

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

UNIVERSITE MOULOUD MAMMERI DE TIZI OUZOU
FACULTE DE GENIE ELECTRIQUE ET D'INFORMATIQUE
DEPARTEMENT D'ELECTOTECHNIQUE



MEMOIRE



De fin d'études en vue de l'obtention du diplôme

D'Ingénieur d'état en Electrotechnique

Option : Machines Electriques

THEME

Etude par la méthode des éléments finis de l'effet d'une couche
ferromagnétique d'induit sur les performances en régime
dynamique d'une machine linéaire

Proposé par :

Mr. H. MOHELLEBI

Dirigé par :

Mr. F. HOCINI

Etudié par :

Mr. S. CHERIGUENE

**Promotion
2011**

REMERCIEMENT

Au terme de ce mémoire, je remercie ALLAH le miséricordieux de m'avoir donné le courage et la patience pour mener à bout ce modeste travail.

Egalement je tiens à exprimer mes vifs remerciements à mon promoteur Mr. H. MOHELLEBI, Professeur à l'université Mouloud Mammeri de Tizi-Ouzou, qui ma fait l'honneur de me prendre sous sa responsabilité, ainsi que pour ces orientations et précieux conseils, qu'il trouve ici toutes les expressions de mon respect et gratitude.

Je ne manquerais pas de remercier chaleureusement mon co-promoteur Mr. F. HOCINI, enseignant à l'université Mouloud Mammeri de Tizi-Ouzou, qui m'a orienté et conseille durant la réalisation de ce travail, qui je n'aurais certainement pas réussi sans sa large contribution, son sérieux, son efficacité et sa rigueur, ainsi, Mr. S.H.OULED-OUALI et Mr. A.DICHE pour leur disponibilité lors de mes différentes sollicitations.

Mes remerciements s'adressent également aux enseignants qui ont contribué à ma formation, ainsi que les membres de jury qui me feront l'honneur de juger ce travail.

Enfin, je tiens à remercier tous ceux qui ont contribué de près ou de loin, à la réalisation de ce travail.

DEDICACES

Je dédie ce travail :

A la plus généreuse des mères, celle qui m'a tous donné et m'a tous fait, qui était toujours derrière moi pour être le bon exemple...

A mon très chère père, mon exemple dans la vie, qui m'a montré le bon chemin ...

A la mémoire de mes grands parents et ma tante FARIDA

A ma très chère grande mère

A mes chère frère : Houmam et Aymen

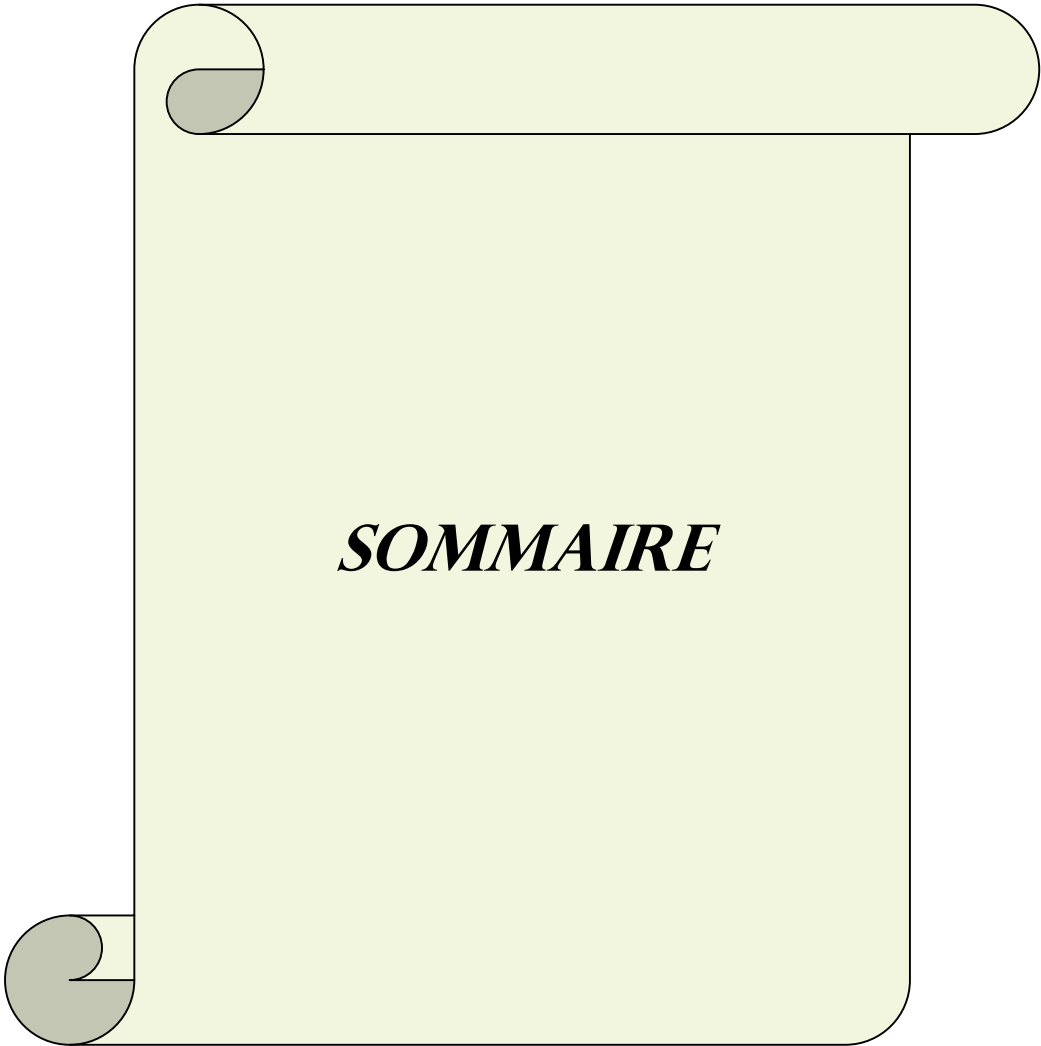
A mes chère sœur : Alae et Reihana

A mon chère oncle : Dr. CHERIGUENE MUSTAPHA qui était toujours à coté de moi par ces conseils

A mes oncles et tantes et leurs familles, mes cousins et cousines.

A tous mes amis

SAFOUANE



SOMMAIRE

SOMMAIRE

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

Chapitre I : Généralités sur les machines linéaires

I.1 Introduction	04
2 Description d'une machine linéaire.....	05
2.1 Constitution générale.....	05
2.2 Architecture des machines linéaire.....	05
3 Différences entre un moteur linéaire et un moteur tournant.....	08
4 Des différents types de la machine linéaire.....	11
4.1 Moteur linéaire synchrone.....	11
4.2 Moteur linéaire asynchrone	12
4.2.1 Caractéristique	12
4.2.2 Fonctionnement	12
4.3 Moteur linéaire à courant continu	13
5 Avantage et inconvénients des moteurs linéaires	14
6 Domaine d'application	15
7 Perspectives	16
I.8 Conclusion	16

Chapitre II : Modèles électromagnétiques et méthodes de modélisation

II.1 Introduction	17
2 Définition des lois fondamentales	18
2.1 Champ électrique	18
2.2 Champ magnétique	18
2.3 densité de courant électrique	19

3 Equations de Maxwell	19
3.1 Première équation de Maxwell	19
3.2 Deuxième équation de Maxwell	20
3.3 Troisième équation de Maxwell	20
3.4 Quatrième équation de Maxwell	21
4 Relations du milieu	21
5 Loi d'Ohm	22
6 Equations électromagnétiques	22
6.1 Modèle magnétodynamique	22
6.1.1 En coordonnées cartésiennes	22
6.1.2 En coordonnées cylindriques	25
6.2Modèle magnétostatique	25
6.2.1 En coordonnées cartésiennes	26
6.2.2 En coordonnées cylindriques	26
7 Différentes méthodes de résolution des équations différentielles	26
7.1 Méthodes analytiques	26
7.1.1 la méthode de séparation des variables	26
7.1.2 La méthode de transformations conformes	27
7.2 Méthodes numériques	27
7.2.1 Méthode des différences finis	28
7.2.2 Méthode des circuits couplés	29
7.2.3 Méthode d'intégrale de frontière	30
7.2.4 Méthode des éléments finis	31
7.2.4.1 Présentation de la méthode des éléments finis	31
7.2.4.2 Principe de la méthode	32
7.2.4.3 Maillage	32
7.2.4.4 Fonction d'approximation	33
7.2.4.5 Formulation intégrale	35

7.2.4.6 Avantages et inconvénients	35
8 Méthodes de calcul de la force magnétique	36
8.1 Notion de l'énergie et la co-énergie	36
8.2 Force de Lorentz	37
8.3 Tenseur de Maxwell	38
8.4 Les travaux virtuels	39
II.8 Conclusion	39

Chapitre III : Propriétés des matériaux

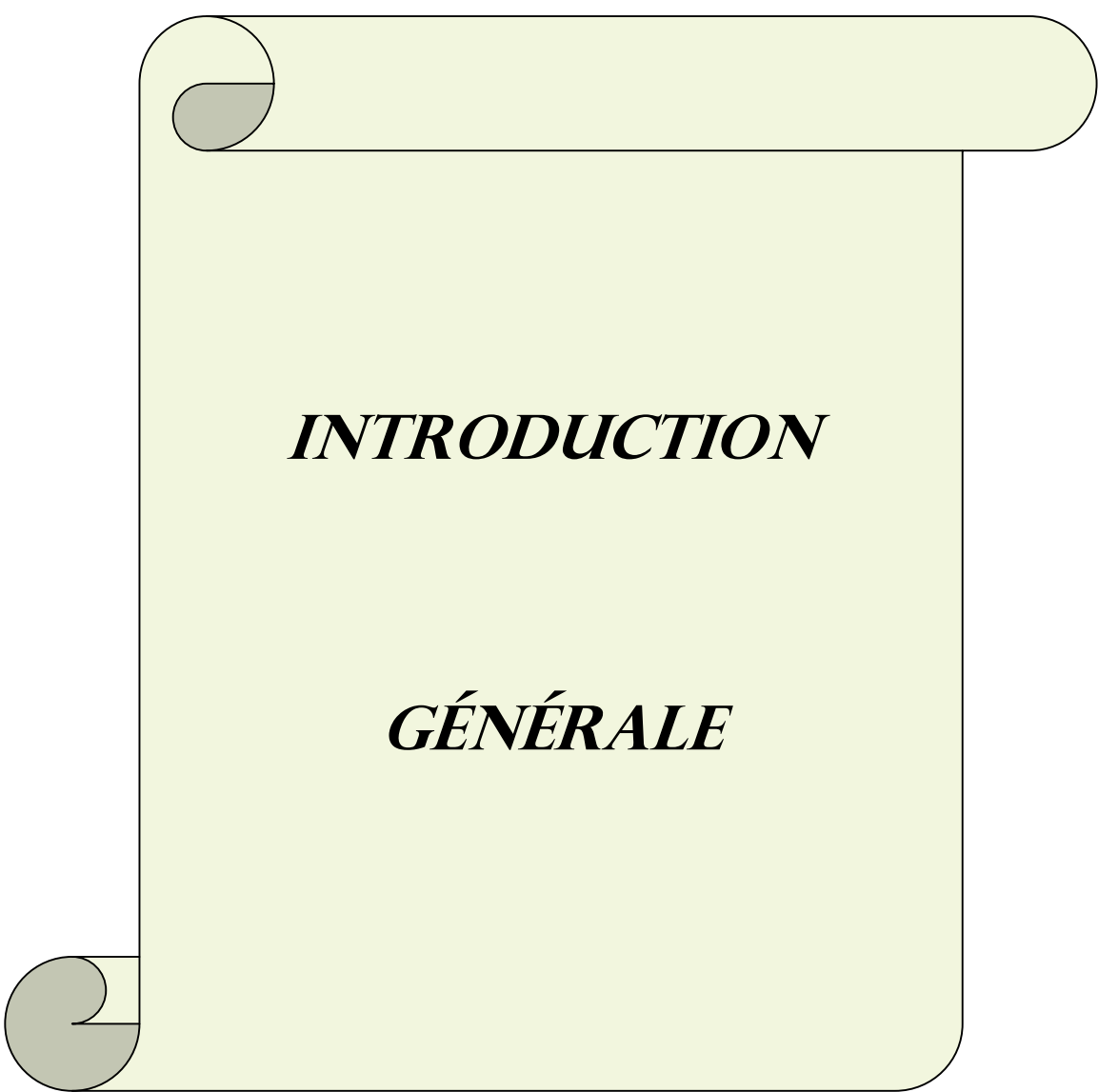
1 Introduction	40
2 Origines de moments magnétiques	40
3 Aimantation et polarisation	41
4 Susceptibilité et perméabilité magnétique	42
5 Classification des matériaux magnétiques	43
5.1 Matériaux diamagnétiques	43
5.2 Matériaux paramagnétiques	43
5.3 Matériaux ferromagnétiques	44
6 Domaine magnétique	46
7 Energie interne d'un cristal ferromagnétique	46
7.1 Energie d'échange	46
7.2 Energie magnétostatique	47
7.3 Energie magnétostrictive	47
7.4 Energie d'anisotropie	47
8 Classification des matériaux ferromagnétiques	48
8.1 Matériaux durs	48
8.2 Matériaux doux	48
9 Les alliages magnétiques	49

9.1 Les alliages Fe-Si	49
9.1.1 Formes d'utilisation des alliages Fe-Si	49
9.2 Les alliages à usages spéciaux	50
9.2.1 Les alliages Fe-Co	50
9.2.1.1 Domaine d'utilisation	50
9.2.2 Les alliages Fe-Ni	51
9.2.3 Situation actuelle, propre aux FeNi et FeCo	51
III.10 Conclusion	51

Chapitre IV : Application

IV.1 Introduction	52
2 Description du dispositif à étudier	53
2.1 Caractéristique physique	53
2.2 Dimensions géométriques	54
3 Domaine de résolution et conditions aux limites	55
4 Formes différentielles associées aux différentes régions du domaine d'étude	57
5 Résultats et interprétations	58
5.1 Les différentes étapes de réalisation du dispositif a l'aide de FEMM	58
5.2 Mise en pratique	58
5.2.1 Influence du nombre d'encoches, le matériau constituant l'induit et le nombre de pôle	59
5.2.2 Influence de la fréquence	72
5.2.3 Influence de la perméabilité	76
Conclusion Générale	78

Bibliographie



INTRODUCTION

GÉNÉRALE

Les dispositifs électromécaniques tiennent une place importante dans les équipements industriels (moteurs, alternateurs, actionneurs ...etc.), place qui tend à s'amplifier avec l'apparition de nouvelles tendances : traction tout électrique, production décentralisée, nouveaux actionneurs, etc. De plus, ces systèmes ont souvent une place critique dans les applications. Cette criticité génère des contraintes croissantes en termes de sûreté de fonctionnement et de taux de disponibilité, nécessitant une surveillance accrue et donc le développement d'outils de diagnostic de plus en plus performants. [19]

A l'heure actuelle, la recherche de défauts dans les dispositifs électromécaniques est généralement effectuée sur l'analyse des grandeurs physiques des dispositifs. Or, la demande croissante en terme de robustesse des outils de diagnostic nécessite de trouver de nouvelles solutions et, en particulier, de porter une analyse sur d'autres grandeurs, ceci afin de compléter les approches existantes.

Comme un moteur est un système trop complexe pour l'analyse des phénomènes physiques élémentaires, les efforts doivent porter sur l'étude d'un autre système plus simple possible, pour ne pas introduire de phénomènes mal maîtrisés ou impossibles à rendre en compte. [5]

Imposer un système ayant un comportement linéaire est certes restrictif mais permet toute-fois de donner des informations sur les paramètres physiques mis en jeux. Les systèmes de conversion de l'énergie sont tous conçus avec un impératif commun : le meilleur rendement possible à un coût acceptable.

Dans les dernières années, des recherches ont été lancées afin de trouver des solutions de représentations des machines électriques de façon à éviter le coût d'un prototype. Une approche, qui offre un bon compromis entre la précision des résultats et le temps de calcul, a été privilégiée.

Les moyens informatiques modernes et les logiciels dits de conception assistée par ordinateur constituent des moyens puissants de calcul et d'analyse des systèmes et des structures électromagnétiques en particulier

Ces moyens modernes fascinent par leur facilité, mais ils ne déchargent pas le concepteur de toute réflexion; Ils exigent bien au contraire des connaissances plus étendues pour être utilisées efficacement au travers de nombreuses tâches. En effet, le concepteur ne

peut pas modéliser ce qu'il ignore, il doit connaître les lois de comportement pour élaborer les modèles. De même, il a besoin d'évaluer rapidement les grandeurs principales pour apprécier les résultats des calculs automatiques, il doit savoir sur quel paramètre agir pour améliorer une solution et il doit traduire dans le concret l'abstraction des modèles.

Il est connu qu'une démarche de conception de systèmes électromagnétiques fasse appel à plusieurs outils logiciels pour étudier tous les phénomènes physiques qui caractérisent son fonctionnement. Ces outils sont souvent de natures diverses s'étendant des bases de données et tableurs aux logiciels de modélisation propres à la physique traitée et ne présentant aucun lien entre eux. Méthodiquement, ces techniques pénalisent la conception, en particulier le dimensionnement, par un coût élevé du temps de mise en œuvre. Ceci justifie l'orientation vers des plates-formes logicielles mettant en œuvre des modèles multi physiques permettant de concevoir des systèmes complexes en modélisant l'ensemble des phénomènes couplés caractérisant leur fonctionnement.

Les outils de calcul puissants qui ne cessent de se sophistiquer, dans le domaine de l'électrotechnique, sont généralement basés sur des méthodes numériques dont le principe est souvent connu depuis bien longtemps, et la méthode des éléments finis en est un exemple.

Lorsqu'elle est convenablement appliquée aux problèmes d'électromagnétiques plans, volumiques ou axisymétriques, la méthode des éléments finis permet d'obtenir des résultats très proches de la réalité. Elle devient, ainsi, parfaitement adaptée à la simulation des performances d'un nouveau produit et à son optimisation en diminuant considérablement le nombre de prototypes à réaliser. De ce fait, la simulation devient un véritable outil de prototypage virtuel et devient l'outil de référence du concepteur. [4,17]

Le but des travaux présentés dans ce mémoire est d'étudier une machine linéaire à induction en utilisant la méthode des éléments finis qui permet l'évolution de la force de propulsion par la méthode de Lorentz en fonction des paramètres que sont la distribution des enroulements statoriques, la nature du matériau constituant l'induit et la fréquence d'alimentation.

