à réluctance variable pas à pas à étudier. Elle est caractérisé par une structure dentée de la partie statorique et de la partie mobile. Le circuit magnétique est constitué d'un acier ferromagnétique saturable. La constitution du moteur linéaire pas à pas représenté par la Figure III.1, montre que le stator ferromagnétique est sous forme de modules assemblés. Chaque module est constitué d'un bobinage. Les modules sont séparés entre eux par des anneaux amagnétiques. La partie mobile est une tige ferromagnétique dentée. La Figure III.1 présente aussi une coupe représentant un quart de la structure globale de la machine.

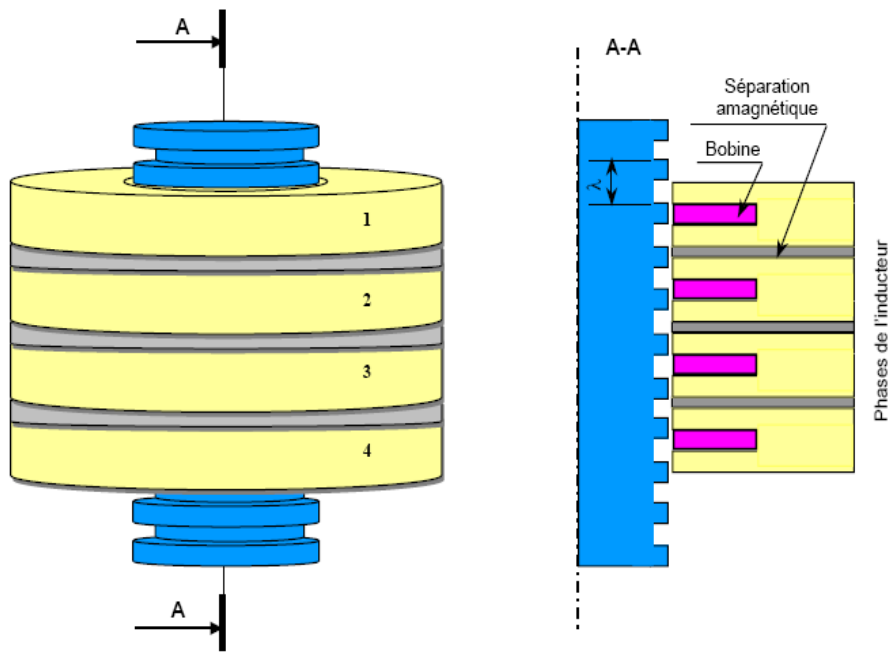


Figure.III.1. Structure du moteur pas à pas [2]

III.2.2. Caractéristiques géométriques et physiques

La Figure.III.2 présente les dimensions axiales et radiales pour une phase du moteur pas à pas à étudier :

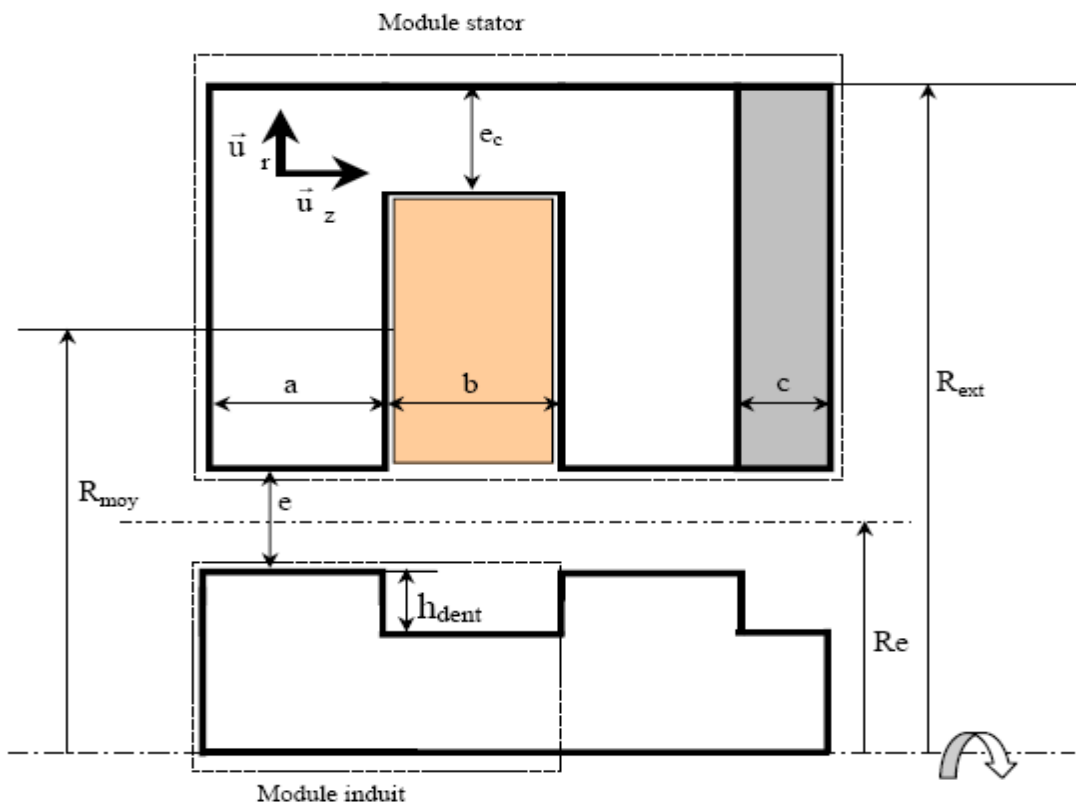


Figure.III.2. Dimensions axiales et radiales pour une phase du moteur

Les dimensions en millimètre de la machine sont données par le Tableau III.1 suivant :

Tableau III.1. Paramètres géométriques du prototype

Paramètres géométriques	désignations	Dimensions (mm)	
Largeur d'encoche	a	5,08	Axial
Largeur de dent	b	5,08	
Epaisseur de la séparation amagnétique	c	2,54	
Epaisseur de la culasse	e_c	5	Radial
Rayon d'entrefer	R_e	15,05	
Hauteur d'une dent du mobile	h_{dent}	4	
Epaisseur de l'entrefer	e	0,1	
Rayon extérieur	R_{ext}	46	

III.2.3. Prise en compte de la saturation

Pour le calcul des différentes grandeurs, l'introduction de la courbe du matériau B(H), ou plus précisément de la courbe d'aimantation du matériau ferromagnétique constituant la machine est nécessaire. La Figure III.3 montre la courbe d'aimantation du matériau ferromagnétique constituant la machine à étudier.

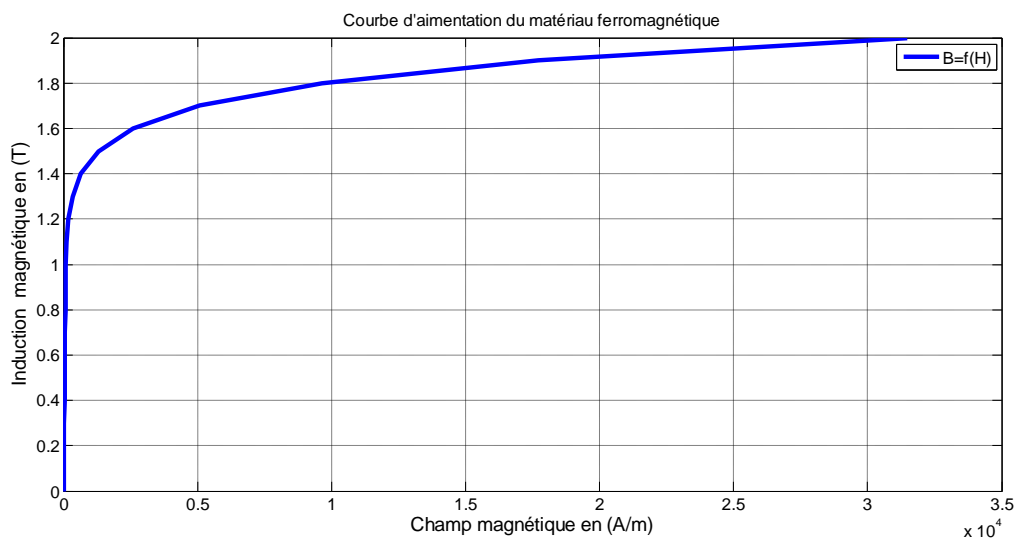


Figure III.3. Courbe d'aimantation du matériau ferromagnétique.