Ce mémoire est organisé en quatre chapitres de la façon suivante :

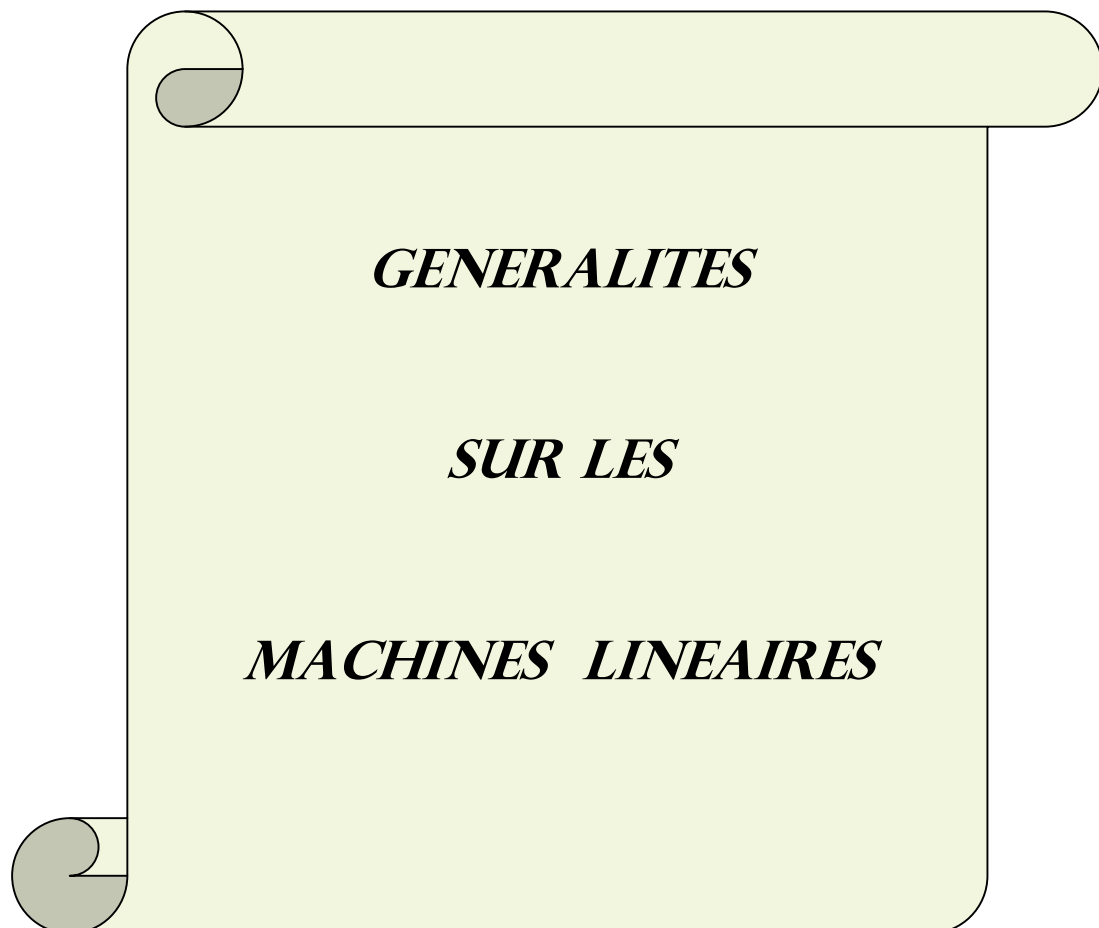
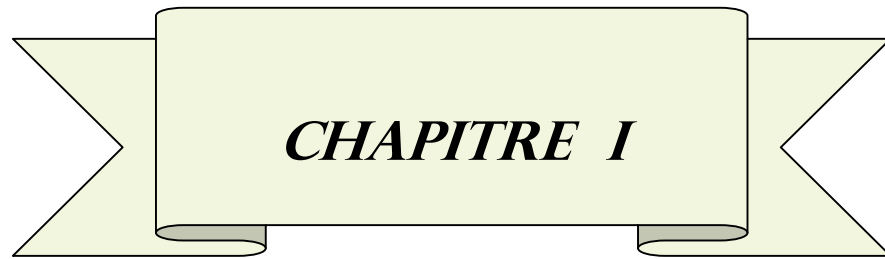
Le premier chapitre de notre travail décrit quelques généralités sur les machines linéaires et leurs principes de fonctionnement et les différents domaines de leurs utilisations.

Dans le deuxième chapitre nous présenterons les équations de Maxwell, les différentes méthodes de résolution des équations différentielles aux dérivées partielles, et on finit par les méthodes de calcul des forces.

Le troisième chapitre est un rappel sur les classes des matériaux, les diamagnétiques, les paramagnétiques et les ferromagnétiques, ainsi que leurs domaines d'application.

Le quatrième chapitre, (et le dernier chapitre) sera consacré à l'application et les résultats obtenus.

Enfin, nous terminerons par une conclusion générale.



I. 1 Introduction

Le moteur linéaire est dit à entraînement linéaire direct, c'est-à-dire qu'il n'y a aucune pièce pour convertir un mouvement d'une autre nature (rotatif par exemple) en mouvement linéaire et donc moins d'inertie et de jeux. Le mouvement et l'effort sont directement appliqués au niveau de la charge, alors que les autres entraînements linéaires sont effectués sur la base d'un mouvement rotatif transformé en mouvement linéaire.

Jusqu'à présent, les différents types de systèmes linéaires conventionnels étaient actionnés par des servomoteurs rotatifs. Le mouvement rotatif était transformé en mouvement linéaire à l'aide d'engrenages, de crémaillères, de courroies ou de vis à billes. Ceux-ci sont utilisés sans aucun problème dans de multiples applications.

Dans certaines applications, ces systèmes atteignent souvent leurs limites techniques en termes de dynamique, de précision et inconvénients tels que l'usure, le bruit ou la fiabilité. Nous entendons par dynamique la gestion coordonnée de la force, de la vitesse et de l'accélération. De ce fait, le moteur linéaire s'impose lorsque la vitesse et la précision importent vraiment [24].

Ce chapitre présente l'intérêt de cette approche et compare les résultats obtenus avec ceux d'une solution classique.

II. 2 Description d'une machine linéaire

II.2.1 Constitution Générale [26]

Un moteur linéaire est essentiellement un moteur électrique qui a été "déroulé" de sorte que, au lieu de produire un couple (rotation), il produit une force de poussée linéaire sur toute sa longueur par la création d'un champ électromagnétique glissant.

Le principe de fonctionnement de base d'un moteur linéaire est le même que pour un moteur rotatif. Les principaux éléments, bobines et aimants, sont simplement arrangés différemment pour produire une force et non un couple.

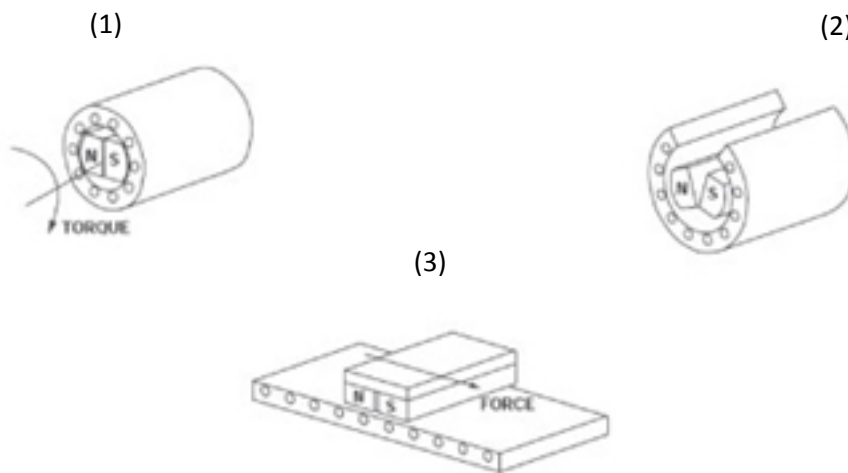


Figure I-1 : Représentation de la machine linéaire

Les moteurs linéaires sont constitués de tel sorte d'avoir une géométrie particulière adaptatives aux critères particuliers. Ces machines doivent par exemple, s'intégrer au mieux dans les systèmes, offrir des couples élevés à basse vitesse, pouvoir fonctionner à des vitesses considérables, fournir de fortes accélérations ou produire des déplacements linéaires...

II.2.2 Architecture des machines linéaires [20], [25]

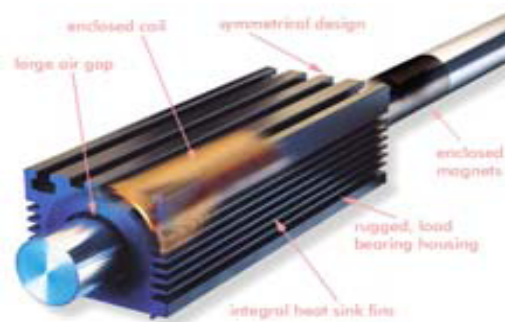
Aujourd'hui, le terme de moteur linéaire recouvre en fait une très grande variété de systèmes. En effet, il y a des moteurs avec des géométries de type plat, tubulaire ou annulaire.

Cependant, à partir de quelques critères simples fonctionnels et structurels, et sans aborder les principes de conversion électromécanique, des familles d'architectures peuvent être distinguées selon les critères suivants:

- Surface d'entrefer :

On peut distinguer des surfaces d'entrefer cylindriques (actionneurs tubulaires) ou planes comme l'indique la figure (I-2). Dans le cas d'une surface plane l'actionneur peut être à une seule ou encore à deux surfaces d'entrefer (structure dite en U). Dans le premier cas, il subsiste des composantes d'effort, normales à la surface d'entrefer, non négligeables pouvant atteindre des valeurs 100 fois supérieures à celles des composantes tangentielles utiles. Ces efforts, devant être supportés par le système de guidage, rendent ce dernier délicat et peuvent générer des pertes par frottements importantes. A l'inverse, dans le cas des structures en U ou tubulaires, la composante résultante des efforts normaux est partiellement compensée par le centrage. Néanmoins, l'équilibre obtenu est instable et il subsiste toujours un effort de décentrement ou de collage de la partie mobile sur la partie fixe. En effet, il est difficile d'avoir des positionnements parfaits assurant un centrage idéal des parties mécaniques.

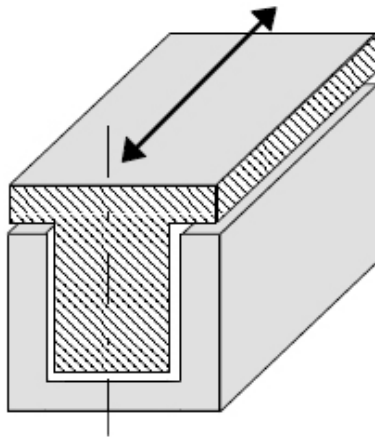
Signalons également que le nombre de surfaces d'entrefer peut être supérieur à deux, dans ce cas, nous parlons d'actionneurs polyentrefer. De telles architectures sont basées sur le fractionnement de la zone active en une multitude de zones élémentaires magnétisées par un bobinage unique (par phase) de type globale. Cette disposition, bien que complexe mécaniquement, permet d'accroître sensiblement les forces volumiques par rapport aux structures monoentrefer. Sur la figure I-2 (b) est représenté un exemple d'actionneur polyentrefer [20].



(a) Tubulaire



(b) Polyentrefer



(c) Forme en U



(d) Plat

Figure I-2: Les différents types de la machine linéaire

- Le stator et le rotor (le rail et l'alimentation) :

Le rail peut comporter soit un aimant permanent ou bien un matériau électrique conducteur.

L'alimentation peut être soutenue par le stator ou liée aux enroulements par un câblage.....

En considérant le mouvement longitudinal du rotor et le stator, on rencontre trois topologies :

- inducteur solidaire du rail, donc fixe (figure I-3) et induit mobile dont l'alimentation peut s'effectuer par un câble souple (mouvement limité) ou par transmission d'énergie sans contact, l'énergie peut également être embarquée ;

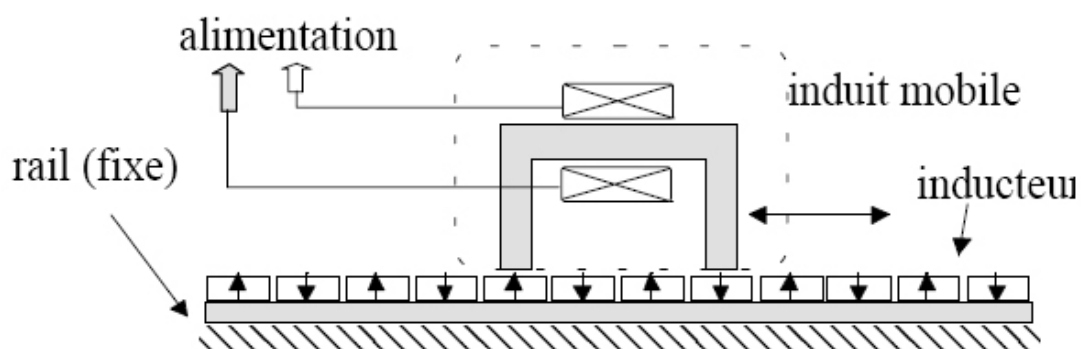


Figure I-3: Machine linéaire à inducteur fixe et induit mobile

- inducteur solidaire du rail (ex. table de machine outil) mobile et induit fixe (alimentation facilitée), comme le montre la figure I-4 ;

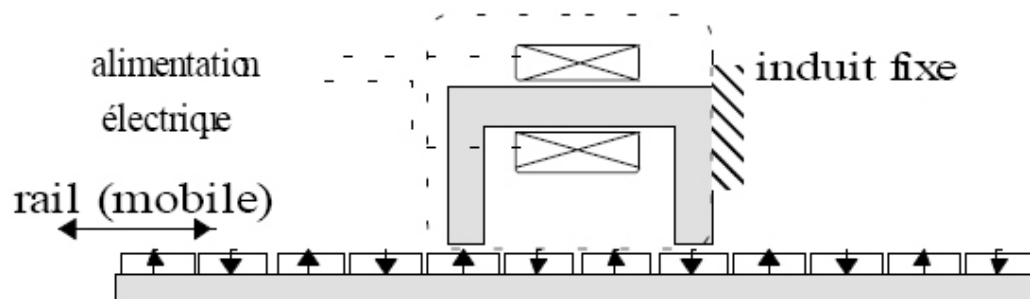


Figure I-4: Machine linéaire à induit fixe et inducteur mobile

- induit fixe (figure I-5) et distribué sur la longueur du rail (voie active dans le cas des trains), la partie mobile supporte uniquement l'inducteur. Dans ce cas, l'énergie est amenée à la partie fixe ce qui évite les difficultés de transmission mais le système d'alimentation est complexe et coûteux.

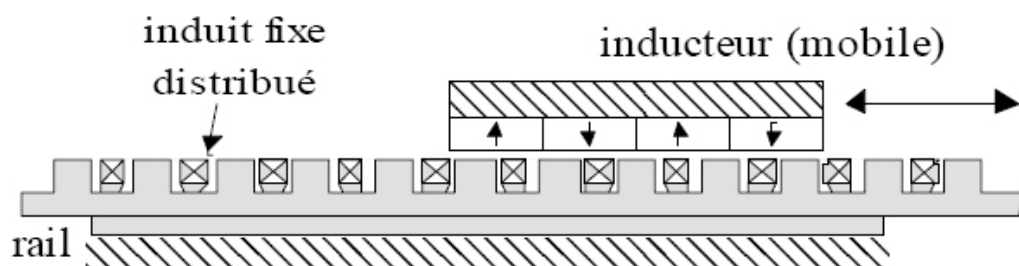


Figure I-5: Machine linéaire à induit fixe distribué et inducteur mobile

II. 3 Différence entre un moteur linéaire et un moteur tournant :

La différence qui existe entre la machine linéaire et la machine rotative est résumée dans les points suivants :

Du point de vue géométrique :

- Le rotor de la machine rotative est constitué généralement de conducteurs (encoches) physiquement séparés (cage d'écureuil ou rotor bobiné) et transportent les courants dans des directions imposées, alors que celui de la machine linéaire peut avoir un induit constitué d'une masse conductrice généralement homogène et isotrope.
- Le rotor et le stator dans une machine rotative sont respectivement mobile et fixe, alors que dans une machine linéaire l'induit et l'inducteur peuvent être fixes ou mobiles comme on a vu dans le paragraphe II.2.2 tel que si l'induit est fixe, alors l'inducteur serait mobile et dans ce cas l'inducteur est plus court que l'induit, et si l'inducteur est fixe alors l'induit serait mobile, dans ce cas l'induit est plus court (ou égal) que l'inducteur.
- Les machines rotatives ont un stator et un rotor alors que dans les machines linéaires, l'inducteur est ouvert aux extrémités ce qui permet d'avoir deux inducteurs se faisant face pour une machine, cela à pour intérêt de faciliter la fermeture de flux dans le circuit magnétique d'une part et d'autre part l'induction magnétique dans l'entrefer sera plus importante [1].

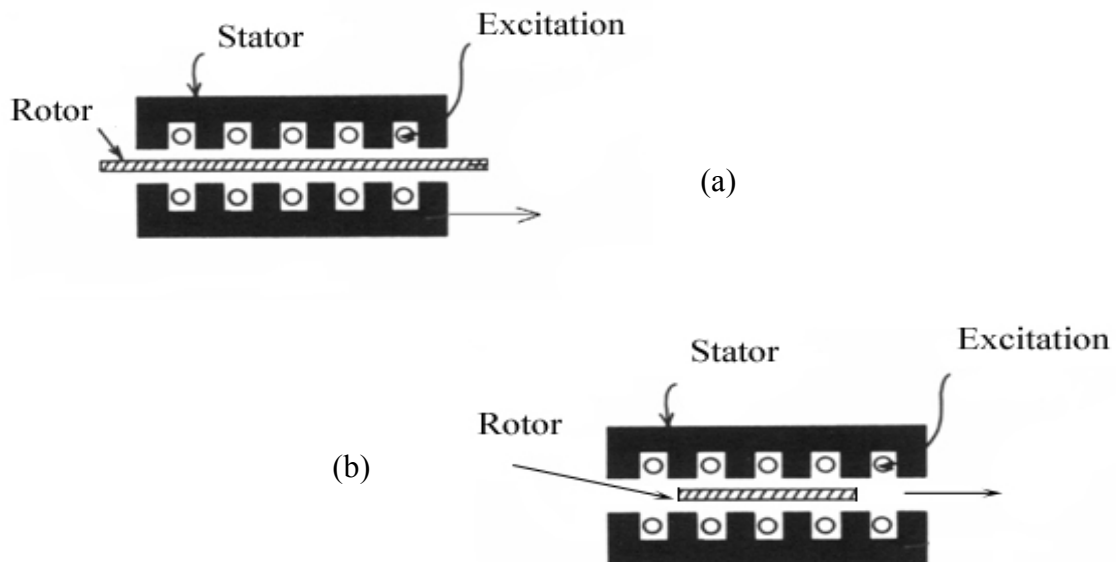


Figure I-6 : Machine linéaire à double inducteur.

(a) à stator court, (b) à stator long.

- L'entrefer dans la machine tournante est limité, alors que dans le cas de la machine linéaire l'entrefer est large dont la majeure partie est occupée par l'induit, conducteur.

Du point de vue technique :

- Dans le moteur linéaire le circuit magnétique est ouvert aux deux extrémités longitudinales (le long de la direction du champ de déplacement) et limité dans l'espace, ne peut créer dans l'entrefer, un champ purement glissant équivalent au champ tournant des machines tournantes. Le champ est donc perturbé par un ensemble de phénomènes appelés « effets d'extrémités », dû principalement :
 - aux f.e.m. à l'entrée et à la sortie, dues aux courants induits supplémentaires appelés de fuite, qui se ferment en dehors de la carcasse magnétique de la machine.
 - aux flux parasites se fermant aux extrémités et sur les cotés. [25]

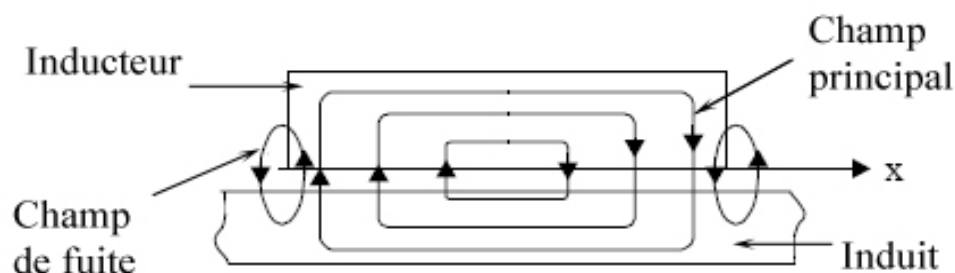


Figure I-7 : Flux parasites dans une machine linéaire.

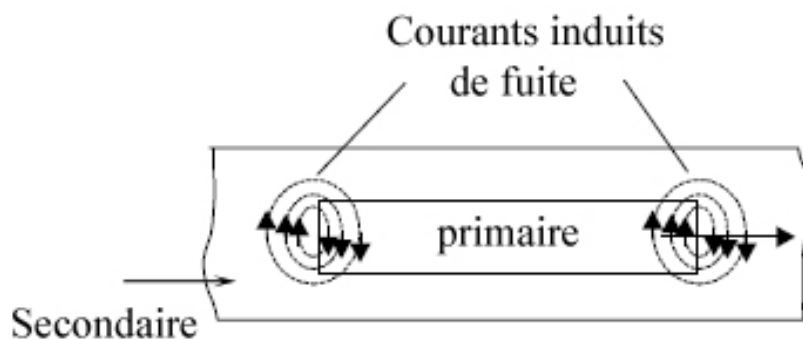


Figure I-8: Courants de fuite dans une machine linéaire.

- Les machines linéaires sont essentiellement caractérisées par une faible réactance de magnétisation, une faible inertie mécanique, une excellente capacité thermique et une évidente simplicité de réalisation. C'est dans les domaines où de telles propriétés se traduisent par des avantages certains que ces machines doivent trouver d'intéressantes applications, d'autant plus qu'elles peuvent se substituer à des dispositifs électromécaniques complexes [26].

II. 4 Les différents types de la machine linéaire

Selon leurs principes de fonctionnement, on peut distinguer trois types des machines linéaires :

- Moteur linéaire à induction.
- Moteur linéaire synchrone.
- Moteur linéaire à courant continu.

II. 4.1 Moteur linéaire synchrone

Les moteurs synchrones peuvent être de plusieurs géométries, ainsi on trouve pour chaque moteur synchrone rotatif son équivalent linéaire. On retient deux types de moteurs linéaires synchrones homopolaires et hétéropolaires

Alors que le principe d'opération est le même pour les machines synchrones rotatives et linéaires, il existe quelques différences. Pour des raisons économiques, seulement quelques topologies sont considérées comme pratiques : les moteurs linéaires synchrones à guide actif avec enroulement inducteur conventionnel ou supraconducteur sur le corps mobile, et le moteur linéaire synchrone à guide passif.

L'entrefer d'un moteur linéaire synchrone est presque le même que dans son équivalent topologique à moteur rotatif.

En plus des moteurs linéaires synchrones de grande et moyenne puissance, il existe des moteurs linéaires synchrones à aimants permanents où l'enroulement inducteur conventionnel est remplacé par des aimants permanents à grande énergie. Ce type de moteur est le plus employé actuellement, là où les entraînements à fortes poussées sont nécessaires. Sa structure est basée sur le développement à plat d'une machine rotative.

Pour obtenir cette énergie, l'utilisation des aimants de terre rare serait idéale. Mais les aimants permanents moins coûteux peuvent être utilisés si on applique des systèmes de concentration de flux, ce dernier sera donc concentré dans l'entrefer.

Les moteurs linéaires hétéropolaires et homopolaires sont utilisés pour les applications à court déplacement et à faible poussée. La structure tubulaire est préférée pour les applications à court déplacement et à faible poussée. La structure tubulaire est préférée pour une meilleure utilisation du cuivre de l'armature et l'équilibre des forces normales.

On peut obtenir cette structure à partir de la structure plane par un enroulement supplémentaire dans la direction du mouvement, le désavantage est la longueur limitée pour laquelle la structure tubulaire peut être utilisée [2].

II. 4.2 Moteur linéaire asynchrone

II. 4.2.1 Caractéristique

Une machine linéaire à induction utilisé comme convertisseur d'énergie électrique en énergie mécanique ou inversement, se compose généralement de deux inducteurs plans, comportant des enroulements d'excitations polyphasés et d'un induit constitué par une bande métallique solide (cuivre, aluminium).

Le moteur linéaire à induction n'est qu'un moteur sectoriel coupé en deux et aplati, avec une vitesse de champ magnétique inchangée et un flux qui se déplace à une vitesse linéaire donnée par la formule suivante [6]:

$$v_s = 2\tau \cdot p \cdot f$$

Où : v_s : vitesse synchrone linéaire du champ [m/s]

τ : pas polaire [m]

p : nombre de pôles.

f : fréquence du réseau [Hz]

Ce moteur est mécaniquement très simple et donc moins cher que le moteur présenté précédemment. Son grand avantage est sa robustesse en provenance de la simplicité de sa construction [26].

II. 4.2.2 Fonctionnement

Le principe de fonctionnement est celui du couplage magnétique asynchrone : les enroulements d'excitation de l'inducteur créent un champ magnétique glissant qui traverse

l'entrefer, et engendre dans l'induit (équivalent à la partie rotorique d'une machine tournante classique) des f.e.m., donc des courants. Le déplacement du champ glissant et de la partie active de l'induit s'effectuant suivant l'axe longitudinal Ox . La composante principale de l'induction magnétique B est dirigée suivant l'axe transversal Oy .

L'interaction des courants induits et du champ inducteur se traduit par une poussée qui est motrice lorsque la vitesse de déplacement V de l'induit est inférieure à celle V_c du champ, et résistante dans le cas contraire [24], [25].

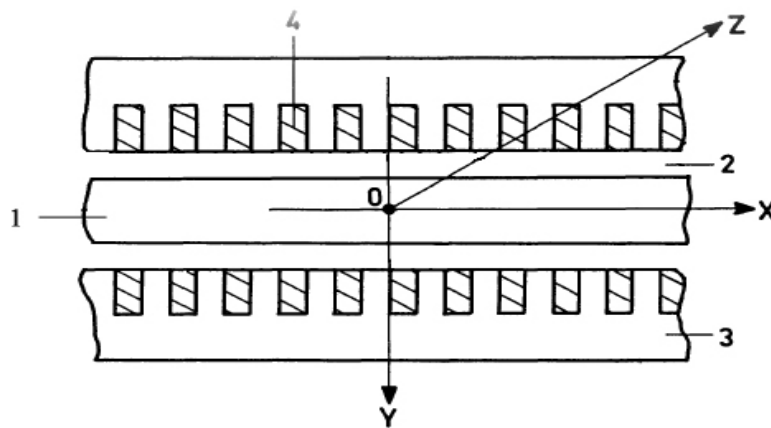


Figure I-9 : schéma représentant la machine linéaire asynchrone envisagée.

1- Induit

3- Inducteur

2- Entrefer

4- Enroulements actifs

II. 4.3 Moteur linéaire à courant continu [1]

La structure du moteur linéaire à courant continu, bien que légèrement modifiée, est identique à celle du moteur rotatif à courant continu, soit à pôles lisses ou saillants cette technologie se limite pour les longs déplacements à très fortes puissances (jusqu'à plusieurs Mega-Watt) .

II. 5 Avantages et inconvénients des moteurs linéaires [18], [24], [26]*** Avantages**

Nous restons sur le plan purement technique car l'intérêt pour ce type d'entraînement trouve son explication à travers sa technologie :

- Dynamique élevée par une réduction de masse (vitesse, accélération).
- Grande précision de positionnement.
- Simplicité de conception et fiabilité.
- Flexibilité d'utilisation (partie indépendante sur un même axe).
- Entraînement direct et donc absence de jeu de transmission.
- Contacts réduits aux simples roulements, d'où une longue durée de vie (pas de contacts pignons-crémaillère, *etc.*).
- Plage de déplacement illimitée.
- Système très pilotable : la position dépend directement du courant (pas d'électronique complexe) et inductance fixe.
- Capteur de position et de vitesse directement inclus dans l'actionneur.
- Position électromagnétique de sécurité : sans courant l'actionneur vient se bloquer dans une position prédéfinie.
- Mouvement directement linéaire : guidage magnétique.
- Toutes les technologies avancées pour les moteurs rotatifs peuvent être appliquées sans modification notable aux moteurs linéaires.
- Facilité d'adaptation topologique aux applications du mouvement linéaire directe (bonne intégration à la charge).
- Comportement identique d'extension ou de rétraction.

*** Inconvénients**

Techniquement toujours, les principales limites sont les suivantes :

- Le moteur linéaire placé à proximité de la charge peut nuire au processus: échauffement, aimantation de copeaux sur la partie magnétique. Dans ces cas, l'entraînement indirect est technologiquement plus adapté.

- Surdimensionnement, pour les charges à inertie forte : l'adaptation à la charge nécessite une démultiplication mécanique.
- Masse en mouvement peu importante.
- Phénomènes physiques complexes et variés (thermique, mécanique, dynamiques...).
- Retour sur expérience obligatoire.
- bruit et des vibrations supplémentaires non compensées dues à la composante normale de la force.
- Efficacité et facteur de puissance sont encore réduits par les effets d'extrémité longitudinale. Heureusement, ces effets sont notables uniquement dans le cas de moteurs à faible nombre de pôles se déplaçant à grande vitesse et ils peuvent être quelque peu limités par des mesures de conception pertinentes.

II. 6 Domaine d'application

Les applications du moteur linéaire sont très variées, d'où leur utilisation à présent est constatée dans les domaines suivants [2], [18]:

- Les applications à très grande vitesse, comme les pompes et compresseurs, les ventilateurs de grandes puissances, les changeurs d'outils et les actionneurs.
- Le transport, qui est le plus développé, en particulier la propulsion d'un train par un moteur linéaire à induction.
- Robots cartésiens ultra rapides de positionnement et d'assemblage.
- Système de chargement/déchargement.
- Informatique et Audiovisuel, comme dans le cas d'un disque dur *etc.*
- Les machines textiles (couture, découpe laser...).
- Les portes coulissantes, les portes d'avions, les rideaux et les ascenseurs
- Actionneur de siège, de boîte de vitesse, et de verrouillage.
- Suspension électrique, freinage électrique.

II. 7 Perspectives

Les marchés se développent plus rapidement et de manière dynamique que par le passé, à l'instar de la technologie qui les sert. La baisse des prix et l'augmentation des capacités des moteurs linéaires, ces quelques dernières années, favorisent la transition des systèmes d'entraînements rotatifs vers des systèmes d'entraînement linéaire direct.

Des systèmes intelligents sans codeur linéaire vont dans un proche futur voir le jour, alors que l'on peut déjà rencontrer des moteurs linéaires d'une précision garantie de $0,5\ \mu\text{m}$ dans des applications extrêmes comme l'usinage de fibre optique.

Nous ne sommes qu'au début de l'essor d'un nouveau type de motorisation [24].

II. 8 Conclusion

Comme nous l'avons vu dans ce chapitre, les moteurs linéaires sont de plus en plus amenés à remplacer les systèmes composés d'un moteur rotatif. L'utilisation d'entraînements directs augmente considérablement les performances du système puisque les limitations mécaniques sont supprimées.

Les entraînements directs avec moteurs linéaires, bien que plus coûteux, sont caractérisés par une plus grande précision, une plus grande accélération et une plus grande vitesse.

CHAPITRE II

MODÈLES
ÉLECTROMAGNÉTIQUES
ET
MÉTHODES DE MODÉLISATION

II. 1 Introduction

L'électromagnétisme constitue une des branches les plus importantes de la physique, qui étudie les interactions entre courants électriques et champs magnétiques.

Depuis, de nombreuses applications industrielles se sont développées s'appuyant sur la théorie des champs.

La plupart des problèmes de physique peuvent se formuler ainsi :

Trouver un champ (scalaire, vectoriel, ou tensoriel) satisfaisant à un ensemble d'équations aux dérivées partielles et d'équations ordinaires en tout point M d'un domaine Ω et à tout instant t , et respectant des conditions aux limites (éventuellement fonction du temps) sur la frontière du domaine.

La conception des structures électromagnétiques fait de plus en plus appel à des codes de Calcul des champs (analytiques et numériques) basés sur les différentes méthodes (la méthode des éléments finis ou la méthode des différences finies...*etc*). Les efforts magnétiques exercés sur les parties mobiles constituent une grandeur importante pour l'étude du fonctionnement de ces structures. Pour déterminer ces efforts, plusieurs méthodes peuvent être employées et des travaux de recherche sur ce sujet ont été publiés il y a déjà quelques années et plus récemment.

Le but de ce chapitre est seulement de résumer les principales formules importantes pour une conception de moteur et non pas d'introduire la théorie du magnétisme dans les détails [28],[3],[15],[2].

II .2 Définition des lois fondamentales

II .2.1 Champ électrique [28]

Un corps électrisé exerce sur toute charge électrique placée dans son voisinage une force électrique. On dit que la portion de l'espace dans laquelle le corps électrisé exerce une action est le siège d'un champ électrique.

La direction, le sens et l'intensité de cette force électrique donnent, par définition, la direction, le sens et l'intensité du champ électrique en ce point.

Le champ électrique est donc une grandeur vectorielle que l'on désigne par $\vec{E}$.

Il en résulte d'après la définition du champ électrique qu'une charge électrique q subit dans un champ électrique $\vec{E}$, une force donnée par la relation :

$$\vec{F} = q \cdot \vec{E} \quad (\text{II-1})$$

D'où :

$$\vec{E} = \frac{\vec{F}}{q} \quad (\text{II-2})$$

Avec :

$\vec{F}$: Force électrique [N].

q : Charge électrique [C].

$\vec{E}$: Champ électrique [V/m].

II .2.2 Champ magnétique [2]

Le champ magnétique d'un aimant est la région de l'espace dans laquelle l'action de cet aimant est sensiblement visible sur les aimants qui l'entoure.

Une particule en mouvement de charge q est déviée par un champ d'induction magnétique $\vec{B}$, sa vitesse $\vec{V}$ garde la même valeur. L'action du champ sur la particule est une force $\vec{F}$ perpendiculaire à sa vitesse et son expression est donnée par l'équation suivante :

$$\vec{F} = q \vec{V} \wedge \vec{B} \quad (\text{II-3})$$

$\vec{B}$: Induction magnétique [T].

II .2.3 Densité de courant électrique [2]

Dans tous les milieux contenant des charges libres, l'application d'un champ électrique produit une force sur chacune des charges. Par conséquent, celles-ci se déplacent dans la direction du champ, ce qui produit un courant électrique circulant dans le volume du milieu considéré.

La densité de courant est donnée par la relation suivante :

$$J = \sum_i \rho_i V_i \quad (\text{A /m}^2) \quad (\text{III-4})$$

V_i : vitesse de déplacement des charges électrique [m/s]

ρ_i : Densité de charge volumique [C/m³]

II .3 Equations de Maxwell

L'importante contribution dans le domaine du magnétisme faite par J.C. Maxwell a été de regrouper un ensemble d'équations qui permet de décrire les propriétés locales d'un milieu sur le plan électrique et magnétique. Elles concernent les vecteurs champs électrique $\vec{E}$, induction magnétique $\vec{B}$, déplacement électrique $\vec{D}$, et champ magnétique $\vec{H}$, la densité volumique de charge ρ_q et le vecteur densité de courant $\vec{J}$.

Maxwell est arrivé à mettre en place quatre équations qui regroupent les deux domaines, c'est l'électromagnétisme [12].

II. 3.1 Première équation de Maxwell [1]

Cette équation exprime la divergence du champ électrique en fonction de la densité de charge électrique.

$$\text{div } \vec{D} = \rho \quad (\text{II-5})$$

Avec :

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

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

II. 3.2. Deuxième équation de Maxwell

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

$$\overrightarrow{rot} \vec{E} = - \frac{\partial \vec{B}}{\partial t} \quad (II-6)$$

Avec :

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

C'est une loi qui traduit le fait que la variation de l'induction magnétique, en fonction du temps engendre un champ électrique rotationnel.

II. 3.3. Troisième équation de Maxwell

A partir de la relation (II-6), on obtient :

$$div (\overrightarrow{rot} \vec{E}) = div \left(- \frac{\partial \vec{B}}{\partial t} \right) \quad (II-7)$$

Sachant que : $div (\overrightarrow{rot}) = 0$, l'équation précédente devient :

$$div \left(- \frac{\partial \vec{B}}{\partial t} \right) = 0 \quad (II-8)$$

soit :

$$\frac{\partial}{\partial t} div \vec{B} = 0 \quad (II-9)$$

Donc :

$$div \vec{B} = f(r). \quad (II-10)$$

Si n'est pas identiquement nulle cette relation impliquera l'existence de charges magnétiques.

Cette idée est incohérente car jusqu'à présent l'existence de charges magnétiques libres n'a jamais été mise en évidence donc on pose:

$$\operatorname{div} \vec{B} = 0 \quad (\text{II-11})$$

Cette équation exprime l'induction B, qu'elle est à flux conservatif [15].

II. 3.4 Quatrième équation de Maxwell [29]

L'équation de maxwell-Ampère met en évidence le fait qu'à tout courant électrique est associé un champ magnétique.

$$\overrightarrow{\operatorname{rot}} \vec{H} = \vec{J}_c + \frac{\partial \vec{D}}{\partial t} \quad (\text{II-12})$$

Avec :

$\vec{J}_c$: Vecteur densité de courant de conduction [A/m²].

II.4 Relations du milieu [3]

La résolution des équations de maxwell ne peut être effectuée sans l'introduction des relations supplémentaires, qui font intervenir des grandeurs caractéristiques des différents milieux, la relation entre les différents vecteurs s'écrit :

$$\vec{B} = \mu \vec{H} \quad (\text{II-13})$$

Avec : $\mu = \mu_r \mu_0$

$$\vec{D} = \varepsilon \vec{E} \quad (\text{II-14})$$

ε : Permittivité électrique [F/m].

μ : Perméabilité magnétique [H/m].

II.5 Loi d'Ohm [29]

La relation liant la densité de courant $\vec{J}$ au champ électrique $\vec{E}$ est la loi d'Ohm :

$$\vec{J} = \sigma \vec{E} \quad (\text{II-15})$$

Avec le terme courant de source, la loi d'Ohm s'écrit :

$$\vec{J} = \sigma \vec{E} + \vec{J}_s \quad (\text{II-16})$$

$\vec{J}$: densité de courant induit [A/m²]

$\vec{J}_s$: densité de courant de source [A/m²]

σ : conductivité électrique [$\Omega \cdot \text{m}$]⁻¹

Sous sa forme intégrale, la loi prend sa forme bien connue:

$$U = R I \quad (\text{II-17})$$

II. 6 Equations électromagnétiques

II. 6. 1 Modèle magnétodynamique [1], [3]

II. 6 .1.1 En coordonnées cartésiennes

Dans le cas des régimes quasi stationnaire, les équations de Maxwell, pour l'étude des systèmes magnéto-dynamiques, s'écrivent sous la forme :

$$\overrightarrow{\text{Rot}} \vec{E} = - \frac{\partial \vec{B}}{\partial t} \quad (\text{II-18})$$

$$\overrightarrow{\text{Rot}} \vec{H} = \vec{J} \quad (\text{II-19})$$

$$\text{Div} \vec{B} = 0 \quad (\text{II-20})$$

A partir de la relation (II-20) on montre que l'induction magnétique $\vec{B}$, peut être exprimée à partir d'un potentiel vecteur magnétique $\vec{A}$ tel que :

$$\vec{B} = \overrightarrow{Rot} \vec{A} \quad (\text{II-21})$$

On peut donc calculer aisément l'induction magnétique $\vec{B}$ si le potentiel vecteur magnétique $\vec{A}$ est connu. Le théorème de Helmholtz démontre qu'un vecteur ne peut être défini que si son rotationnel et sa divergence sont à la fois donnés. Dans ce cas, la relation (II-21) ne suffit pas pour définir le vecteur $\vec{A}$, il faut donc en plus définir sa divergence. Pour pallier ce problème, on utilise généralement la jauge de Coulomb, qui s'écrit :

$$Div \vec{A} = 0 \quad (\text{II-22})$$

Le potentiel vecteur magnétique $\vec{A}$ est un paramètre purement mathématique. Il est défini à un gradient d'une fonction scalaire, noté φ . On peut donc écrire :

$$\overrightarrow{rot} (\vec{A} + \overrightarrow{grad} \varphi) = \overrightarrow{rot} \vec{A} \quad (\text{II-23})$$

A partir des équations (II-18) et (II-21) on arrive à la relation :

$$\overrightarrow{Rot} (\vec{E} + \frac{\partial \vec{A}}{\partial t}) = 0 \quad (\text{II-24})$$

En regroupant (II-23) et (II-24) on arrive à la relation :

$$\vec{E} = - (\frac{\partial \vec{A}}{\partial t} + \overrightarrow{grad} \varphi) \quad (\text{II-25})$$

qui permet de définir le potentiel scalaire électrique φ .