III.2.4. Equations régissant le dispositif

Les équations qui seront résolues dans chaque région du domaine de notre application, sont données comme suit :

$$\frac{\partial}{\partial r} \left(\frac{1}{r} \nu_0 \frac{\partial A}{\partial r} \right) + \frac{\partial}{\partial z} \left(\frac{1}{r} \nu_0 \frac{\partial A}{\partial z} \right) = -J_s \quad \text{dans l'inducteu r} \quad (\text{III-1})$$

$$\frac{\partial}{\partial r} \left(\frac{1}{r} \nu(\mathbf{B}^2) \frac{\partial A}{\partial r} \right) + \frac{\partial}{\partial z} \left(\frac{1}{r} \nu(\mathbf{B}^2) \frac{\partial A}{\partial z} \right) = 0 \quad \text{dans les parties ferromagnétiques} \quad (\text{III-2})$$

2)

$$\frac{\partial}{\partial r} \left(\frac{1}{r} \nu_0 \frac{\partial A}{\partial r} \right) + \frac{\partial}{\partial z} \left(\frac{1}{r} \nu_0 \frac{\partial A}{\partial z} \right) = 0 \quad \text{dans l'air} \quad (\text{III-3})$$

III.2.5. Procédures et étapes de calcul

L'ensemble du programme LUA exécuté sous environnement FEMM que nous avons élaboré pour l'étude du moteur pas à pas à réluctance variable peut être schématisé par l'organigramme suivant :

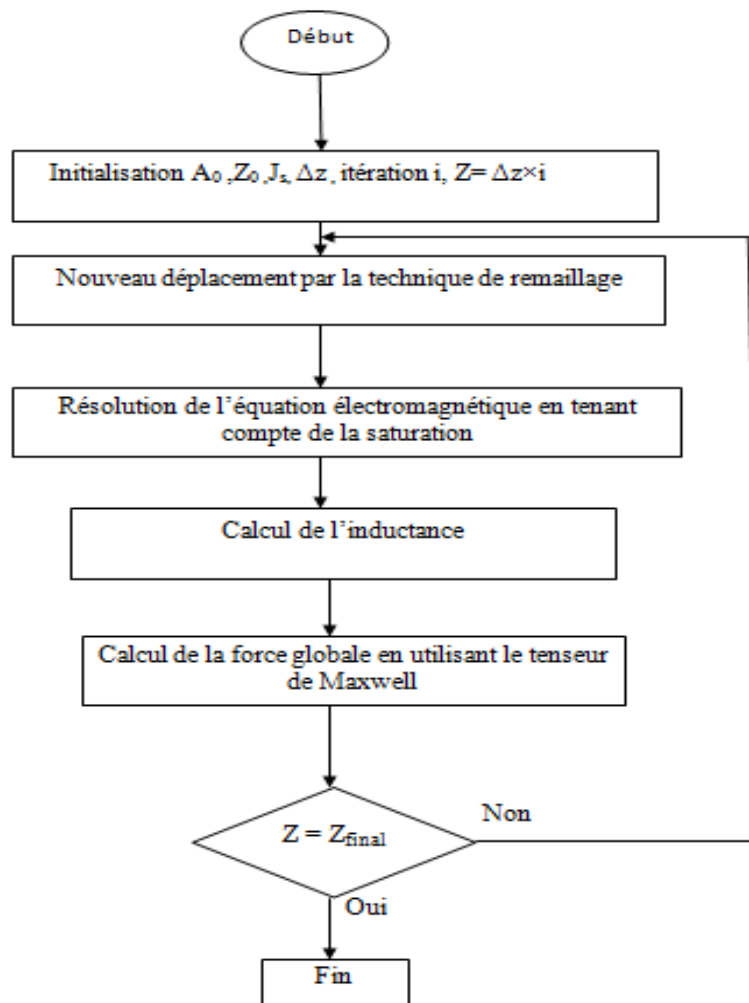


Figure.III.4. Organigramme de calcul

III.3. Domaine d'étude

Le tracé géométrique de la structure en deux dimensions (r, z), est donné par la Figure III.5. L'étude s'effectue sur un quart de la structure complète vue la symétrie géométrique axiale et radiale du dispositif. La Figure III.5 montre le domaine de résolution associé aux conditions aux limites qui sont de type Dirichlet homogène.

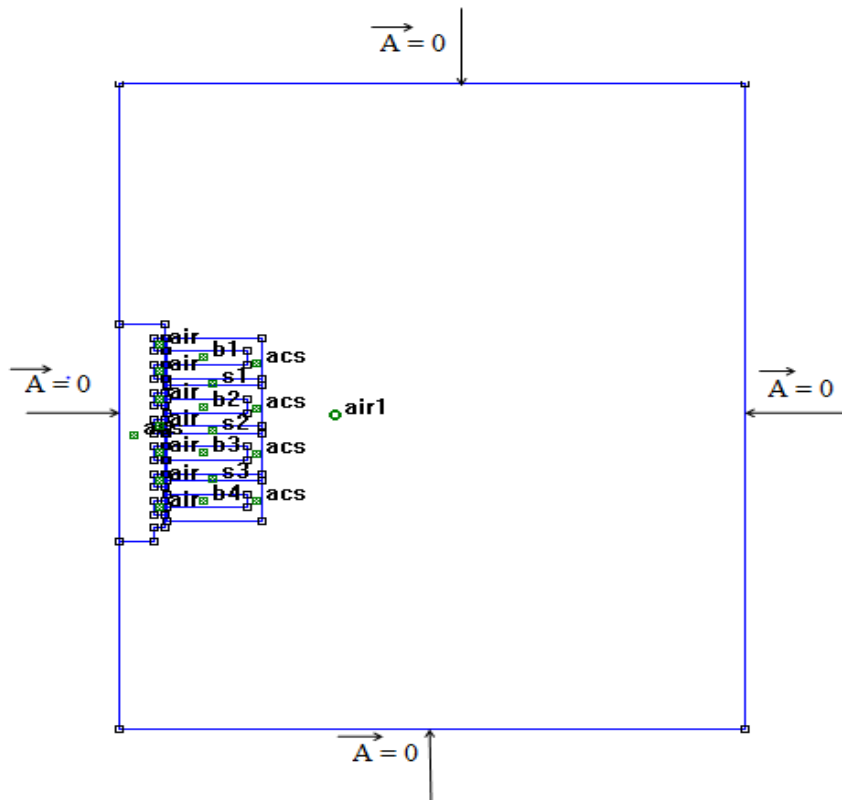


Figure III.5. Domaine de résolution associé aux conditions aux limites.

III.3.1. Maillage de la machine

Le maillage consiste à découper le domaine complexe en sous domaines simples (éléments finis). La Figure III.6 montre le maillage éléments finis du domaine d'étude. Le maillage effectué sur le domaine d'étude comporte 12406 nœuds et 24398 éléments.

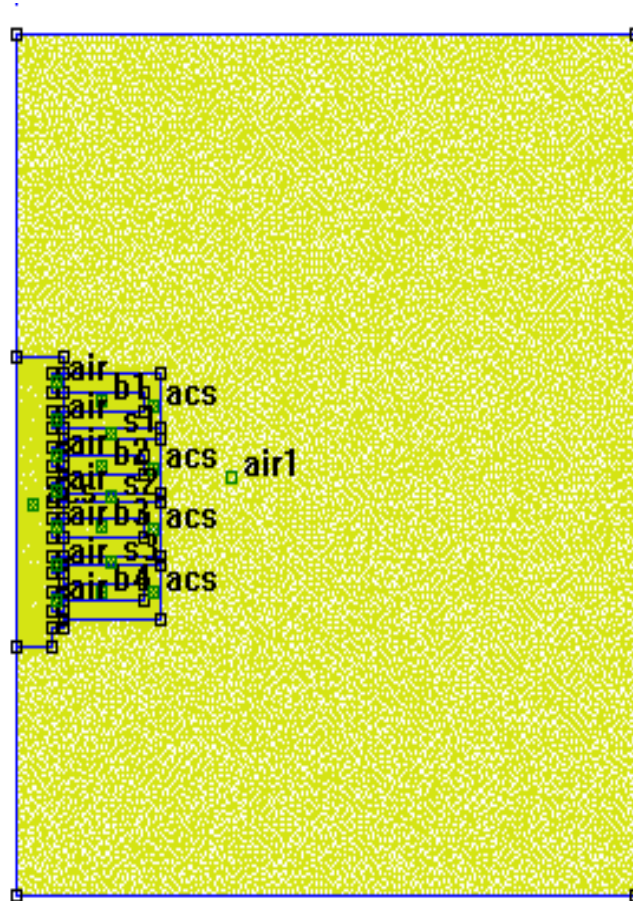


Figure III.6. Maillage du domaine d'étude.