En substituant (II-25) dans (II-16), on déduit :

$$\vec{J} = - \sigma (\frac{\partial \vec{A}}{\partial t} + \overrightarrow{grad} \varphi) + \overrightarrow{Js} \quad (\text{II-26})$$

A partir de la combinaison des équations notées (II-13), (II-19), (II-21) et (II-26), on obtient la formulation suivante en potentiel vecteur magnétique $\vec{A}$ qui a pour expression :

$$\overrightarrow{Rot} v (\overrightarrow{Rot} \vec{A}) = - \sigma (\frac{\partial \vec{A}}{\partial t} + \overrightarrow{grad} \varphi) + \overrightarrow{Js} \quad (\text{II-27})$$

Où ν représente la réductivité magnétique, tel que $\nu = 1 / \mu$

Le résultat de l'expression (II-27) montre que les quatre grandeurs inconnues de départ (B, H, E et J) sont réduites à deux potentiels inconnus qui sont le potentiel vecteur A et le potentiel scalaire φ . Connaissant le potentiel vecteur A , on peut déterminer, via la relation (II-21), l'induction magnétique $\vec{B}$ et par la suite le champ magnétique $\vec{H}$, en utilisant la loi de comportement (II-13).

Dans une structure invariante suivant une direction, il résulte que la disposition des conducteurs dans la direction de l'invariance favorise l'établissement du champ dans le plan transversal. Dans ce cas, le potentiel est dirigé suivant la direction d'invariance. L'étude se limite donc à la résolution des équations magnétiques en 2D.

Si on suppose que le système est invariant suivant l'axe OZ , la solution de l'équation (II-27) se limite au plan XOY , et s'écrit donc :

$$A = A_z(x, y, t) \vec{k} \quad (\text{II-28})$$

$$\varphi = \varphi(x, y, t) \quad (\text{II-29})$$

Où $\vec{k}$ est le vecteur unitaire suivant l'axe OZ .

Dans un système axisymétrique, la jauge de coulomb (II-22) est vérifiée implicitement. Le vecteur donnant la densité de courant J est parallèle au potentiel vecteur A . Sans nuire à la généralité du système, On peut montrer, à partir de (II-23), que $\text{grad } \varphi = 0$ (on peut choisir $\varphi = 0$).

Dans ces conditions, l'équation (II-27) à résoudre se ramène à l'équation suivante :

$$\text{Div } \nu \overrightarrow{\text{grad}} A_z = \sigma \frac{\partial \overrightarrow{A_z}}{\partial t} - \overrightarrow{J_s z} \quad (\text{II-30})$$

L'équation en termes scalaires, de l'expression précédente s'écrit en coordonnées cartésiennes [3]:

$$\frac{\partial}{\partial x} \left(\nu \frac{\partial A_z}{\partial x} \right) + \frac{\partial}{\partial y} \left(\nu \frac{\partial A_z}{\partial y} \right) = \sigma \frac{\partial A_z}{\partial t} - J_{sz} \quad (\text{II-31})$$

En régime harmonique l'équation (II-31) devient [1]:

$$\nabla \left(\frac{\partial^2 A_z}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 A_z}{\partial y^2} \right) - \sigma j \omega A_z = - J_{sz} \quad (\text{II-32})$$

L'équation (II-32) représente l'équation aux dérivées partielles avec le terme source en coordonnées cartésiennes 2D du modèle magnétodynamique.

II. 6.1.2 Coordonnées cylindriques [1]

Dans un plan $[r, \varphi, z]$ le potentiel vecteur magnétique se développe suivant φ . [28]

D'où :

$$\vec{A} = r \vec{A}_\varphi$$

On aura donc :

$$\frac{\partial}{\partial r} \left(\frac{1}{r} \frac{\partial (r A_\varphi)}{\partial r} \right) + \frac{\partial}{\partial z} \left(\frac{1}{r} \frac{\partial (r A_\varphi)}{\partial z} \right) - \frac{\sigma}{r} j \omega (r A_\varphi) = - J_{s\varphi} \quad (\text{II-33})$$

L'équation (II-33) représente l'équation aux dérivées partielles avec le terme source en coordonnées cylindriques 2D du modèle magnétodynamique.

II. 6.2 Modèle magnétostatique [1]

C'est le même raisonnement que précédemment à l'exception que les grandeurs qui varient par rapport au temps sont nulles.

$$\left(\frac{\partial}{\partial t} = 0 \right)$$

D'où, les équations de Maxwell s'écriront comme suit :

$$\vec{\text{rot}} \vec{E} = 0 \quad (\text{II-34})$$

$$\vec{\text{rot}} \vec{H} = \vec{J}_s \quad (\text{II-35})$$

Et la relation (II-16) s'écrit :

$$\vec{J} = \vec{J}_s \quad (\text{II-36})$$

II. 6. 2. 1. En coordonnées cartésiennes :

En se servant du fait que le plan d'étude est suivant (x,y), on aura :

$$\vec{J}_{sz} = J_{sz} \vec{k} \quad (\text{II-37})$$

En éliminant les termes qui dépendent du temps on obtient :

$$- J_{sz} = \nu \left(\frac{\partial^2 A_z}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 A_z}{\partial y^2} \right) \quad (\text{II-38})$$

C'est l'équation magnétostatique en terme de potentiel vecteur magnétique $\vec{A}$, en coordonnées cartésiennes.

II. 6. 2. 2 En coordonnées cylindriques

C'est le même raisonnement que le précédent à l'exception que $\left(\frac{\partial A_z}{\partial t} = 0\right)$

$$\frac{\partial}{\partial r} \left(\frac{\nu}{r} \frac{\partial (r A_\varphi)}{\partial r} \right) + \frac{\partial}{\partial z} \left(\frac{\nu}{r} \frac{\partial (r A_\varphi)}{\partial z} \right) = - J_{z\varphi} \quad (\text{II-39})$$

C'est l'équation magnétostatique en terme de potentiel vecteur magnétique, en coordonnées cylindriques.

II. 7 Différentes méthodes de résolution des équations différentielles :

II. 7. 1 Méthode analytique

II. 7.1.1 La méthode de séparation des variables [28]

La méthode de séparation des variables (appelée aussi méthode de Fourier) se réduit à poser :

$$A_\varphi(r,z) = A_\varphi(r) \cdot A_\varphi(z)$$

Telle que : $A_\varphi(r,z)$ est la solution de l'équation différentielle aux dérivées partielles considérée de telle sorte que les fonctions $A_\varphi(r)$ et $A_\varphi(z)$ dépendent des variables r et z respectivement.

Cette méthode consiste à remplacer un problème à plusieurs dimensions par des problèmes unidimensionnels qui seront plus faciles à résoudre. Elle est utilisée pour la

résolution de l'équation de Laplace dans des systèmes de coordonnées cylindriques et sphériques et quelques autres systèmes d'usages moins courants dont les systèmes elliptiques, paraboliques et hyperboliques font partie.

L'utilisation des méthodes analytiques pour la résolution des équations aux dérivées partielles est impossible dans le cas des géométries complexes et surtout lorsque les matériaux sont à propriétés physiques non linéaires.

II.7.1.2 La méthode de transformations conformes [1]

Le principe de la méthode analytique consiste à associer à chaque point de coordonnées cartésiennes (x,y) ou polaire (r,θ) , un nombre complexe $\underline{Z} = x + jy = r \cdot e^{j\theta}$ dans un plan considéré. Dans un autre plan, on associe à chaque point un nombre complexe $\underline{W} = u + jv = \cdot e^{j\theta}$

On doit déterminer une transformation f telle que : $\underline{W} = f(\underline{Z})$ qui assure la projection du plan complexe $\underline{Z}$ sur le plan complexe $\underline{W}$

Le champ d'application de cette méthode est limité à la résolution analytique des champs Laplaciens et analyser le champ dans plusieurs dispositifs (entre les lignes de transmission à hautes fréquences de sections différentes, dans l'entrefer des machines tournantesetc.)

II.7.2 Méthodes numériques [3], [14]

Pour résoudre numériquement un problème de champ, ces méthodes consistent à transformer les équations aux dérivées partielles du champ en un système d'équations algébriques dont la solution forme une approximation du champ en une grille discrète de points du plan ou de l'espace. Une méthode appropriée doit être choisie parmi plusieurs telles que : la méthode des différences finies, la méthode d'intégrales de frontières, la méthode des éléments finis et la méthode des circuits couplés. .. etc.

Toutefois, la méthode dite des éléments finis n'est présentée qu'à la fin, car elle comporte des particularités qu'il convient de souligner.

II.7.2.1 Méthode des différences finies [11]

Le principe de la méthode des différences finies consiste à approcher l'opérateur différentiel qui est remplacé par une différence de valeurs de la fonction aux points. Donc l'équation aux dérivées partielles est remplacée par une approximation de l'opérateur différentiel en chaque point (nœud) du réseau carré représentant le domaine d'étude.

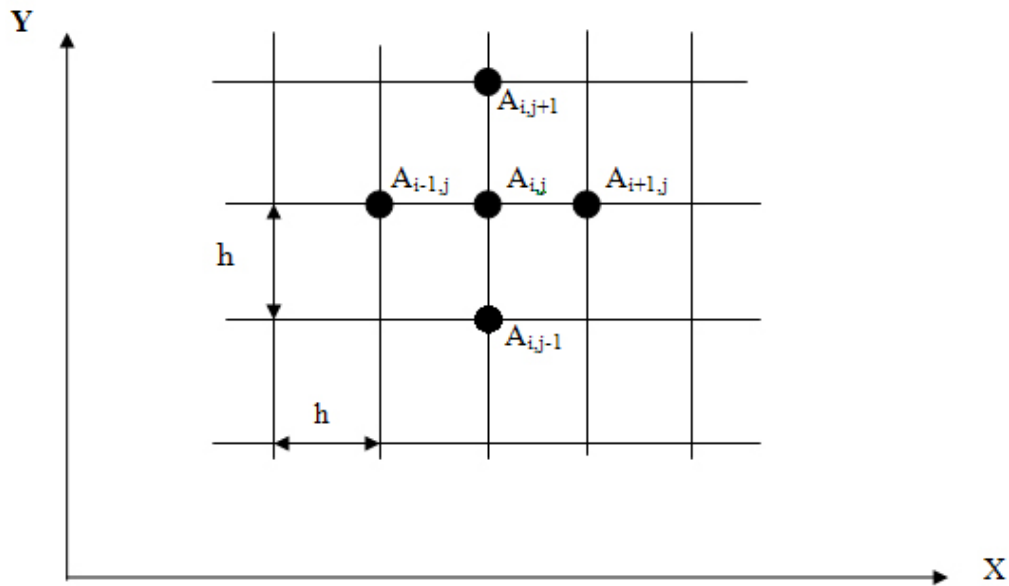


Figure II-1 : Maillage type différences finies.

Les dérivées partielles du premier et deuxième ordre :

$$\left(\frac{\partial A}{\partial x}\right)_{i,j} = \frac{A_{i+1,j} - A_{i-1,j}}{2h}$$

$$\left(\frac{\partial A}{\partial y}\right)_{i,j} = \frac{A_{i,j+1} - A_{i,j-1}}{2h}$$

$$\left(\frac{\partial^2 A}{\partial x^2}\right)_{i,j} = \frac{A_{i+1,j} - 2A_{i,j} + A_{i-1,j}}{h^2}$$

$$\left(\frac{\partial^2 A}{\partial y^2}\right)_{i,j} = \frac{A_{i,j+1} - 2A_{i,j} + A_{i,j-1}}{h^2}$$

Donc : le laplacien discrétisé s'écrit :

$$(\Delta A)_{i,j} = \frac{A_{i+1,j} + A_{i-1,j} + A_{i,j+1} + A_{i,j-1} - 4A_{i,j}}{h^2} \quad (\text{II-40})$$

Le principal avantage présenté par cette méthode est la mise en œuvre relativement simple ainsi que prise en compte des non linéarités. Cependant cette méthode présente les limites suivantes :

- Non considérations des géométries complexes.
- Taille des systèmes algébriques importante.
- Temps de résolution relativement important.

II.7.2.2 Méthode des circuits couplés [1], [28]

Le lien existant entre la théorie des champs et la théorie des circuits a été exploité afin de développer des techniques numériques pour résoudre certains types d'équations différentielles aux dérivées partielles utilisées dans les problèmes des champs à l'aide des circuits électriques équivalents.

La méthode des circuits couplés consiste à transformer le domaine d'étude en un circuit électrique équivalent. Le maillage consiste à subdiviser le domaine en spires élémentaires pour exprimer la résistance, l'inductance propre de chaque spire élémentaire et les inductances mutuelles entre les différentes spires. L'ensemble des éléments (résistance, inductance) obtenus forme alors un système de circuits mutuellement couplés. Le système d'équation final est de la forme :

$$[Z].[I] = [V] \quad (\text{II-41})$$

Où les éléments Z_{ij} de la matrice $[Z]$, représentent l'impédance élémentaire,

I_i : le courant traversant une spire élémentaire i

V_i la tension appliquée à cette spire.

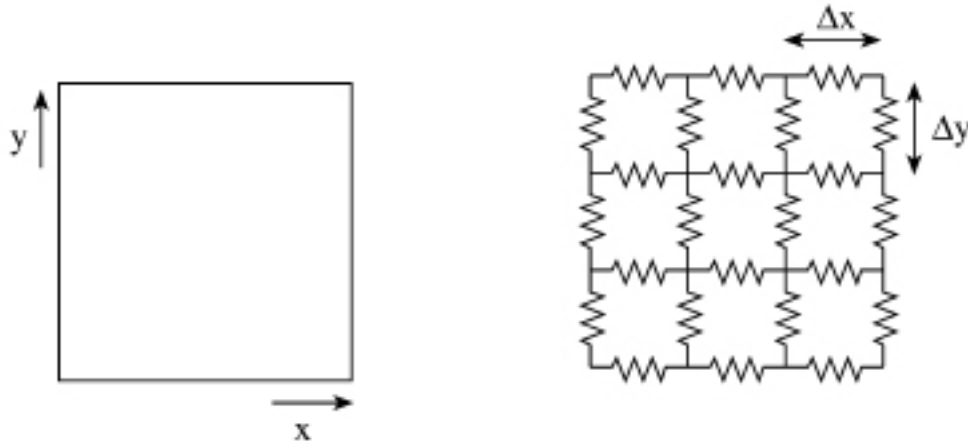


Figure II-2. Discretisation du domaine par la méthode des circuits couplés.

Dans le cas du régime transitoire, le système d'équations linéaires obtenu est à coefficients réels et de la forme suivante :

$$[R] \cdot [I] + [L] \cdot \left[\frac{\partial I}{\partial t} \right] = [V] \quad (\text{II-42})$$

La matrice est diagonale, ses éléments représentent les résistances des spires élémentaires.

La matrice $[L]$ est une matrice pleine où les éléments de la diagonale L_{ij} représentent les inductances propres des spires élémentaires et les éléments hors la diagonale M_{ij} représentent les inductances mutuelles des spires i et j .

L'avantage de cette méthode se réduit à l'application générale pour les problèmes de répartition des grandeurs électromagnétiques.

II.7.2.3 Méthode d'intégrale de frontière [1]

La méthode d'intégrales de frontières permet la présentation du domaine tout en limitant la discrétisation à la frontière. Elle ne s'applique que dans le cas où le milieu considéré est linéaire, lorsque les fréquences de travail sont très importantes, car la profondeur de pénétration devient très faible par rapport aux autres dimensions géométriques du dispositif étudié. La méthode des intégrales de frontières est utilisée généralement en magnétostatique ou bien elle est couplée avec la méthode des éléments finis et cela pour calculer les champs électromagnétiques dans les milieux linéaires et non conducteurs.

En deux dimensions par exemple elle est basée sur la formulation intégrale suivante :

$$CA = \oint_c A \frac{\partial G}{\partial n} dc - \oint_c A \frac{\partial A}{\partial n} dc \quad (\text{II-43})$$

Où G est la fonction de Green de l'opérateur de Laplace en deux dimensions, elle est donnée par :

$$G = \frac{1}{2\pi} \ln \frac{1}{r} \quad (\text{II-44})$$

C : facteur qui caractérise la forme de la frontière.

$\frac{\partial A}{\partial n}$: est la dérivée par rapport à la normale du module de la composante transversale du

potentiel vecteur magnétique à l'élément de frontière dc . L'intégrale est calculée sur la frontière c du domaine analysé.

II.7.2.4 Méthode des éléments finis

La méthode des éléments finis est basée sur une formulation intégrale du problème aux dérivées partielles, cette formulation peut être de type variationnel ou résidus pondérés.

L'efficacité de cette méthode en tant qu'outil numérique de détermination de la répartition fine des grandeurs électromagnétiques au sein des machines électrique réside en sa puissance et sa souplesse, en effet cette méthode permet d'éliminer la plupart des hypothèses restrictives [18], [16].

II.7.2.4.1. Présentation de la méthode des éléments finis [14]

Pour résoudre un problème électromagnétique par la méthode des éléments finis, on procède ainsi :

- 1- On se pose un problème physique traduit sous forme des équations aux dérivées partielles à satisfaire en tout point du domaine, avec les conditions aux limites sur la frontière du domaine, nécessaires et suffisantes pour l'unicité de la solution.

- 2- On construit une formulation intégrale du système différentiel à résoudre et de ses conditions aux limites.
- 3- On fait un maillage du domaine en subdivisant ce dernier en sous domaines Ω^e .
- 4- Choisir les positions 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.
- 5- Discrétisation du système.
- 6- Résoudre le système discret.
- 7- Construire la solution approchée à partir des valeurs aux nœuds, puis déduire les autres grandeurs.
- 8- Visualiser et exploiter les résultats pour juger leurs qualités et leurs satisfactions du cahier de charge.