III.3.2. Résultats et discussions

Dans ce qui suit nous présentons les principaux résultats obtenus après simulation sous environnement F.E.M.M. Les résultats présentés sont principalement la distribution de l'induction magnétique, le potentiel vecteur magnétique ainsi que les allures de la force électromagnétique et les inductances et cela pour différents courants d'alimentations à savoir 300A.tr, 600A.tr, 900A.tr correspondant respectivement à une faible, moyenne et forte saturation. Les Figures III.7 et III.8 montrent respectivement la distribution des lignes isovaleurs du champ magnétique au début et à la fin du mouvement de la partie mobile. Ces lignes sont concentrées au niveau du premier module du moteur du moment qu'on alimente seulement la bobine logée dans ce dernier. Nous remarquons aussi la présence de quelques lignes de fuite.

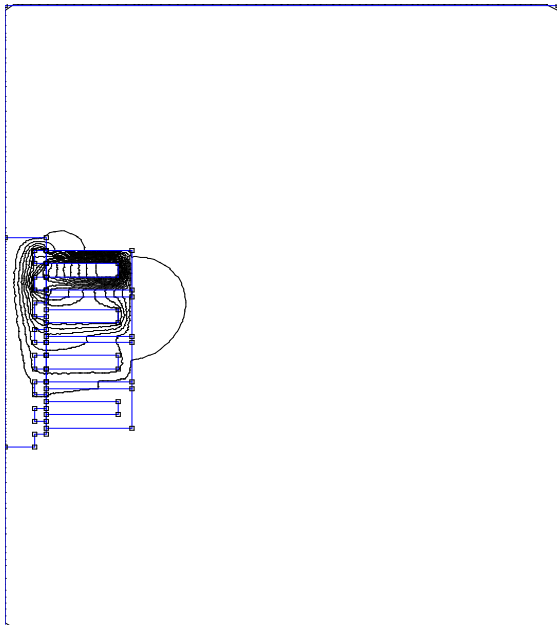


Figure III.7. Lignes du champ magnétique au début du mouvement

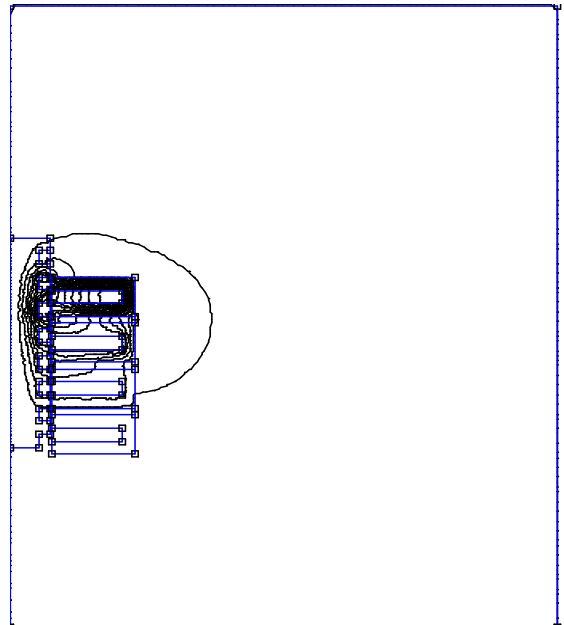


Figure III.8. Lignes du champ magnétique à la fin du mouvement

Les Figures III.9 et III.10 présentent respectivement la distribution de l'induction magnétique au début et à la fin du mouvement de la partie mobile. Nous remarquons que celles-ci sont très importantes aux niveaux des pointes d'encoches et des dents constituant la partie mobile de la machine comme le montre le dégradé de couleur représentée sur les figures.

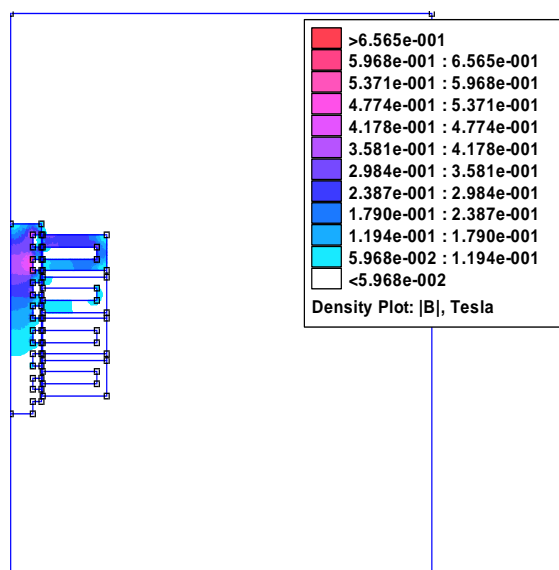


Figure III.9. Induction magnétique au début du mouvement

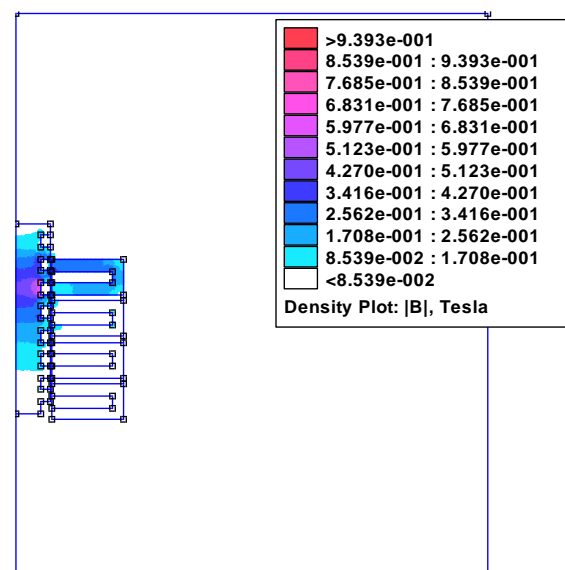


Figure III.10. Induction magnétique à la fin du mouvement

III.3.2.1. Induction magnétique

La Figure III.11 présente les allures de l'induction magnétique, en fonction du déplacement au début et à la fin du mouvement de la partie mobile pour un courant de 300 A.tr. Ces allures montrent des pics dus à la forme des dents constituant la machine. Pour la valeur du pic de l'induction magnétique correspondant au début du mouvement est d'environ 0.5 T et celle à la fin du mouvement est de 0.87 T.

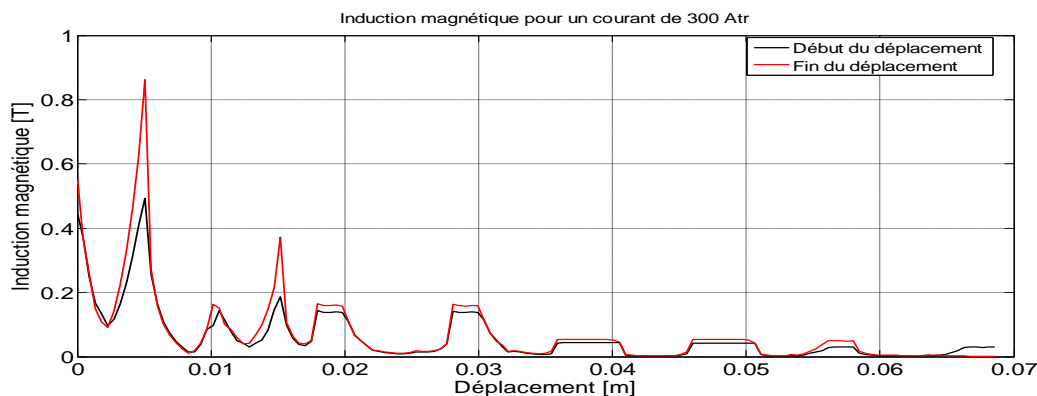


Figure III.11. Allures d'induction magnétique au début et à la fin du mouvement pour 300A.tr

La Figure III.12 illustre les allures de l'induction magnétique, en fonction du déplacement au début et à la fin du mouvement de la partie mobile pour un courant de 600 A.tr. nous remarquons le même phénomène que précédemment. Les valeurs de l'induction sont respectivement d'environ de 1 T pour le début du mouvement et d'environ 1.55 T à la fin du mouvement.

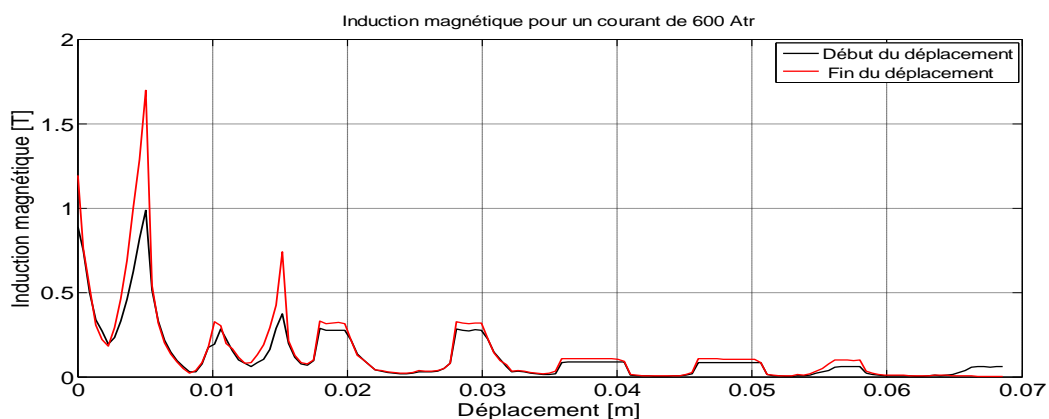


Figure III.12. Allures d'induction magnétique au début et à la fin du mouvement pour 600A.tr

La Figure III.13 montre l'allure de l'induction magnétique en fonction du déplacement pour un courant de 900A.tr au début et à la fin de mouvement. Ces allures montrent aussi des pics importants qui sont dus à la forme des dents constituant la machine. La valeur du pic est d'environ 1.5 T au début du mouvement et de 2.3 T à la fin.

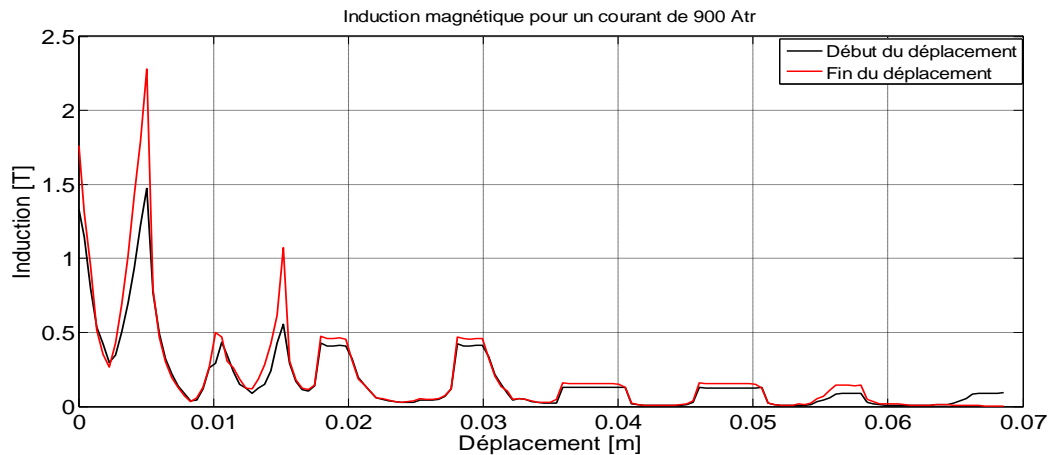


Figure III.13. Allures de l'induction magnétique au début et à la fin du mouvement pour 900A.tr

La Figure III.14 représente la superposition des allures de l'induction magnétique correspondant aux différents courants d'alimentation au début du mouvement de la partie mobile.

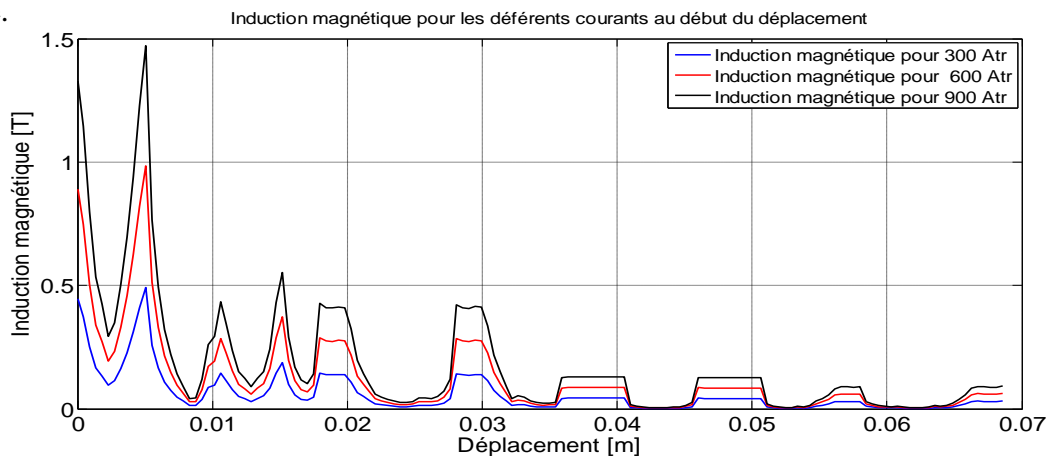


Figure III.14. Allures de l'induction magnétique au début du mouvement pour les différents courants.

La Figure III.15 montre la superposition des allures de l'induction magnétique correspondant aux différents courants d'alimentation à la fin du mouvement de la partie mobile.

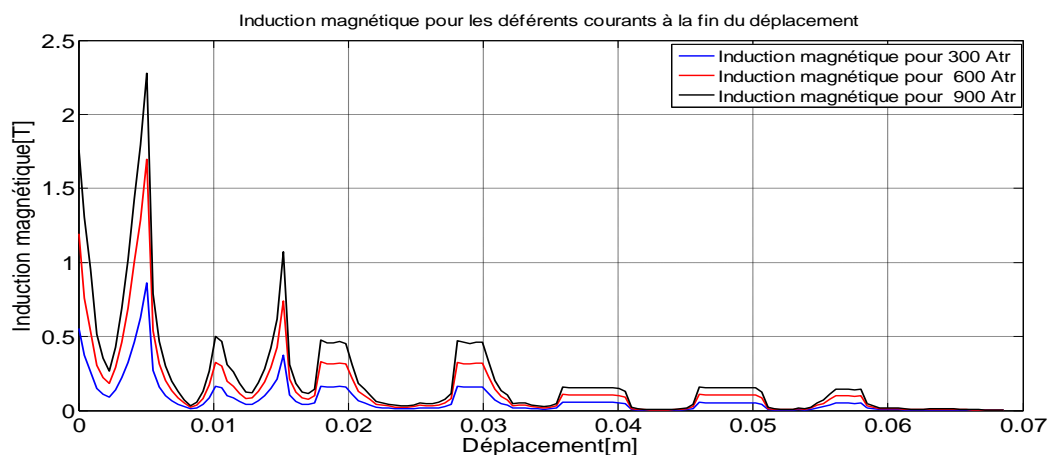


Figure III.15. Allures de l'induction magnétique à la fin du mouvement pour les différents courants.

III.3.2.2. Potentiel vecteur magnétique

La Figure III.16 présente les allures du potentiel vecteur magnétique, en fonction du déplacement au début et à la fin du mouvement de la partie mobile pour un courant de 300 A.tr. Les valeurs du potentiel vecteur magnétique sont importante dans l'intervalle (0 et 0.02)m du déplacement correspondant aussi à l'alimentation de la premier phase, la valeur du potentiel vecteur magnétique correspondant au début du mouvement est d'environ $1.9 \cdot 10^{-4} \text{ T.m}^2$ et celle à la fin du mouvement est de $2.3 \cdot 10^{-4} \text{ T.m}^2$.