II.7.2.4.2 principe de la méthode des éléments finis [16]

La méthode des éléments finis consiste à discrétiser le domaine d'étude Ω , en plusieurs sous domaines Ω^e , tout en respectant les conditions suivantes :

$$\sum_{e=1}^n \Omega^e = \Omega$$

$$\forall i,j \text{ on a : } \Omega^i \cap \Omega^j \neq \emptyset$$

II.7.2.4.3 Maillage

Le maillage par éléments finis se fait par la subdivision du domaine, d'une manière où on utilise des géométries simples correspondant à des problèmes à une ou deux dimensions, comme le montre la figure suivante [14] :

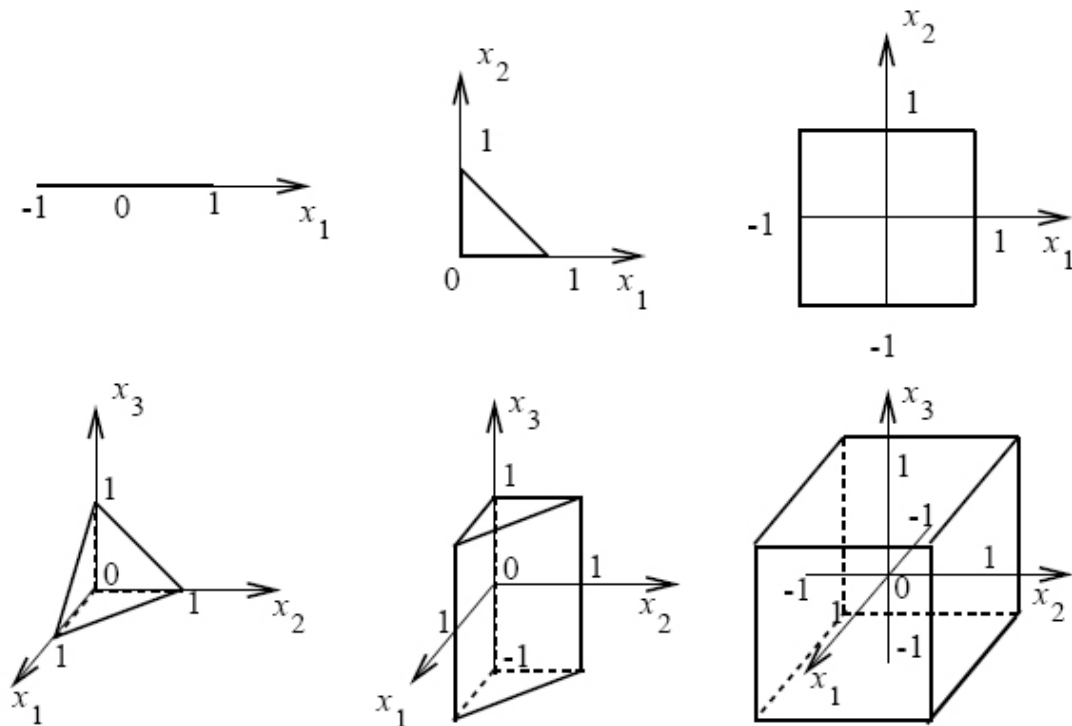


Figure II-2 : Eléments de bases à 1D, 2D et 3D.

II.7.2.4.4 Fonction d'approximation [1], [11]

Après le maillage, on obtient un ensemble de nœuds d'interpolation, se qui permet de définir des sous-domaines (Ω^e) dont l'union donne le domaine complet (Ω), puis présenter une fonction approchée $U^e(x)$ différente sur chaque sous domaine (Ω^e) par l'approximation nodal qui ne fait intervenir que les variables nodales attachées à des nœuds situées sur (Ω^e) et sur les frontières.

Soit F une fonction connue en un certain nombre de points $x_1, x_2, \dots, x_i$ ($i=\overline{1, n}$)

Soit $U(x)$ la fonction approchée de $F(x)$ de telle sorte que :

$$U(x) = [a_1 + a_2 x + a_3 x^2 + \dots + a_n x^{n-1}] \quad (\text{II-45})$$

$$U(x) = [P_1(x), P_2(x), P_3(x), \dots, P_n(x)] \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \\ a_3 \\ \vdots \\ a_n \end{bmatrix} \quad (\text{II-46})$$

$a_1, a_2, \dots, a_n$: sont les paramètres de l'interpolation.

$P_1, P_2, P_3, \dots, P_n$: les polynômes sont linéairement indépendantes.

$$U(x_i) = [a_1 + a_2 x_i + a_3 x_i^2 + \dots + a_n x_i^{n-1}] = F(x_i)$$

$$\begin{bmatrix} U(x_1) \\ U(x_2) \\ \vdots \\ U(x_n) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & x_1 & x_1^2 & x_1^{n-1} \\ 1 & x_2 & x_2^2 & x_2^{n-1} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ 1 & x_n & x_n^2 & x_n^{n-1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \\ \vdots \\ a_n \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} F(x_1) \\ F(x_2) \\ \vdots \\ F(x_n) \end{bmatrix}$$

En exploitant ce résultat, la relation (II-45) devient :

$$U(x) = [N_1(x) F_1 + N_2(x) F_2 + \dots + N_n(x) F_n] \quad (\text{II-47})$$

$$U(x) = [N_1(x) \quad N_2(x) \quad N_3(x) \quad \dots, N_n(x)] \begin{bmatrix} F_1 \\ F_2 \\ F_3 \\ \vdots \\ F_n \end{bmatrix}$$

$$U(x_i) = \begin{cases} N_1(x_i) \cdot f & \text{si } i = j \\ 0 & \text{si } i \neq j \end{cases}$$

Donc :

$$N_j(x_i) = \begin{cases} 1 & \text{si } i = j \\ 0 & \text{si } i \neq j \end{cases}$$

Ce type d'interpolation est appelé **approximation nodale**.

II.7.2.4.5. Formulation intégrale [11]

La méthode des éléments finis est basée sur la substitution à la forme différentielle que représente l'équation aux dérivées partielles et les conditions aux limites associées par la formulation intégrale du problème du système à étudier.

La formulation intégrale peut être soit variationnel ou résidu pondéré (projective)

- **Formulation variationnelle**

L'utilisation de la méthode variationnelle exige la connaissance au préalable de la fonctionnelle d'énergie à étudier.

La condition de minimisation déterminée à partir du principe de l'action Hamiltonienne consiste à poser :

$$\frac{\partial F(x)}{\partial x_i} = 0 \text{ avec : } F(x) = \int L d\Omega . \quad (\text{II-48})$$

L : fonction de Lagrange qui résulte de la Co-énergie du système de type cinétique et son énergie potentiel.

- **Formulation résidus pondérés**

Le principe de cette formulation consiste à rechercher des fonctions qui satisfont les conditions aux limites, telles que pour toute fonction ϕ ayant disposant des conditions de dérivabilité déterminées l'on est :

$$\int \phi (L(x) - F) d\Omega = 0 \quad (\text{II-49})$$

On s'intéresse beaucoup plus à la méthode projective de GALERKINE car elle ne nécessite pas la connaissance au préalable de l'expression de l'énergie du système et les fonctions de pondérations sont identiques aux fonctions de forme (ceci nous permet d'aboutir à un système matriciel symétrique).

II.7.2.4.6 Les avantages et les inconvénients de la méthode des éléments finis [1]

- **Avantages de la méthode**

La méthode présente certains avantages pour l'optimisation de forme d'un dispositif électromagnétique :

- Adaptation aux géométries complexes.
 - Prise en compte des non linéarités.
 - Temps de calcul relativement avantageux.
-
- **Inconvénients de la méthode**
- Mise en œuvre relativement difficile.
 - Prise en considération des domaines infinis.
 - Présence de singularités dans le domaine d'étude.

II.8 Méthodes de calcul de la force magnétique [5], [1]

Après avoir appliqué un champ électromagnétique pour un dispositif électrique comme les machines électriques, des forces seront générées sous forme d'effet mécanique. Pour étudier ces efforts, plusieurs méthodes sont adaptées pour quantifier les forces responsables du mouvement :

- Force de Lorentz
- Tenseur de Maxwell
- Travaux virtuels
- l'énergie magnétique
- la Co-énergie magnétique

II.8.1 Notion de l'énergie et la Co-énergie

Pour représenter ces deux notions d'énergies on trace la courbe $B = f(H)$.

- l'énergie est représentée par la surface délimitée par la courbe $B = f(H)$ et l'axe des ordonnées (B).
- la Co-énergie est représentée par la surface délimitée par la courbe $B = f(H)$ et l'axe des abscisses (H).

La force magnétique peut être calculée par deux méthodes à travers la courbe $B = f(H)$:

- A courant constant, par la dérivation de la Co-énergie magnétique W_{co} par rapport au déplacement.

- A flux constant, par la dérivation de l'énergie magnétique W_m par rapport au déplacement.

On peut quantifier les deux notions par les relations intégrales suivantes :

- **l'énergie magnétique W_m**

$$W_m = \int_{\Omega} \left(\int_0^H dB \right) d\Omega \quad (\text{II-50})$$

Elle est parmi les méthodes les plus utilisées pour le calcul de la force. Elle est basée sur la variation de l'énergie engendrée par un petit déplacement (utilisée dans les cas des petits déplacements). Cette force est déduite par la relation suivante :

$$F = \frac{\partial}{\partial x} \left(\int_V \left(\int_0^B H \cdot dB \right) dV \right). \quad (\text{II-51})$$

Où : x est la variation spatial de la coordonnée.

- **la Co-énergie magnétique W_m**

$$W_m = \int_{\Omega} \left(\int_0^H dH \right) d\Omega \quad (\text{II-52})$$

La force magnétique dans ce cas est calculée par la dérivée de la Co-énergie magnétique par rapport au déplacement à courant constant. Cette force est donnée par la relation suivante :

$$F = \frac{\partial}{\partial x} \left(\int_V \left(\int_0^H B \cdot dH \right) dV \right). \quad (\text{II-53})$$

II.8.2 Force de Lorentz

La force électromagnétique de Lorentz, provient de la Co-existence d'une induction magnétique, résultant d'une source d'excitation et d'une densité de courant induite dans un milieu conducteur.

L'expression de cette force est donnée par :

$$F = \iiint_V (\vec{J} \wedge \vec{B}) dV \quad (II-54)$$

Le terme de $(\vec{J} \wedge \vec{B})$ représente la densité de force magnétique qui est souvent utilisée à la place de la force magnétique. Les composantes de la force de Lorentz, dans le cas d'un système axisymétrique 2D se déduisent à partir de :

$$F_r = 2 \pi \int_S J_\phi B_r r dr dz \quad (II-55)$$

$$F_z = 2 \pi \int_S J_\phi B_z r dr dz \quad (II-56)$$

Et pour $\vec{A} = (0, A_\phi, 0)$

$$B_r = -\frac{1}{r} \frac{\partial (r A_\phi)}{\partial z}$$

$$J_\phi = -\frac{\sigma}{r} \frac{\partial (r A_\phi)}{\partial t}$$

$$B_z = \frac{1}{r} \frac{\partial (r A_\phi)}{\partial r}$$

II.8.3 Tenseur de maxwell

Dans les milieux non parcourus par des courants, les forces et les couples peuvent être calculés par l'application du tenseur de Maxwell. Ce dernier définit les forces directement en termes de champ magnétique.

$$\vec{F} = \oint_S [(\vec{B}_n \vec{H}_t) \vec{t} + \frac{1}{2} (\frac{1}{2\mu_0} B_n^2 - \mu_0 H_t^2) \vec{t}] d\Omega. \quad (II-57)$$

$\vec{n}$: La normale extérieure à la surface d'intégration.

$\vec{t}$: Le vecteur unitaire tangent à la même surface.

S : La surface d'intégration contenant le milieu où la force doit être calculé

$\vec{B}_n$: Composante normale de l'induction magnétique.

$\vec{H}_t$: Composante tangentielle du champ magnétique.

II.8.4 Les travaux virtuels

La méthode des éléments finis est utilisée pour le calcul de la force magnétique totale. Un domaine Ω_d déformé est subdivisé en sous domaines Ω_e sur les quels, toute intégrale est conduite en fonction des coordonnées locales (u,v,w). Le calcul de la force se fait en faisant appel à la Co-énergie. L'expression de la force s'écrit comme suite :

$$F = \frac{\partial}{\partial x} \left(\int_V \left(\int_0^H B \cdot dH \right) dV \right). \quad (\text{II-58})$$

$$F = \frac{\partial}{\partial x} \sum_{V_e} \left(\int_{V_e} \left(\int_0^H B \cdot dH \right) dV_e \right) \quad (\text{II-59})$$

x: c'est le déplacement

Sachant que la relation (II-58) représente la force calculée par la dérivée d'une intégrale par rapport au volume entier.

De même que la relation (II-59) est la force calculée par la dérivée d'une somme d'intégrales par rapport aux éléments selon leur nombre.

La méthode des travaux virtuels fournit une bonne précision et elle a pour avantage de s'adapter à la méthode des éléments finis.

II. 9 CONCLUSION

Nous avons entamé ce chapitre par la présentation des lois fondamentales de l'électromagnétisme, et sur la base des équations de Maxwell, nous avons présenté les modèles électromagnétiques (magnétostatique et magnétodynamique) sous forme d'équations aux dérivées partielles.

Par la suite nous avons exposé d'une manière globale les différentes méthodes de résolution de ces équations différentielles aux dérivées partielles, et nous avons terminé le chapitre par la présentation des différentes méthodes de calcul des forces magnétiques dans les dispositifs électromagnétiques qui sera l'objectif de notre application.



III. 1 Introduction

Les performances des machines électriques sont fortement liées aux caractéristiques des matériaux qui y sont employés. L'évolution de ces matériaux, notamment les aimants permanents et les matériaux ferromagnétiques, vu la perméabilité, a contribué à l'amélioration des performances des machines électriques.

Un gain dans les propriétés d'un matériau peut permettre de développer un nouvel appareil de construction moins coûteuse. D'autre part, l'utilisation des matériaux magnétiques vise à maximiser la conversion d'énergie ou le rendement [9]-[7].

Dans ce qui suit, les propriétés des différents types de matériaux (diamagnétiques, paramagnétiques, et ferromagnétiques) ainsi que leurs applications sont présentées.

III.2 Origine des moments magnétiques [10]-[6]

À l'exception de quelques matériaux dits « aimantés », ce sont les courants électriques qui sont la source des effets magnétiques. Pour décrire la matière aimantée, considérons un matériau dont chaque atome porte un moment magnétique.

L'existence du moment magnétique atomique est déterminée par le mouvement de l'électron autour de l'atome et autour de lui-même comme le montre la figure.

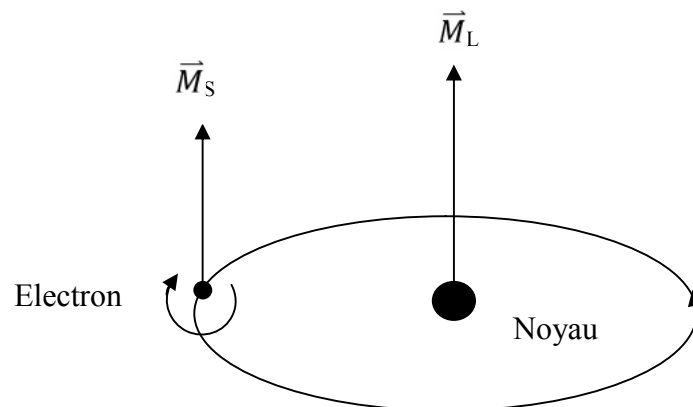


Figure III-1 : Structure atomique

Le moment magnétique atomique est donné par l'expression [6] :

$$\vec{M} = \frac{e}{2m_e} [\vec{L} + 2\vec{S}] \quad (\text{II-1})$$

$\vec{M}$: moment magnétique atomique [A.m²].

$\vec{L}$: moment cinétique orbital.

S : moment cinétique de spin.

e : charge de l'électron égale à $1,6.10^{-19} \text{ C}$.

m_e : masse de l'électron égale à $9,11.10^{-31} \text{ Kg}$.

III.3 Aimantation et polarisation

III.3.1 Aimantation [2]

L'aimantation d'un matériau soumis à un champ magnétique est égale à la valeur du moment ampérien par unité de volume d'une substance magnétique, dont le vecteur aimantation est donné par la relation suivante :

$$\vec{M} = \frac{\sum \vec{m_{iA}}}{V} \quad [\text{A/m}] \quad (\text{III-2})$$

Le champ d'excitation H et l'aimantation M se superposent pour donner le champ d'induction B , donnée par la relation suivante :

$$\vec{B} = \mu_0(\vec{H} + \vec{M}) \quad [\text{T}] \quad (\text{III-3})$$

III.3.2 Polarisation magnétique [10]

L'observation montre que certains matériaux, que l'on dira aimantés, apparaissent constitués par une population de moments magnétiques élémentaires, tant au niveau des forces subies quand on les plonge dans un champ externe que des champs d'induction qu'ils génèrent dans leur environnement. Il est donc naturel de leur associer une distribution de moments magnétiques que l'on caractérise par la polarisation magnétique définie en tout point i du matériau par la relation :

$$J(i) = \frac{d\vec{M}(i)}{dV} \quad [\text{T}] \quad (\text{III-4})$$

La polarisation et l'aimantation sont liées par la relation suivante :

$$\vec{J} = \mu_0 \vec{M} \quad (\text{III-5})$$

Le champ d'induction magnétique peut aussi être exprimé par la formule :

$$\vec{B} = \mu_0 \vec{H} + \vec{J} \quad (\text{III-6})$$

III.4 Susceptibilité et perméabilité magnétique

III .4.1 Perméabilité magnétique [2]

On appelle perméabilité magnétique relative μ_r , la grandeur exprimant l'aptitude du matériau à canaliser le flux magnétique.

Pour μ_0 la perméabilité du vide, on a :

$$\mu = \mu_0(1 + \chi_r) \quad [\text{H/m}] \quad (\text{III-7})$$

De plus :

$$\mu = \mu_0 \cdot \mu_r \quad (\text{III-8})$$

III .4.2. Susceptibilité magnétique

La susceptibilité magnétique relative χ_r d'une substance magnétique est le coefficient qui exprime le taux d'aimantation des matériaux, elle est définie par la relation :

$$\chi_r = \frac{M}{H} \quad (\text{III-9})$$

On appelle susceptibilité magnétique absolue χ , le rapport [2]:

$$\chi = \frac{J}{H} \quad [\text{H/m}] \quad (\text{III-10})$$

Les relations (III-3), (III-7) et (III-9) permettent de remarquer que l'induction pour un champ magnétique donné est d'autant plus grande que la susceptibilité est élevée. Cette

propriété est recherchée et exploitée lors de la réalisation du circuit magnétique d'une machine électrique [9].

III.5 Classification des matériaux magnétiques

Sur la base du comportement en présence d'un champ magnétique, il existe trois principaux types de matériaux [9]:

- les matériaux diamagnétiques
- les matériaux paramagnétiques
- les matériaux ferromagnétiques

III .5.1 Matériaux diamagnétiques [10]

Nous nous intéressons en premier lieu au comportement diamagnétique, qui constitue la « réponse magnétique » la plus universelle puisque partagée par tous les matériaux, qu'ils soient intrinsèquement magnétiques ou non.

Les matériaux diamagnétiques se distinguent par :

- Leurs susceptibilités relatives négatives
- Perméabilité relative légèrement inférieure à 1.
- Susceptibilité indépendante du champ extérieur et de la température

Ce comportement s'explique par le fait que les électrons en mouvement autour des noyaux atomiques se comportent comme des spires de courant qui, plongées dans un champ magnétique, vont sous l'action de la loi de Lenz générer un flux opposé à la variation de flux occasionnée par l'application du champ $\vec{H}$

III.5.2 Matériaux paramagnétiques

Ceux pour lesquels les moments magnétiques peuvent s'orienter dans une direction privilégiée en présence d'un champ magnétique extérieur, pouvant donc être aimantés momentanément.