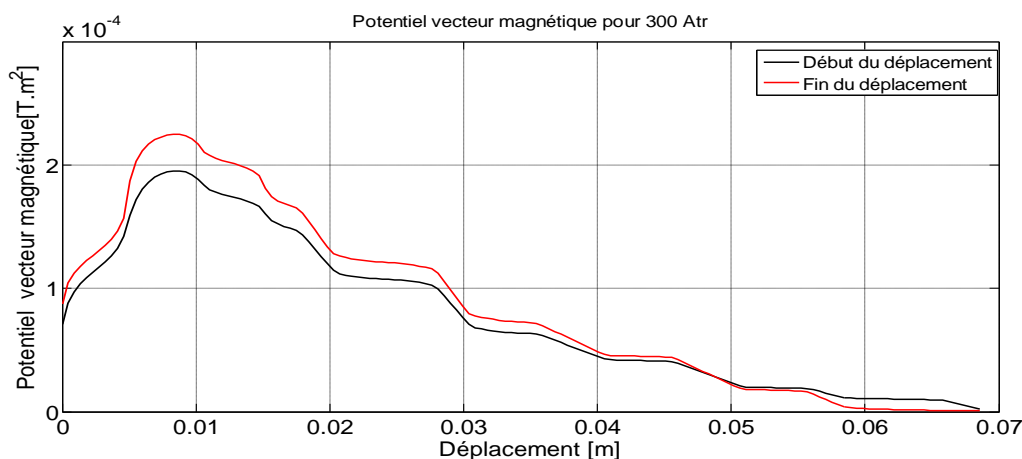


Figure III.16. Allures du potentiel vecteur magnétique au début et à la fin du mouvement pour 300A.tr

La Figure III.17 montre les allures du potentiel vecteur magnétique, en fonction du déplacement au début et à la fin du mouvement de la partie mobile pour un courant de 600 A.tr. Le potentiel vecteur magnétique est de $4.2 \cdot 10^{-4} \text{ T.m}^2$ au début du mouvement et d'environ $4.4 \cdot 10^{-4} \text{ T.m}^2$ à la fin du mouvement. Nous avons remarquer que la valeur du potentiel augmente avec l'augmentation du courant.

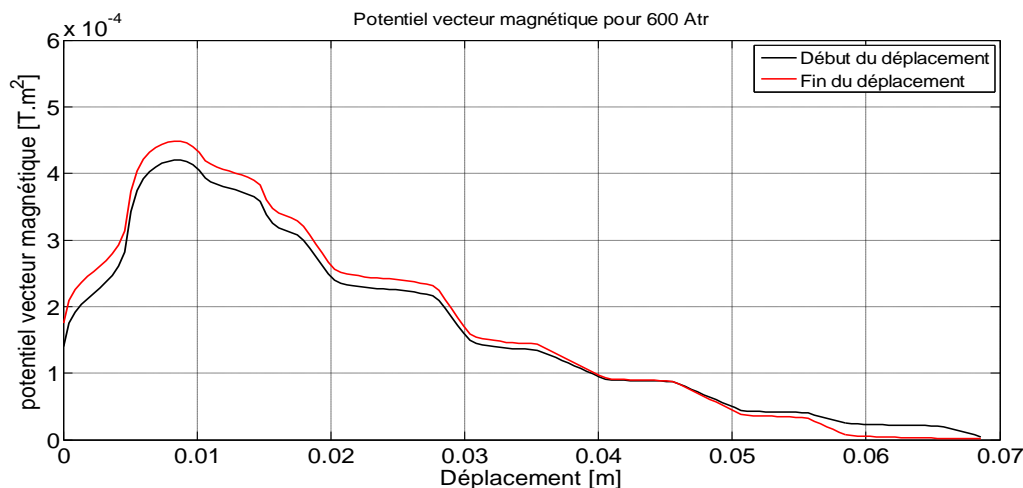


Figure III.17. Allures du potentiel vecteur magnétique au début et à la fin du mouvement pour 600Atr

La Figure III.18 représente les allures du potentiel vecteur magnétique, en fonction du déplacement au début et à la fin du mouvement de la partie mobile pour un courant de 900 A.tr. Le potentiel vecteur magnétique est d'environ $5.9 \cdot 10^{-4} \text{ T.m}^2$ au début du déplacement et d'environ $6.5 \cdot 10^{-4} \text{ T.m}^2$ à la fin du mouvement. Le potentiel à aussi augmenté dans ce cas.

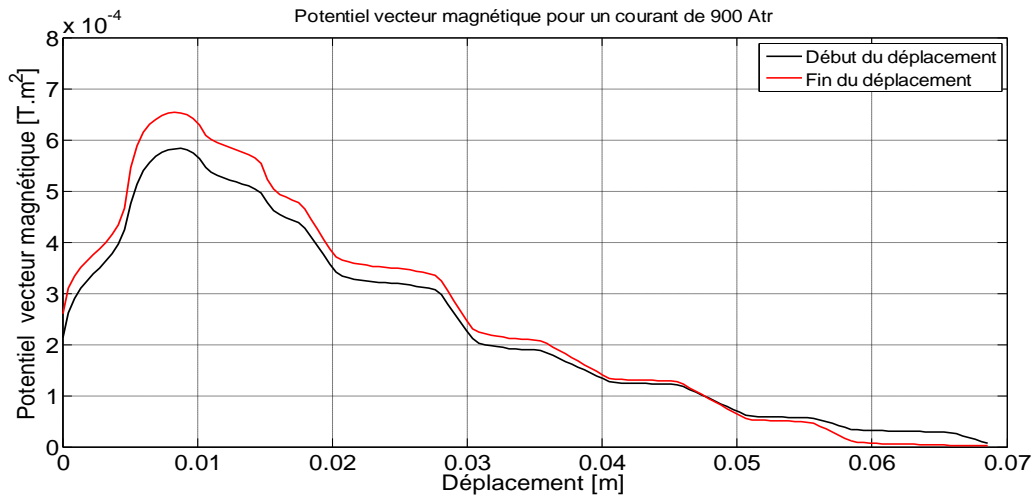


Figure III.18. Allures du potentiel vecteur magnétique au début et à la fin du mouvement pour 900Atr

La Figure III.19 illustre la superposition des différentes allures du potentiel vecteur magnétique pour les différents courants au début du mouvement.

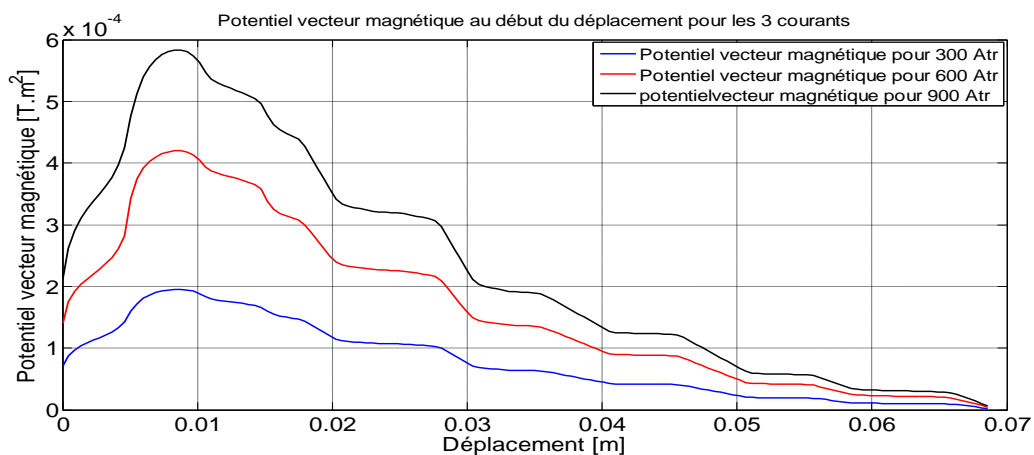


Figure III.19. Allures du potentiel vecteur magnétique au début du mouvement pour les différents courants

La Figure III.20 représente les allures du potentiel vecteur magnétique superposées pour les différents courants à la fin du mouvement de la partie mobile.

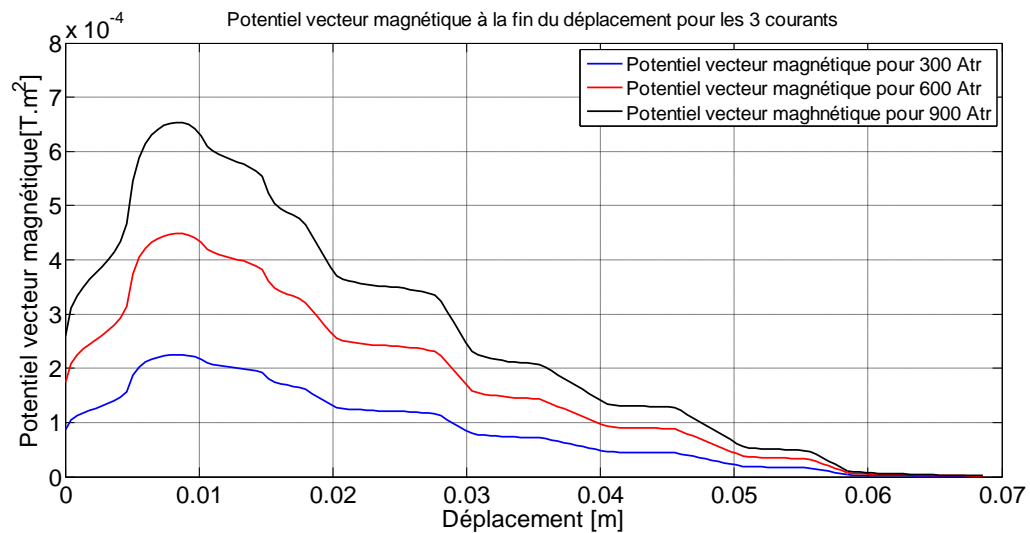


Figure III.20. Allure du potentiel vecteur magnétique à la fin du mouvement pour les différents courants

III.3.2.3 Inductance

La Figure III.21 présente l'allure de l'inductance en fonction du déplacement pour un courant de 300 A.tr correspondant à la faible saturation. La valeur maximale est d'environ 0.57 H.

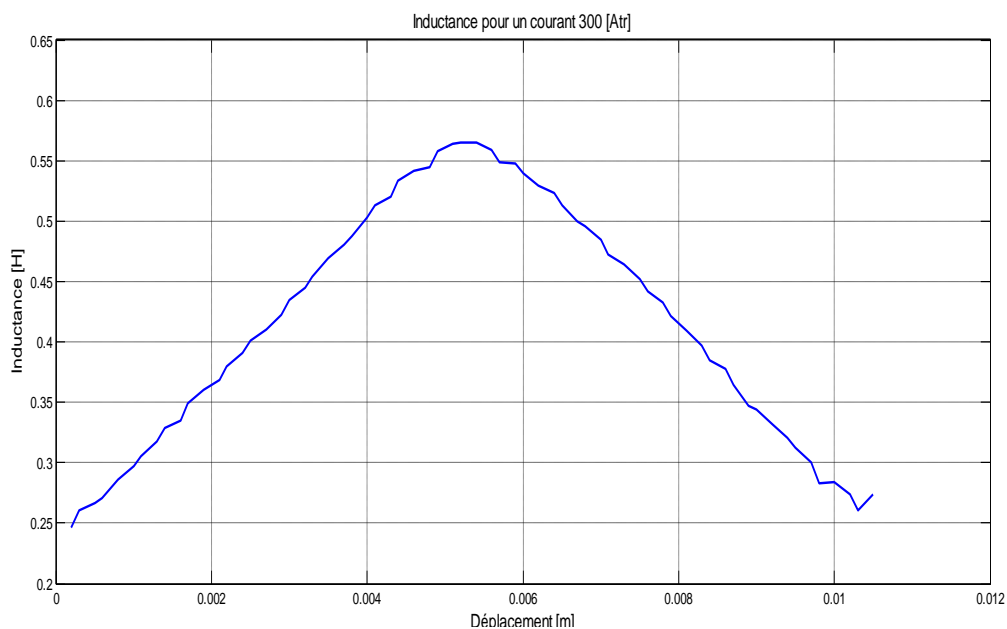


Figure III.21. Allure de l'inductance en fonction du déplacement pour un courant de 300 Atr

La Figure III.22 montre l'allure de l'inductance en fonction du déplacement pour un courant de 600 A.tr qui correspond à une moyenne saturation. La valeur maximale est d'environ 0.41 H.

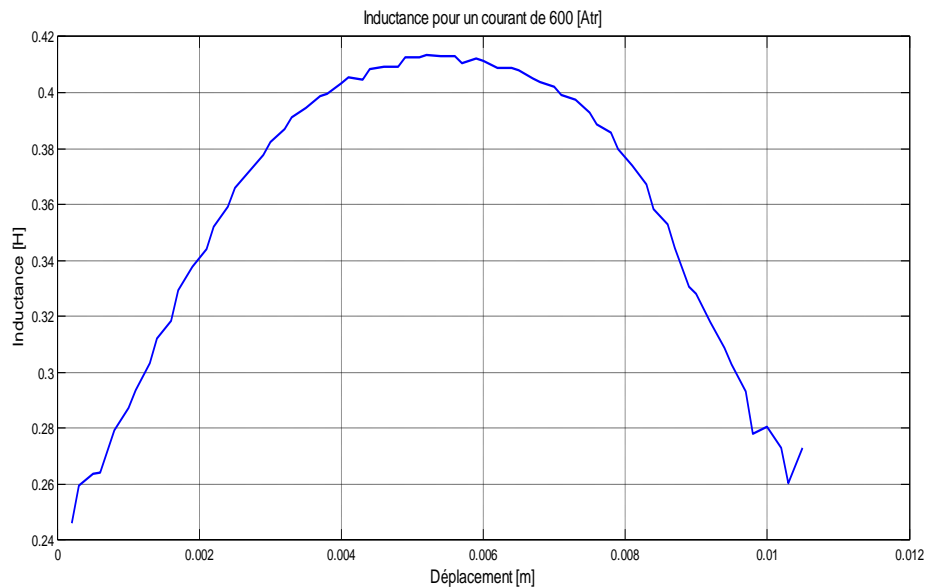


Figure III.22. Allure de l'inductance en fonction du déplacement pour un courant de 600 Atr

La Figure III.23 montre l'allure de l'inductance en fonction du déplacement pour un courant de 900 A.tr qui correspond à une forte saturation. La valeur maximale est d'environ 0.325 H.

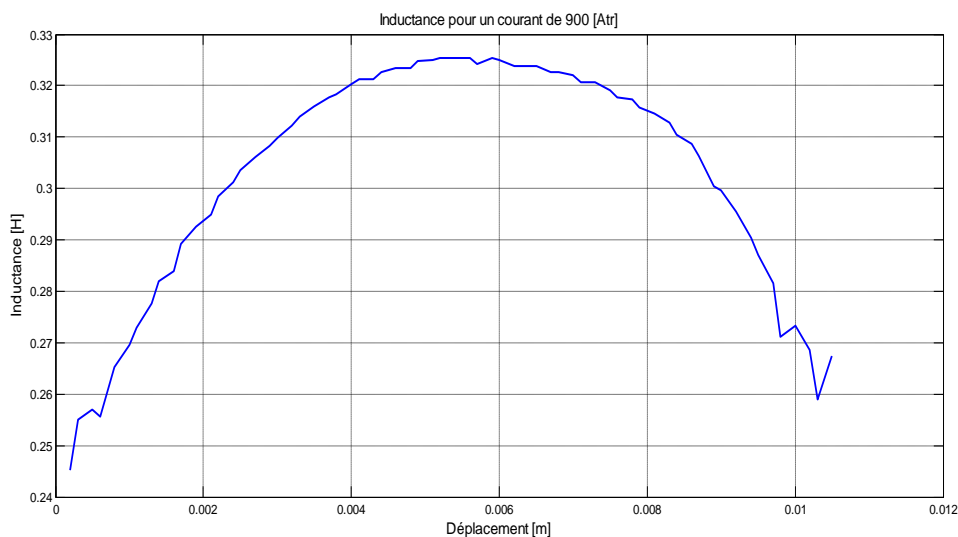


Figure III.23. Allure de l'inductance en fonction du déplacement pour un courant de 900 Atr