Avec le paramagnétisme, on aborde les comportements concernant les substances dont certains atomes, caractérisés par des couches électroniques incomplètes, sont porteurs d'un

moment magnétique permanent orienté d'une manière aléatoire en raison de ce qu'on appelle l'agitation thermique.

Dès qu'un champ magnétique extérieur $\vec{H}$ s'applique, chacun des atomes du corps est soumis à un couple de forces $\vec{\Gamma}$, qui tend à orienter de façon que son moment magnétique soit parallèle au champ extérieur $\vec{H}$. Il en résulte une disposition ordonnée des atomes à l'intérieur du matériau, et une aimantation résultante $\vec{M}$ dirigé dans le sens de $\vec{H}$ appliqué prend naissance.

Le couple est donné par la relation suivante [6] :

$$\vec{\Gamma} = \vec{m} \wedge \vec{B}. \quad (\text{III-11})$$

À la différence de ce qui se passe avec les diamagnétiques, la susceptibilité paramagnétique est positive, généralement inversement proportionnelle à la température (sauf dans le cas notable des métaux où les électrons de conduction peuvent donner lieu à un paramagnétisme dit « de Pauli » indépendant de la température) est généralement comprise entre 10^{-3} et 10^{-6} à température ambiante[8].

L'augmentation de la température renforce le phénomène de l'agitation thermique, ce qui signifie un faible alignement suivant $\vec{H}$ appliqué, ainsi que l'aimantation du matériau comme le montre la loi de Curie donnée par la relation suivante [6] :

$$\chi_r = \frac{C}{T} \quad (\text{III-12})$$

Où C est la constante de Curie et T la température thermodynamique.

III.5.3 Matériaux ferromagnétiques

Ceux dont les moments sont déjà orientés dans une direction particulière, de façon permanente (aimants naturels).

Avec le ferromagnétisme débute l'étude des comportements associés aux matériaux magnétiquement ordonnés, caractéristique que l'on rencontre dans les matériaux où les distances entre atomes magnétiques sont suffisamment petites (de l'ordre de l'angström) pour qu'ils interagissent.

Le matériau ferromagnétique présente une polarisation magnétique même en champ nul. Celle-ci est la manifestation macroscopique du fait que les moments atomiques ont tendance à s'aligner parallèlement les uns aux autres, réalisant une mise en ordre que l'on peut comparer à la mise en ordre géométrique (cristallisation) caractéristique elle aussi de l'état solide. De la même manière qu'une augmentation de température conduit à la destruction de l'arrangement géométrique (température de fusion), une augmentation de température conduit à la destruction de l'ordre directionnel des moments magnétiques (obtenue à la température de Curie notée T_c) pour laquelle la polarisation spontanée disparaît [8] .

Au-delà de la température de Curie, on observe un comportement de type paramagnétique, avec une susceptibilité inversement proportionnelle à $T - T_c$. On parle alors de paramagnétisme de Curie-Weiss. Où la relation (III-12) devient [2]:

$$\chi_r = \frac{C}{T - T_c} \quad (\text{III-13})$$

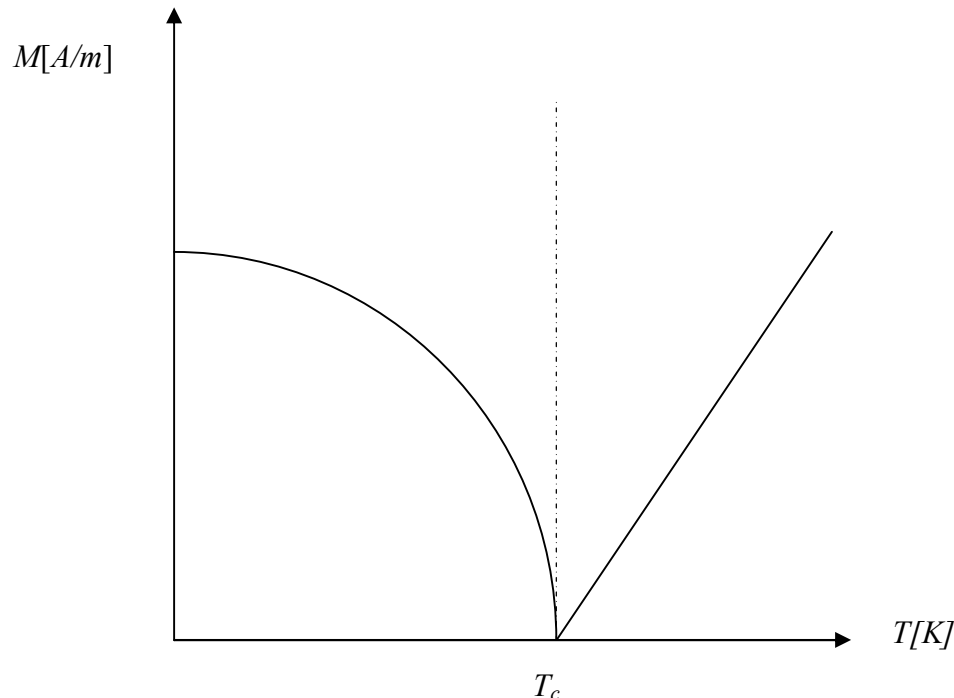


Figure III-3 : variation de l'aimantation en fonction de la temperature.

La partie gauche de la courbe décrit l'évolution de la polarisation spontanée en comportement ferromagnétique. D'autre part, la partie droite illustre l'évolution de l'inverse de susceptibilité en comportement paramagnétique [9].

IV .6 Domaine magnétique

Dans une structure ferromagnétique, l'ensemble des atomes qui procèdent la même orientation du moment magnétique, forment un domaine magnétique.

On appelle structure cristalline les structures où les atomes sont régulièrement et périodiquement arrangés [9].

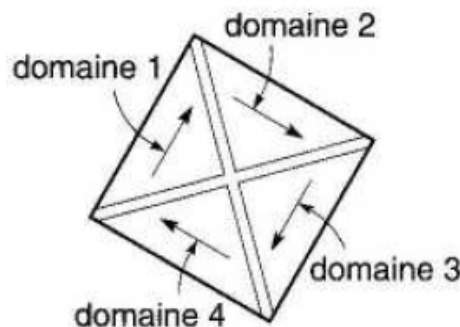


Figure III-3 : Orientation du champ magnétique à l'intérieur d'une structure composé de 4 domaines.

III.7 Energie interne d'un cristal ferromagnétique [6]

III.7.1 Energie d'échange

Un ferromagnétique à une structure telle que nous avons à la fois l'arrangement géométrique des atomes et l'arrangement directionnel.

Pour détruire l'ordre directionnel des moments il faut atteindre la température de Curie. Alors que pour détruire l'ordre géométrique du cristal c'est-à-dire la structure, il faut atteindre la température de fusion.

Dans un cristal ferromagnétique l'énergie d'échange impose l'ordre directionnel des moments atomiques.

$$W_{ec} = - \sum_{ij} A_{ij} \vec{S}_i \cdot \vec{S}_j \quad (\text{III-14})$$

A_{ij} : intégrale d'échange entre les atomes i et j

S_i, S_j : les moments magnétiques de spin des atomes i et j

III.7.2 Energie magnétostatique

Elle résulte des interactions entre chaque moment atomique et le champ $\vec{B}_i$ créé par les atomes voisins où est plongé un moment $\vec{m}_i$.

L'expression de son énergie potentielle magnétostatique est donnée par la loi d'aimantation statique suivante :

$$U_i = - m_i \cdot \vec{B}_i \quad (\text{III-15})$$

III.7.3 Energie magnétostrictive

C'est une énergie élastique associée aux déformations et contraintes que les domaines exercent les uns sur les autres. Le cristal peut s'allonger ou se contracter selon la direction de la polarisation par rapport à la déformation.

Il existe aussi les déformations libres qui donnent lieu à des arrangements spontanés, les causes sont d'origines diverses :

- Contraintes résiduelles de fabrication.
- Contraintes thermiques.

III.7.4 Energie d'anisotropie

Cette énergie tient compte de l'anisotropie magnéto cristalline caractérisant la difficulté avec laquelle pivote l'aimantation vers la direction du champ d'excitation.

L'énergie d'anisotropie est très importante en électrotechnique à la fin du processus de déplacement des parois de Bloch. C'est la direction du vecteur aimantation qui subit une modification lorsque l'on continue à augmenter l'intensité du champ extérieur. Ainsi la forme du cycle d'hystérésis et par suite d'échauffements et les pertes sont en grande partie déterminées par la rotation que subit le vecteur aimantation.

Dans un système cubique l'énergie est donnée ainsi :

$$W_{an} = k_0 + k_1 (\alpha_1^2 \alpha_2^2 + \alpha_2^2 \alpha_3^2 + \alpha_3^2 \alpha_1^2) + k_2 \alpha_1^2 \alpha_2^2 \alpha_3^2 \dots \quad (III-16)$$

Dans le système uniaxial :

$$W_{an} = k_0 + k_1 \sin^2 \theta + k_2 \sin^4 \theta \quad (III-17)$$

L'hystérésis est une conséquence directe de l'existence des domaines magnétiques et des processus d'aimantation par déplacement et déformation des parois de Bloch.

IV .8 Classification des matériaux ferromagnétiques [10]

IV .8.1 Matériaux durs

Les matériaux magnétiques durs sont caractérisés par la valeur de l'aimantation rémanente, et celle du champ coercitif, H_c . L'aimantation rémanente est déterminée par l'aimantation spontanée du matériau, à température ambiante. Cette propriété impose que les matériaux durs soient à base d'éléments de transition (Fe, Co, Mn, ...). La coercitivité est liée à l'anisotropie magnétique.

Trois grandes catégories de matériaux sont utilisées pour la fabrication d'aimants : les alliages du type AlNiCo, les hexaferrites de Ba ou Sr et les composés intermétalliques terres rares, métaux de transition.

IV .8.2 Matériaux doux

La propriété fondamentale des matériaux doux est la capacité à réagir à un champ magnétique extérieur de faible intensité. Le champ coercitif, doit être le plus faible possible (de l'ordre de 1 mT dans les matériaux les plus performants) et la perméabilité initiale doit être maximale au contraire (elle peut être supérieure à 105).

IV .9 Les alliages magnétiques [7]

Les machines électriques sont soumises dans la plupart des cas à des champs alternatifs. Afin de limiter les pertes dues aux courants de Foucault, on utilise généralement les alliages magnétiques sous forme de tôles isolées. Le choix des alliages prend en compte les aspects techniques, mais également des considérations économiques.

Notons que sur la base de fer dont la faible résistivité ($10^{-7}\Omega.m$) conduit à des pertes très élevées en régime alternatif, l'objectif des alliages développés est avant tout d'accroître par additions de composés cette résistivité tout en conservant un niveau d'induction de saturation élevé. Trois familles d'alliages ont percées le marché des matériaux laminés : les alliages Fer-Silicium, les alliages Fer-Cobalt et les alliages Fer-Nickel.

IV .9.1 Les alliages Fe-Si [2]

L'addition de silicium au fer pur améliore certaines propriétés magnétiques selon le taux de silicium. Les avantages apportés par le Si dans le fer sont :

- Augmentation de la résistivité du fer elle passe de $10^{-9}\Omega.m$ sans Si jusqu'à $48.10^{-8}\Omega.m$ pour le Fe-Si.
- Diminution des pertes par courants de Foucault en régime variable.

L'addition de Si présente cependant de légers inconvénients :

- La polarisation à saturation chute de 2,15 T pour le fer à 2 T pour le Fe-Si
- La température de Curie de $775^{\circ}C$ pour le Fe, elle devient $760^{\circ}C$ pour le Fe-Si

La constante K_1 anisotropie magnéto-cristalline à température ambiante passe de $4,8 \cdot 10^4 J/m^3$ pour le fer pur à $3,4 \cdot 10^4 J/m^3$ pour l'alliage à 3 % de Si.

Malheureusement, au-delà de 3,5 % en silicium, l'alliage Fe-Si présente une grande fragilité qui interdit sa mise en forme par des moyens conventionnels (laminage, par exemple).

III.9.1.1 Formes d'utilisation des alliages Fe-Si [10]

Les tôles Fe-Si constituent la base des matériaux magnétiques utilisés en génie électrique car elles permettent, de véhiculer des flux magnétiques importants. On les

rencontre dans les différents étages de la production, du transport, de la distribution et de la transformation de l'énergie électrique. On distingue deux principales familles qui sont destinées à des applications différentes :

La première est constituée par les **tôles Fe-Si à grains orientés (GO)** dont la texture dite de GOSS privilégie la direction de laminage comme direction de facile aimantation et qui sont utilisées dans les transformateurs dans lesquels le flux garde une direction fixe.

La deuxième est constituée par les **tôles Fe et Fe-Si à grains non orientés (NO)** et est destinée à la construction des machines tournantes.

III.9.2 Les alliages à usages spéciaux

Ce sont les alliages magnétiques qui sont utilisés quand les Fe-Si classiques ne peuvent remplir la fonction. On les utilise sous des formes variées (massif, tôles, rubans, fils...) car certains d'entre eux sont faciles à mettre en forme. On cite donc: les Fe-Ni, les Fe-Co [8].

III.9.2.1 Les alliages Fe-Co [8]

Les principaux avantages sont :

- Leur aimantation à saturation considérable de 2,2 T
- La température de Curie élevée pouvant atteindre 1084°C
- Facilité de mise en forme

Leurs grands inconvénients sont :

- leur anisotropie et magnétostriction plus élevée que celle des Fe-Ni.
- Le cobalt est rare et coûte cher

III.9.2.1.1 Domaine d'utilisation

On distingue trois principales classes d'alliages Fe-Co selon le pourcentage de Cobalt, 25%, 50% et 95%, exploités dans les domaines suivants :

- Pièces polaires d'électro-aimants.
- Sous forme de tôles dans l'électrotechnique embarquée à moyenne fréquence où la forte puissance volumique est un paramètre essentiel.
- Dans les dispositifs fonctionnant à haute température.

III.9.2.2 Les alliages Fe-Ni [9]

Ces alliages trouvent leurs applications sous forme de composants (barres, fils...etc.) Et sont souvent utilisés dans les disjoncteurs, la téléphonie, capteurs de température ...etc.

Les alliages intéressants sont ceux dont le pourcentage de Ni est compris entre 30-80%.

En dessous de 30% les alliages sont de mauvaises propriétés magnétiques, et au dessus de 80% de Ni ce n'est pas économique car le nickel est un métal coûteux, et d'autre part toutes les propriétés magnétiques évoluent dans le mauvais sens.

Ces alliages ont une structure qui leur confère une grande malléabilité d'où des laminages jusqu'à des épaisseurs très faibles. En jouant sur le pourcentage de Ni on obtient des propriétés intéressantes.

III. 9.2.3 Situation actuelle, propre aux FeNi et FeCo [10]

La plupart des alliages traditionnels FeNi et FeCo sont utilisés comme matériaux magnétiques depuis plus de 50 ans. De gros progrès dans la compréhension ont été faits autour des années 70. On croit donc connaître ces matériaux. En fait, comme ils sont utilisés dans des niches qui justifient difficilement des études longues, on n'a de ces alliages à faibles anisotropies, plus complexes que les Fe-Si, qu'une image qualitative souvent peu précise.

III .10. Conclusion

Le magnétisme est un phénomène qui joue un rôle fondamental dans le domaine de l'électrotechnique. Dans ce chapitre, nous avons vu les principes fondamentaux du magnétisme, de même que les différents matériaux magnétiques et leurs nombreuses applications.



IV –1 Introduction

Dans ce chapitre on se propose d'étudier un moteur linéaire à induction ; L'étude concernera une modélisation qui réside principalement dans l'évaluation de la force électromagnétique sous différentes conditions.

Pour calculer la force engendrée par le moteur, qui est un dispositif dont la géométrie est simple, nous avons opté pour la méthode de Lorentz, qui est choisie parmi plusieurs méthodes telles que, le tenseur de Maxwell, la méthode des travaux virtuelles et la méthode de l'énergie totale (L'énergie magnétique et la co-énergie magnétique), celle-ci est évaluée dans l'induit en fonction de plusieurs paramètres principalement le nombre d'encoches par pôle et par phase, le choix du matériau constituant l'induit, la fréquence d'alimentation, ainsi que la perméabilité magnétique du matériau ferromagnétique.

Le calcul est effectué en écrivant un programme exécuté sous le logiciel F.E.M.M (Finite Element Magnetic Method).

IV. 2 Description du dispositif à étudier

Le système étudié dans le cadre de cette application est un moteur linéaire à induction dont le modèle géométrique est donné par la figure IV-1:

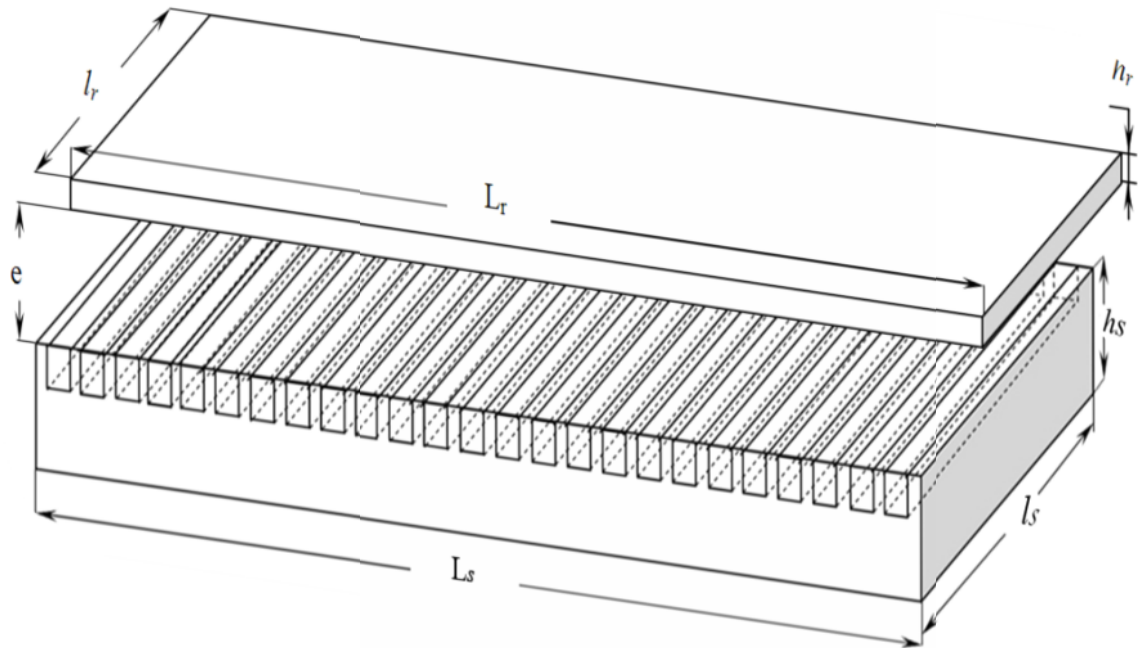


Figure IV-1 : Modèle géométrique du moteur.

IV. 2.1 Caractéristiques Physiques

Air :

Perméabilité magnétique relative :

$$\mu_r = 1$$

La culasse du stator :

Perméabilité magnétique relative :

$$\mu_r = 300$$

L'induit :

Aluminium :

Perméabilité magnétique relative : $\mu_r = 1$

Conductivité électrique : $\sigma = 37.7 \text{ M m}\Omega^{-1}$.