La Figure III.24 illustre la superposition des différentes allures de l'inductance en fonction du déplacement pour les trois différents courants. Nous remarquons à travers ces allures qu'à chaque fois que le courant augmente l'inductance diminue ce qui est conforme à la

relation donnée par []. La variation des formes des allures de l'inductance est dû au phénomène de la saturation

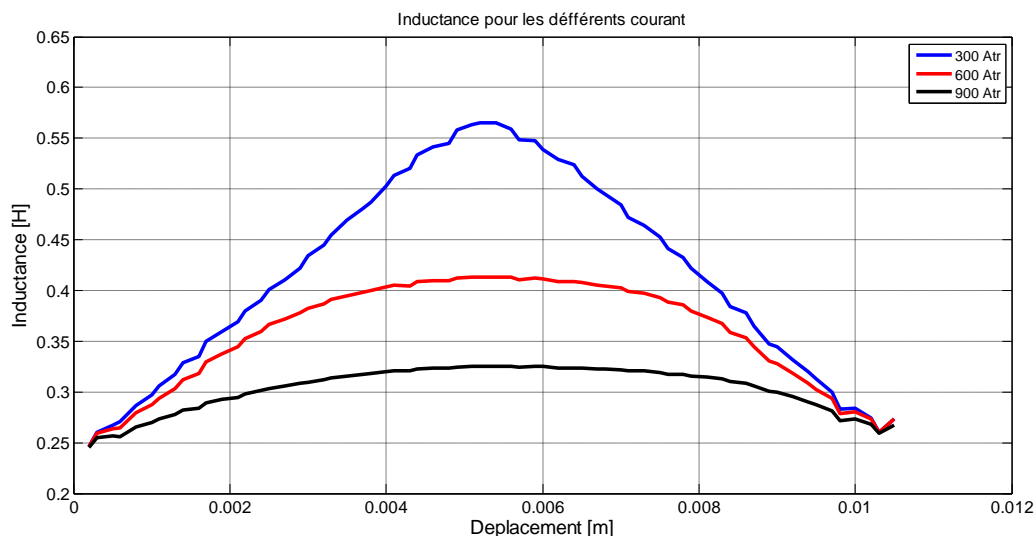


Figure III.24. Allures de l'inductance en fonction du déplacement pour les différents courants

III.3.2.4 Force électromagnétique

La force électromagnétique est calculée en considérant un pas de déplacement fixe de 0.3175mm de la partie mobile par rapport au stator. Une série de simulation éléments finis à été effectuée en utilisant le logiciel F.E.M.M sur une période de 10.16 mm. La Figure III.25.a montre l'allure de la force électromagnétique obtenu pour un courant de 300 A.tr correspondant à une faible saturation. La valeur maximale est d'environ 10 N. La Figure III.25.b montre l'allure de la force électromagnétique issue de la littérature [2] pour le même courant. En visualisant les deux courbes obtenus par simulation et celle fournie, nous remarquons une bonne concordance ce qui nous permet de valider notre programme de calcul. Les ondulations de l'allure de la force donnée par la Figure III.25.a sont dues à la qualité du maillage.

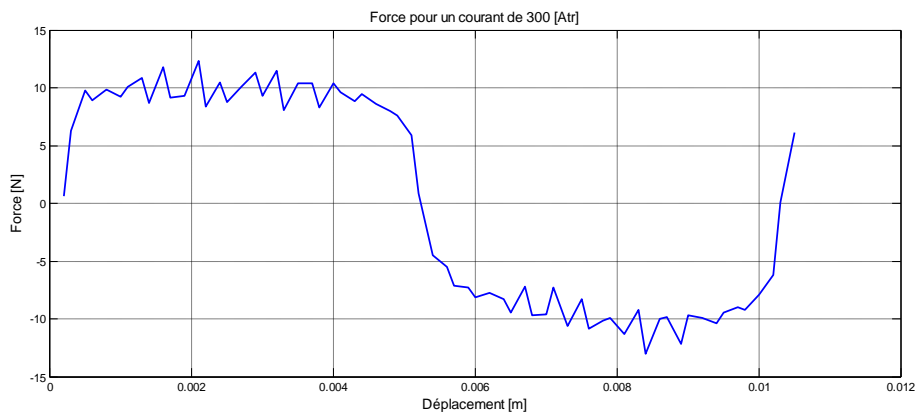


Figure III.25.a. Allure de la force électromagnétique en fonction du déplacement pour un courant de 300 A.tr

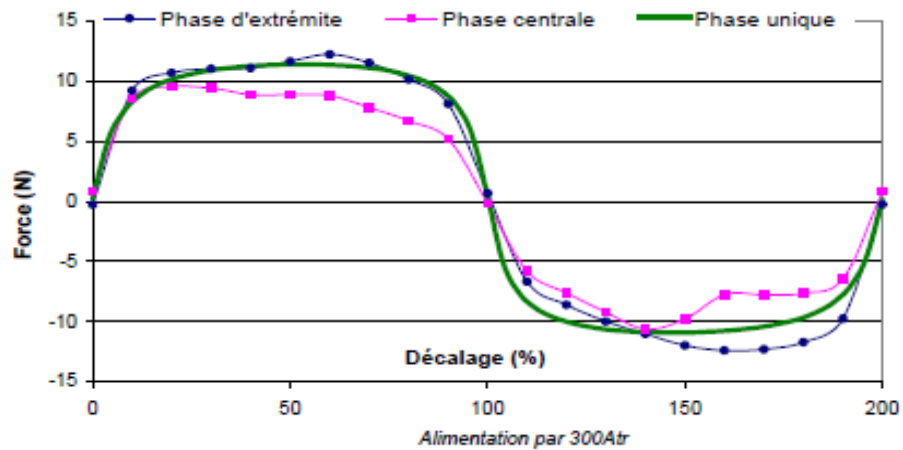


Figure III.25.b. Allure de la force électromagnétique en fonction du déplacement pour un courant de 300 A.tr [2]

La Figure III.26 montre l'allure de la force électromagnétique pour un courant de 600 A.tr correspondant à une moyenne saturation, la valeur maximale de cette force est d'environ 40N.

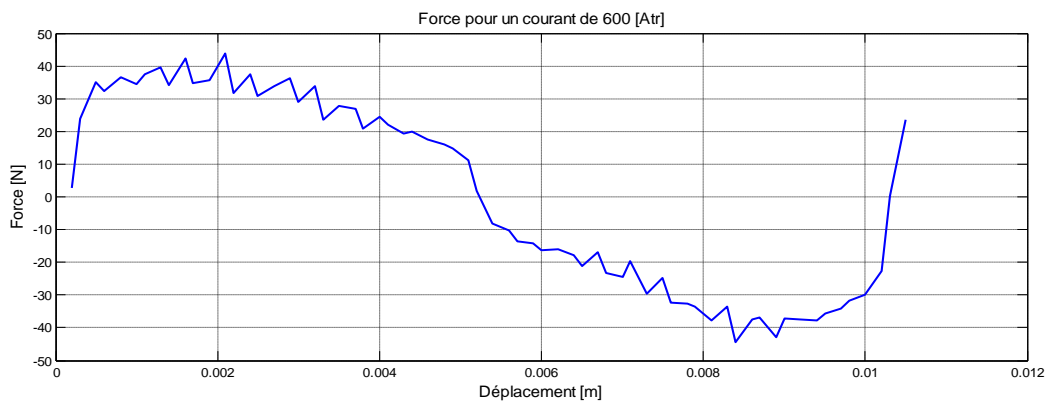


Figure III.26. Allure de la force électromagnétique en fonction du déplacement pour un courant 600 A.tr

La Figure III.27 montre l'allure de la force électromagnétique pour un courant de 900 A.tr correspondant à une forte saturation, la valeur maximale est d'environ 70 N.

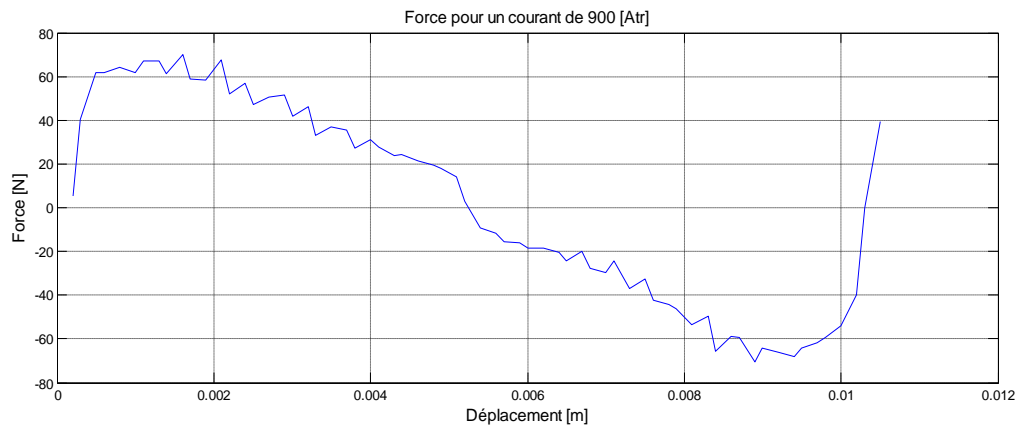


Figure III.27. Allure de la force électromagnétique en fonction de déplacement pour un courant 900 A.tr

La Figure III.28 illustre la superposition des différentes allures de la force électromagnétique en fonction du déplacement pour les différents courants correspondant aux faibles, moyennes et fortes saturations. Nous remarquons à travers ces allures qu'à chaque fois que le courant augmente la force électromagnétique augmente, mais leurs formes est différentes à cause du phénomène de saturation du matériau constituant le moteur.

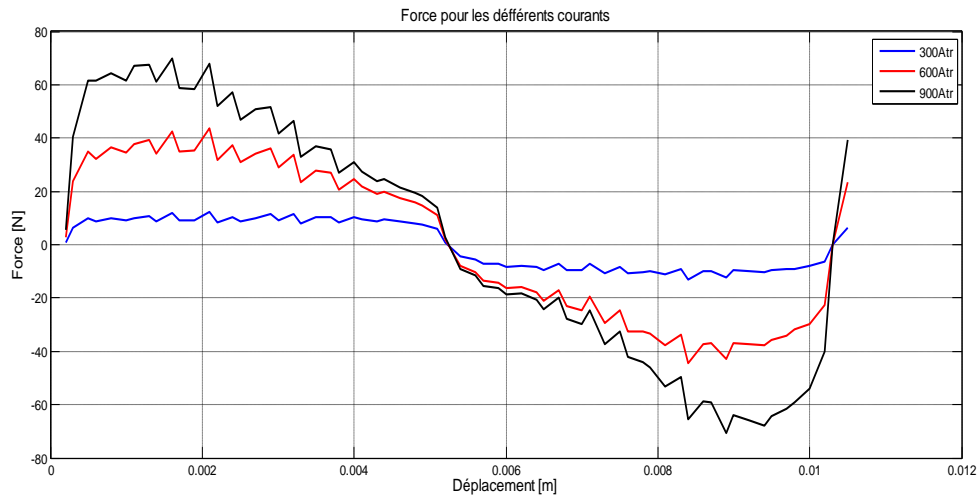


Figure III.28. Allure des forces électromagnétiques superposées en fonction de déplacement pour les différents courants.

III.4. Conclusion

Dans ce chapitre, nous nous sommes intéressées à l'application des modèles électromagnétiques et à la simulation du moteur pas à pas, dans le but d'évaluer les différentes grandeurs à savoir le potentiel vecteur magnétique, l'induction magnétique, l'inductance et la force électromagnétique en utilisant le logiciel FEMM. Ces différentes grandeurs sont obtenues pour des courants d'alimentation différents correspondant à des faibles, moyennes et fortes saturations. La prise en compte de mouvement est prise en compte par la technique de remaillage et l'évolution de la force est calculée par la méthode du Tenseur de Maxwell. L'application du modèle développé nous a permis d'aboutir à des résultats satisfaisants qui ont été validés par des résultats fournis par la littérature [2].

Conclusion générale

Conclusion générale

Dans ce travail, nous nous sommes intéressés à la modélisation et à la simulation par éléments finis d'un moteur linéaire tubulaire pas à pas à réluctance variable. Nous avons évoqué au début des généralités sur les différents types de moteurs pas à pas rotatifs et particulièrement linéaires, tout en montrant leur principe de fonctionnement et l'intérêt qu'ils ont apporté dans divers domaines. Comme tous les problèmes électromagnétiques, il faut passer d'abord par la discrétisation des équations aux dérivées partielles obtenues à travers la combinaison des équations de Maxwell avant de les résoudre et aboutir aux résultats.

Pour faciliter la tâche de calcul, nous avons fait appel au logiciel FEMM (Finite Element Magnetic Method), efficace et simple, où un programme a été écrit et exécuté.

Les différents résultats de simulation obtenus après programmation sous environnement FEMM accompagnés par des commentaires et explications pour les différentes grandeurs sont présentés. L'évaluation de différentes grandeurs à savoir le potentiel vecteur magnétique, l'induction magnétique, l'inductance et la force électromagnétique en fonction du déplacement est obtenue pour des différents courants d'alimentation correspondant à de faibles, moyennes et fortes saturations. La méthode du tenseur de Maxwell a été utilisée pour le calcul de la force électromagnétique en fonction du déplacement et pour les différents courants. Nous avons constaté qu'à chaque fois qu'on augmente le courant, les valeurs des différentes grandeurs obtenues augmentent. Nous avons aussi remarqué l'influence du phénomène de saturation sur ces grandeurs particulièrement, l'inductance et la force électromagnétique, comme l'indiquent leurs formes.

L'application du modèle développé nous a permis d'aboutir à des résultats satisfaisants qui ont été validés par des résultats fournis par la littérature [2], ce qui nous a permis de valider notre programme et les différents résultats obtenus.

Bibliographie

Bibliographie

- [1] M.Zaouia, « Modélisation Numérique du Couplage Electromagnétique-Mécanique dans les Structure Linéaire Tubulaires », Thèse de Doctorat en Science, UMMTO, 2013.
- [2] El.Lilia, « Conception Electromagnétique d'une Gamme d'Actionneurs Linéaire à Réductances Variables », Thèse de Doctorat, Ecole Centrale de Lille, France 2002.
- [3] R.Benramdane et B.Meddane, « Etudes d'une Machine Electrique à Mouvement Linéaire par la Méthode des Eléments Finis », Mémoire d'Ingénieur d'Etat, Promotion 2006, UMMTO.
- [4] C.Ait-Slimani et F.Aouchiche, « Etudes de Défauts de Désaimantation et d'Excentricité Statique dans la MSAP par la Méthode des Eléments Finis », Mémoire de Master, Promotion 2015, UMMTO.
- [5] H.Chabane et M.Racelma, « Etude d'une Machine Linéaire Asynchrone en Utilisant la Méthode des Eléments Finis », Mémoire d'Ingénieur d'Etat, Promotion 2011, UMMTO.
- [6] M.Kessi et K.Hamani, « Amélioration des Performances Dynamiques d'un Moteur à Induction Linéaire », Mémoire de Master, Promotion 2014, UMMTO.
- [7] D. Meeker. (2002). Finite Element Method Magnetics.
[http:// www.femm.berlios](http://www.femm.berlios) ©2002.
- [8] G.Dhati, T.Gilbert, « Méthodes des Elément Finis », Edition Hermes, Paris 2005.

Résumé

Dans ce travail, nous nous sommes intéressés à la modélisation et à la simulation par éléments finis d'un moteur linéaire tubulaire pas à pas à réluctance variable. Nous avons évoqué au début des généralités sur les différents types de moteurs pas à pas rotatifs et particulièrement linéaires, tout en montrant leur principe de fonctionnement et l'intérêt qu'ils ont apporté dans divers domaines. Comme tous les problèmes électromagnétiques, il faut passer d'abord par la discrétisation des équations aux dérivées partielles obtenus à travers la combinaison des équations de Maxwell avant de les résoudre et aboutir aux résultats.

L'application du modèle développé nous a permis d'aboutir à des résultats satisfaisants qui ont été validés par des résultats fournis par la littérature [2], ce qui nous a permis de valider notre programme et les différents résultats obtenus.

Mots clés

EDP :Equation aux dérivées partielles

FEMM :Finite Element Magnetic Method

MLTRVP :Moteur Linéaire Tubulaire Réluctance Variable Pas à Pas