Cuivre :

Perméabilité relative : $\mu_r = 1$.

Conductivité électrique : $\sigma = 59.6 \text{ M m}\Omega^{-1}$.

Cobalt :

Perméabilité relative : $\mu_r = 100$.

Conductivité électrique : $\sigma = 15 \text{ M m}\Omega^{-1}$.

Source d'alimentation:

Fréquence : $f = 50 \text{ Hz}$.

Courant d'excitation : $J_{\text{exc}} = 2 \cdot 10^{+7} \text{ A}$

IV. 2.2 Dimensions géométriques

Longueur du stator :

$$L_s = 305 \text{ mm.}$$

Longueur du rotor :

$$L_r = 305 \text{ mm.}$$

Largeur du stator :

$$l_s = 1 \text{ m.}$$

Largeur du rotor :

$$l_r = 1 \text{ m.}$$

Hauteur du stator :

$$h_s = 30 \text{ mm.}$$

Hauteur du rotor :

$$h_r = 3 \text{ mm.}$$

Dimension de l'entrefer :

$$e = 2 \text{ mm.}$$

Pour l'encoche, nous avons les dimensions suivantes :

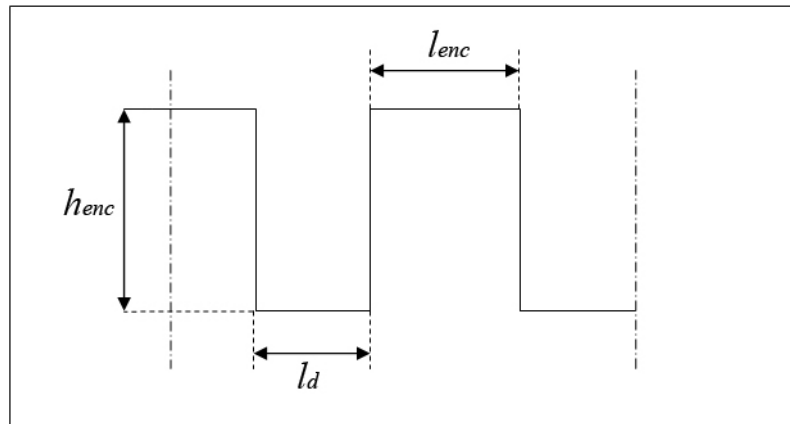


Figure IV-2 : Caractéristique géométrique de l'encoche

Largeur de l'encoche :

$$l_{enc} = 7,5 \text{ mm.}$$

Largeur de la dent :

$$l_d = 5 \text{ mm.}$$

Hauteur de l'encoche :

$$h_{enc} = 10 \text{ mm.}$$

IV. 3 Domaine de résolution et conditions aux limites

IV. 3.1 Conditions aux limites

On impose sur toutes les frontières du domaine de résolution concernant le dispositif étudié des conditions aux limites de type Dirichlet, comme le montre la figure (IV-3)

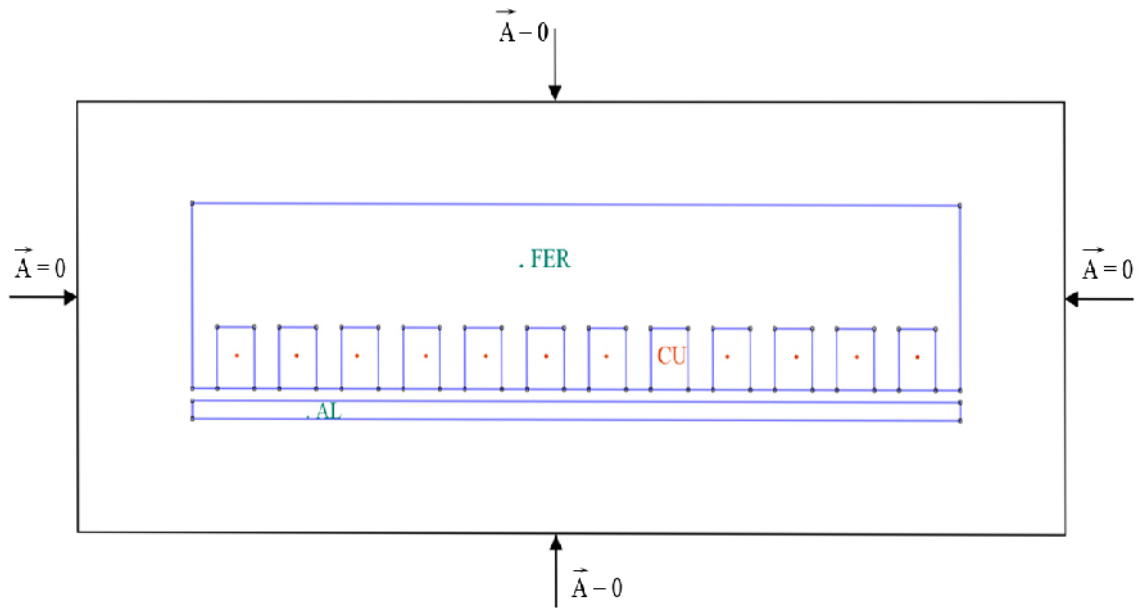


Figure IV-3 : Domaine de résolution et conditions aux limites

IV. 3.2 Maillage du domaine de résolution

Le maillage élément finis du domaine en éléments triangulaires du premier ordre utilisé afin de résoudre un problème électromagnétique 2D en régime magnétostatique dans le plan $[x, y]$ est illustré par la figure IV-4 ci-dessous:

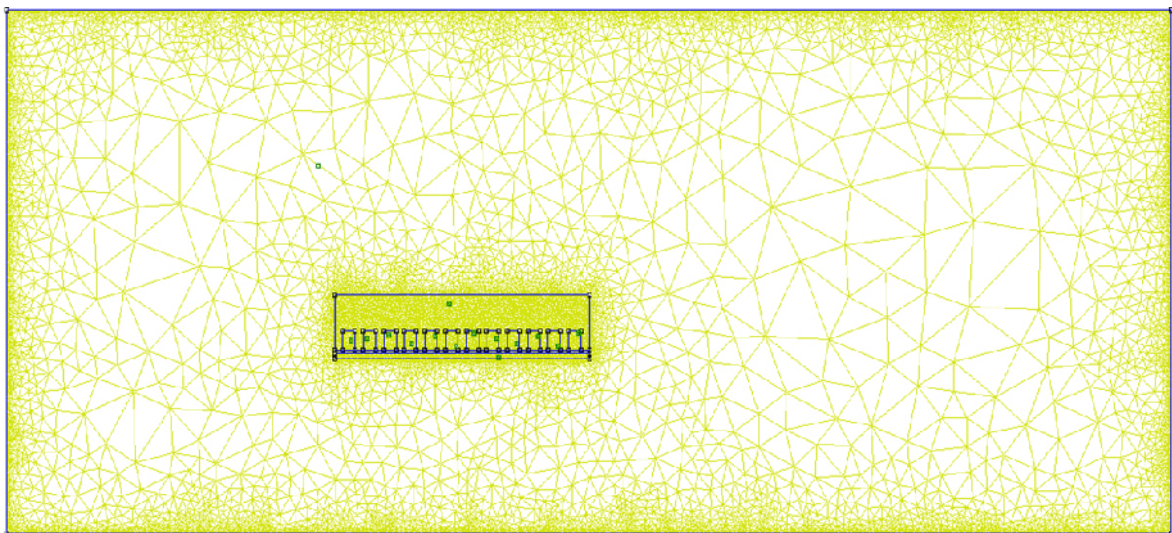


Figure IV-4 Maillage éléments finis du domaine d'étude

Le nombre d'éléments (triangles) : 27906.

Le nombre d'inconnus (nœuds) : 14949.

Le modèle éléments finis fait de tel sorte que le domaine d'étude soit entièrement maillé, et procède une affinité particulière sur les frontières et au niveau des matériaux constituant le moteur qu'au niveau de l'air ambiant à cause de la différence entre les perméabilités magnétique des milieux comme le montre la figure (IV-4).

IV. 4 Formes différentielles associées aux différentes régions du domaine d'étude [15]

Chacune des régions du domaine à étudier est régit par une équation aux dérivées partielles que nous citerons ci-dessous :

La région de l'inducteur :

$$\frac{\partial}{\partial x} \left(v_i \frac{\partial A_z}{\partial x} \right) + \frac{\partial}{\partial y} \left(v_i \frac{\partial A_z}{\partial y} \right) = -J_{sz} \quad (\text{IV-1})$$

La région de l'air :

$$\frac{\partial}{\partial x} \left(v_{air} \frac{\partial A_z}{\partial x} \right) + \frac{\partial}{\partial y} \left(v_{air} \frac{\partial A_z}{\partial y} \right) = 0 \quad (\text{IV-2})$$

La région de l'induit :

$$\frac{\partial}{\partial x} \left(v_a \frac{\partial A_z}{\partial x} \right) + \frac{\partial}{\partial y} \left(v_a \frac{\partial A_z}{\partial y} \right) = 0 \quad (\text{IV-3})$$

La couche ferromagnétique :

$$\frac{\partial}{\partial x} \left(v_f \frac{\partial A_z}{\partial x} \right) + \frac{\partial}{\partial y} \left(v_f \frac{\partial A_z}{\partial y} \right) = 0 \quad (\text{IV-4})$$

$$\nu = \mu^{-1}$$

μ : perméabilité magnétique [H/m]

ν_{air} : réductivité magnétique de l'air [H/m]⁻¹.

ν_i : réductivité magnétique de l'inducteur [H/m]⁻¹.

ν_a : réductivité magnétique de l'induit [H/m]⁻¹.

ν_f : réductivité magnétique du matériau ferromagnétique [H/m]⁻¹

J_{sz} : densité de courant source [A/m²].

A_z : potentiel vecteur magnétique [T.m].

IV .5. Résultats et interprétations

IV .5.1 Les différentes étapes de description du dispositif à l'aide du logiciel FEMM

- Introduire les points extrêmes des lignes qui forment le modèle.
- Insérer les segments de lignes reliant les points.
- Définir les conditions aux limites de type Dirichlet sur toutes les frontières du domaine d'étude.
- Pour chaque région dans le domaine, nous mettons une étiquette en affectant la nature du matériau (Air, Fer, Cuivre...etc.) ainsi que ses propriétés.

IV.5.2 Mise en pratique

* Définition du problème

-Type de problème	cartésien
-Unité de longueur	millimètres
-Fréquence	25 Hz
-Précision de calcul	10 ⁻⁸

IV. 5.2.1 Influence du nombre d'encoches, du matériau constituant l'induit et le nombre de pôles

A. Cas d'un stator à 12 encoches

Premier essai

- * Nombre d'encoches par pôle et par phase : $q = 1$
- * Le matériau constituant l'induit : Aluminium

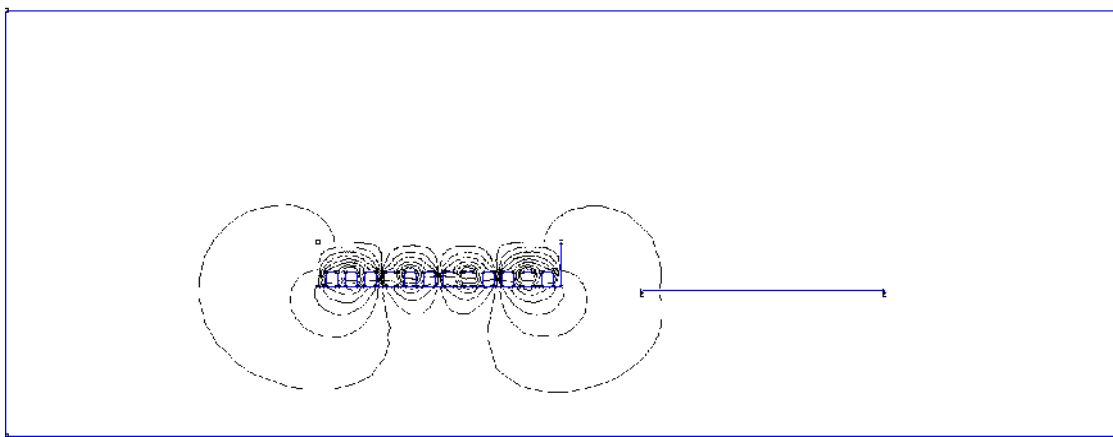


Figure IV-5 : Répartition des lignes du potentiel vecteur magnétique.

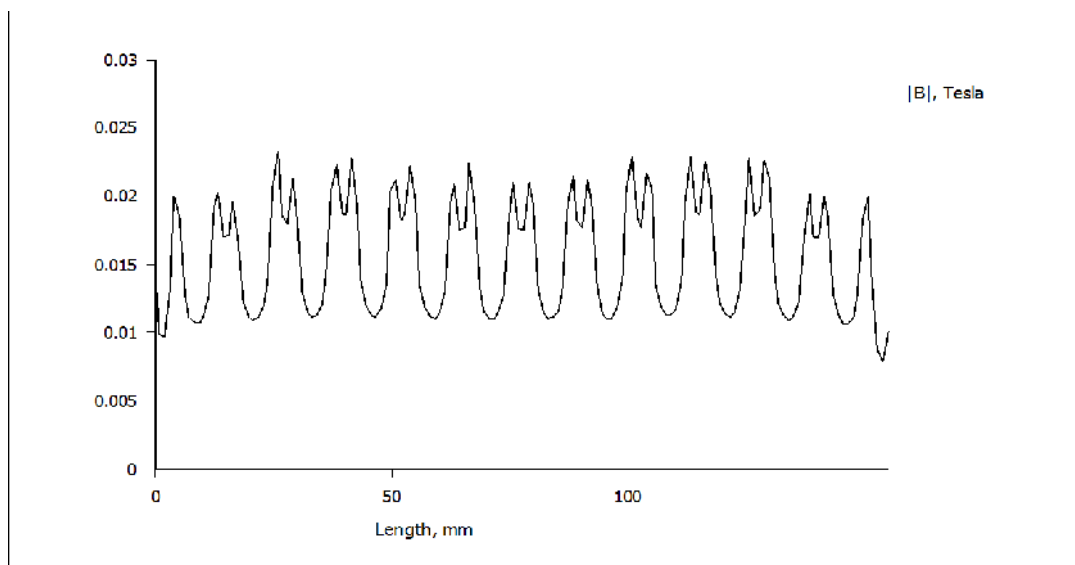


Figure IV-6 : Le module de l'induction magnétique sur la frontière inférieure du stator.

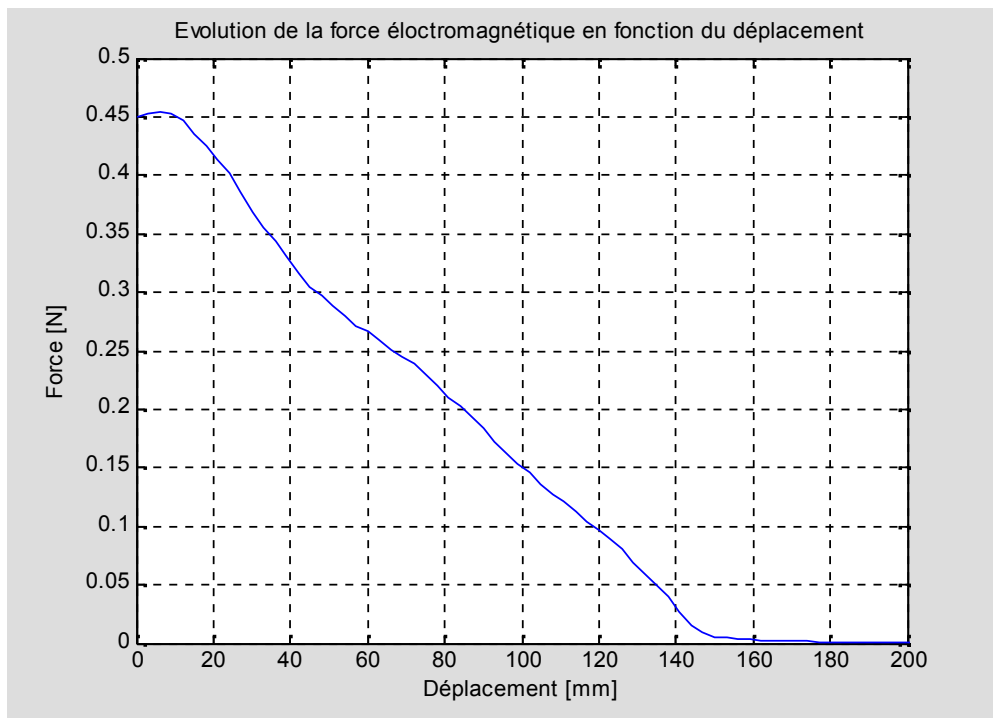


Figure IV-7 : La force en fonction du déplacement.

Deuxième essai

- * Nombre d'encoches par pole et par phase : $q = 1$
- * Le matériau constituant l'induit : Cuivre

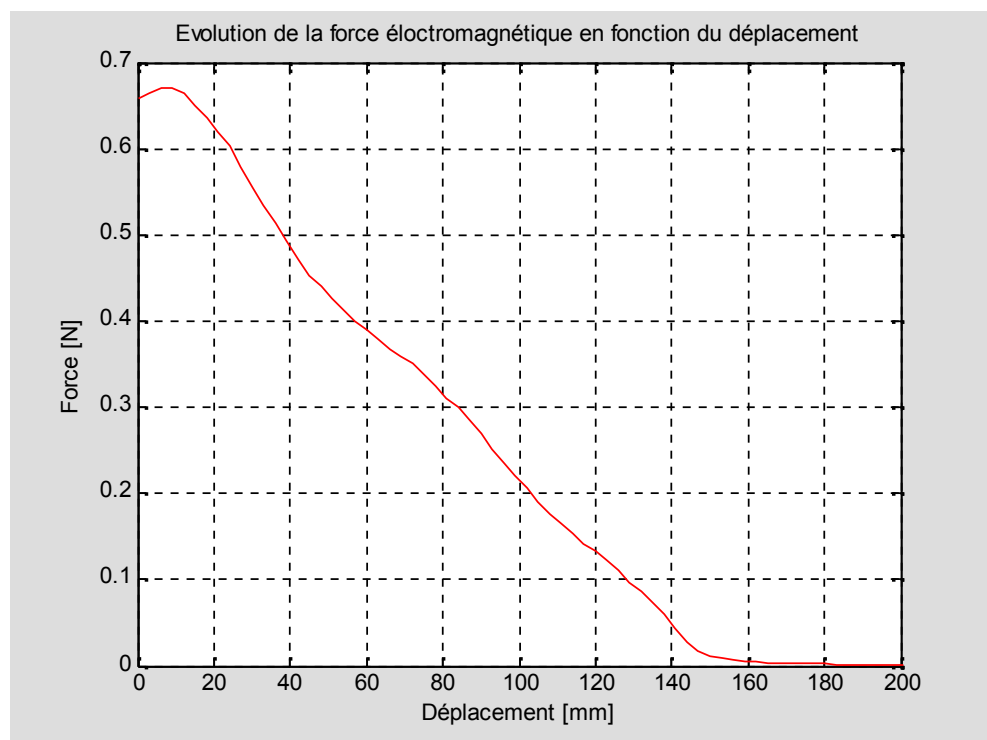


Figure IV-8 : La force en fonction du déplacement.

Troisième essai

- * Nombre d'encoches par pôle et par phase : $q = 2$
- * Le matériau constituant l'induit : Aluminium

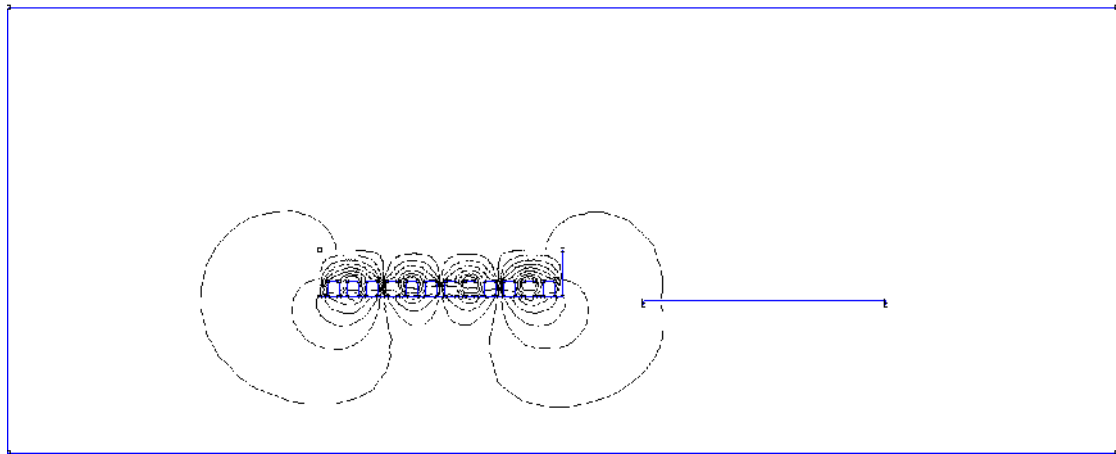


Figure IV-9 : Répartition des lignes du potentiel vecteur magnétique.

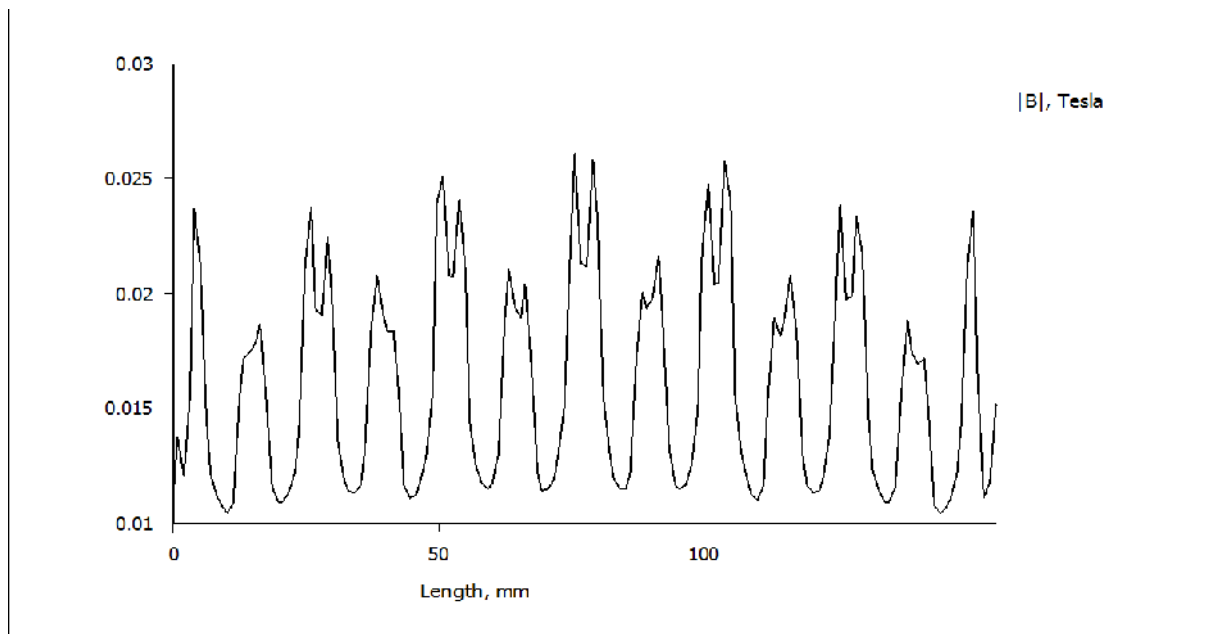


Figure IV-10 : Le module de l'induction magnétique sur la frontière inférieure du stator.

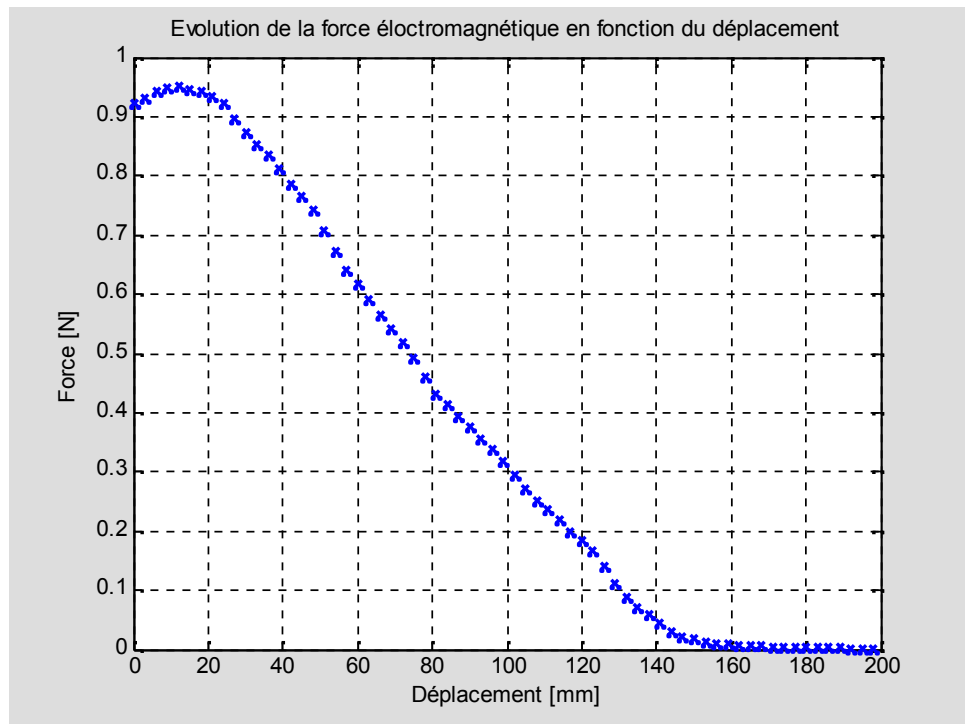


Figure IV-11 : La force en fonction du déplacement.

Quatrième essai

- * Nombre d'encoches par pole et par phase : $q = 2$
- * Le matériau constituant l'induit : Cuivre

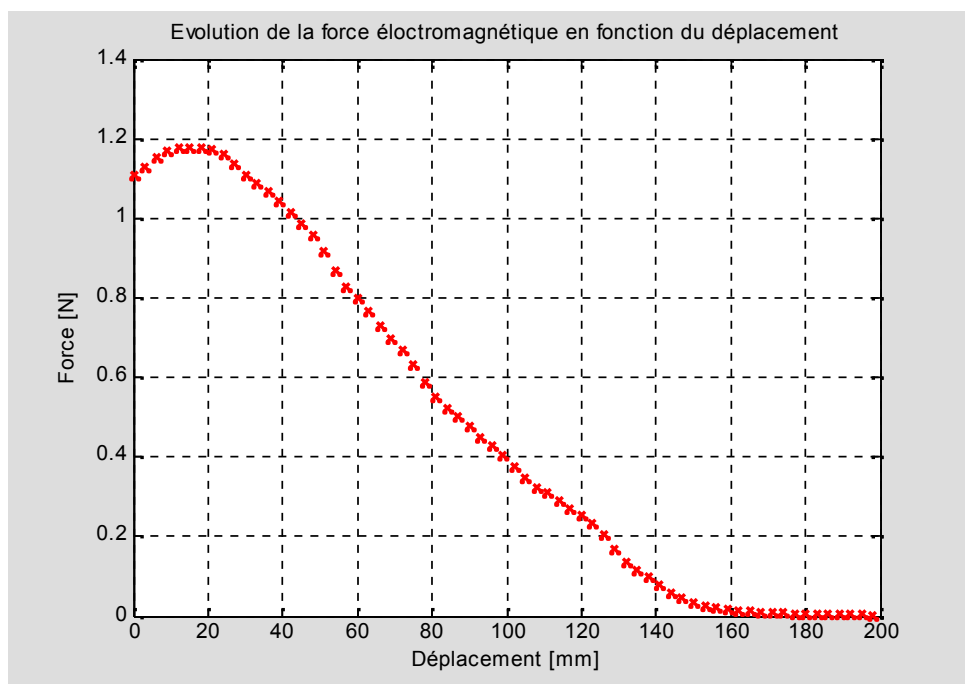


Figure IV-12 : La force en fonction du déplacement.

B. Cas d'un stator à 24 encoches

Premier essai

- * Nombre d'encoches par pôle et par phase : $q = 2$
- * Le matériau constituant l'induit : Aluminium

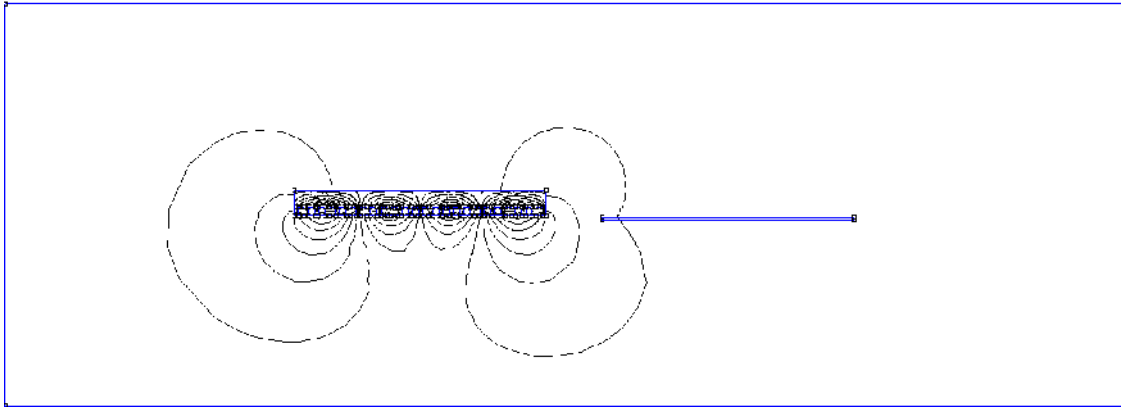


Figure IV-13 : Répartition des lignes du potentiel vecteur magnétique.

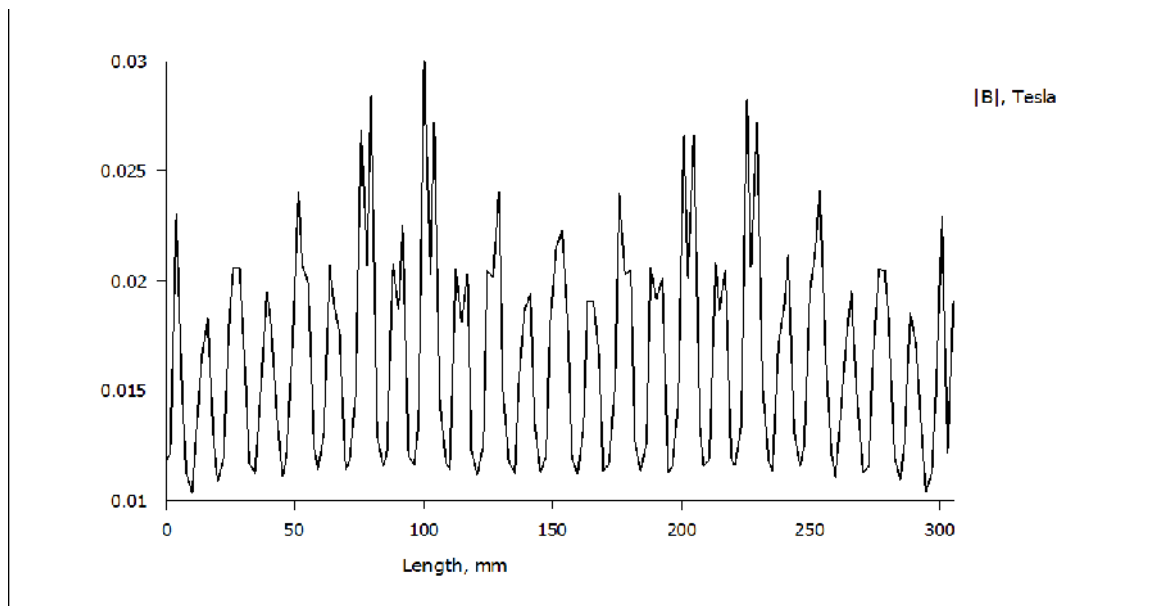


Figure IV-14 : Le module de l'induction magnétique sur la frontière inférieure du stator.

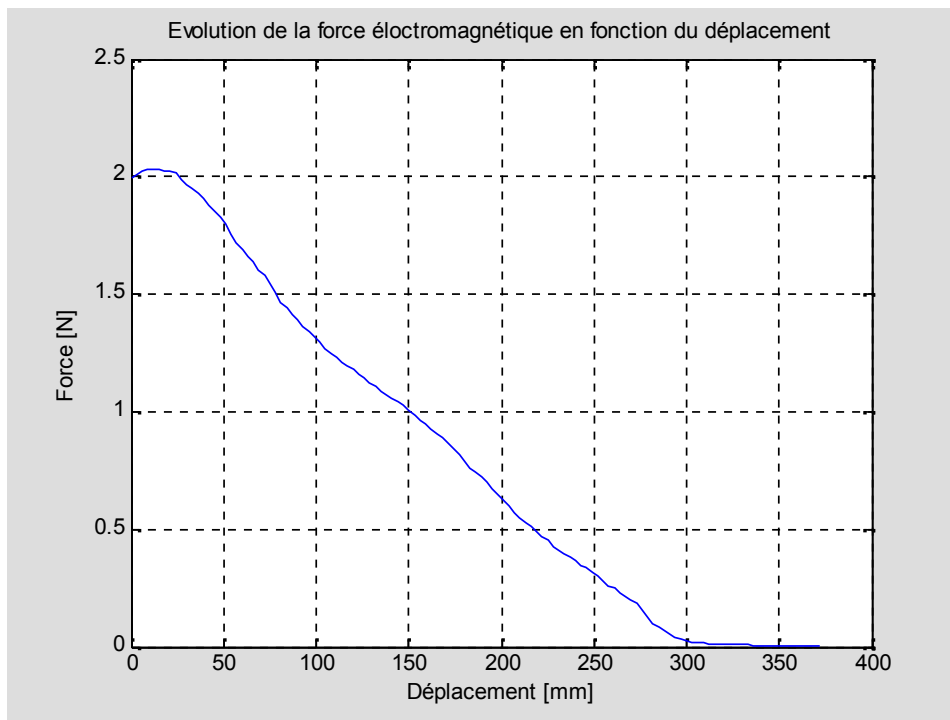


Figure IV-15 : La force en fonction du déplacement.

Deuxième essai

- * Nombre d'encoches par pole et par phase : $q = 2$
- * Le matériau constituant l'induit : Cuivre

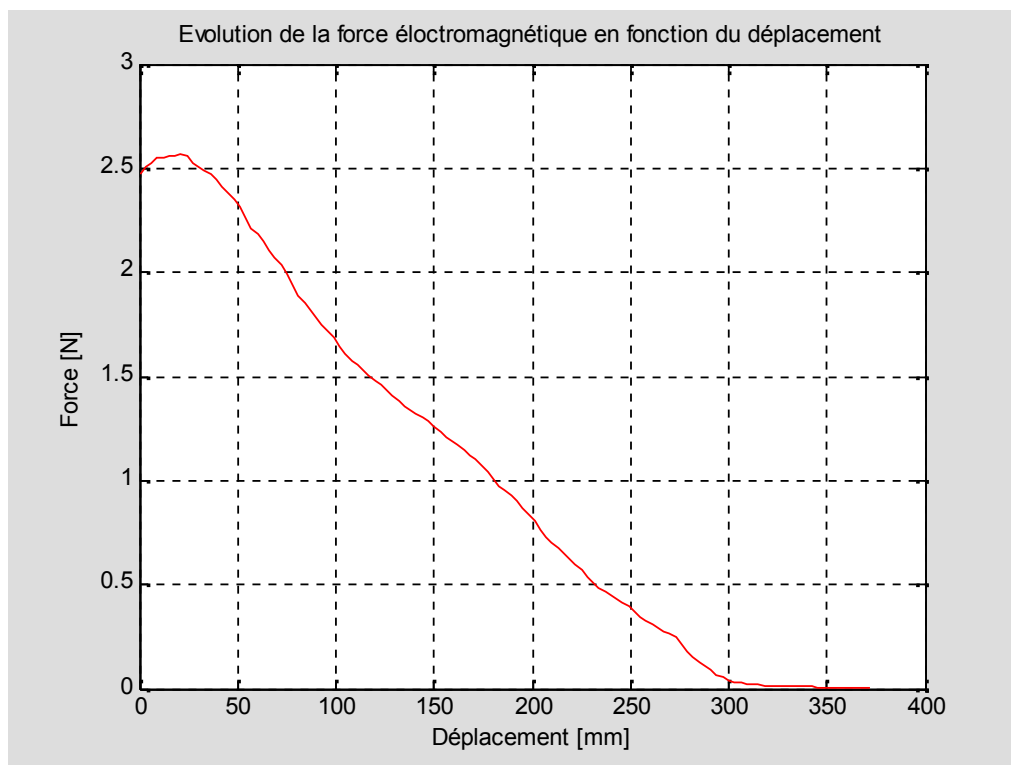


Figure IV-16 : La force en fonction du déplacement.

Troisième essai

- * Nombre d'encoches par pole et par phase : $q = 4$
- * Le matériau constituant l'induit : Aluminium

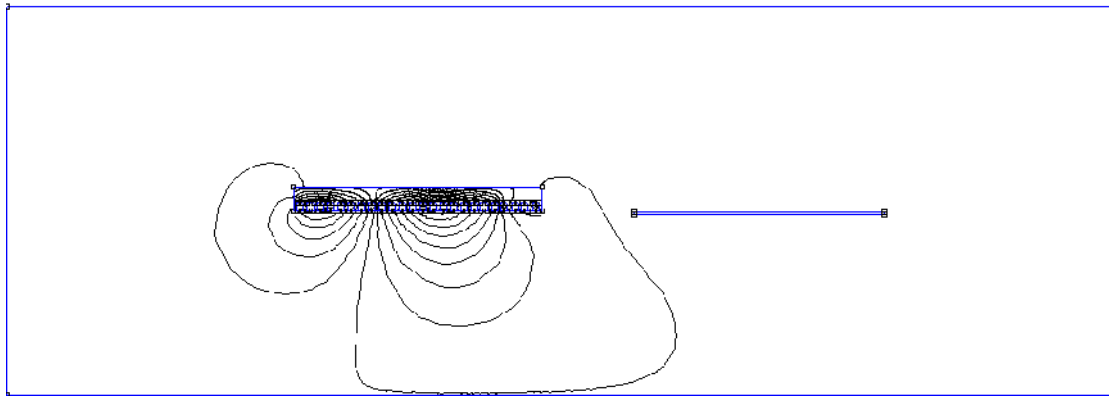


Figure IV-17 : Répartition des lignes du potentiel vecteur magnétique.

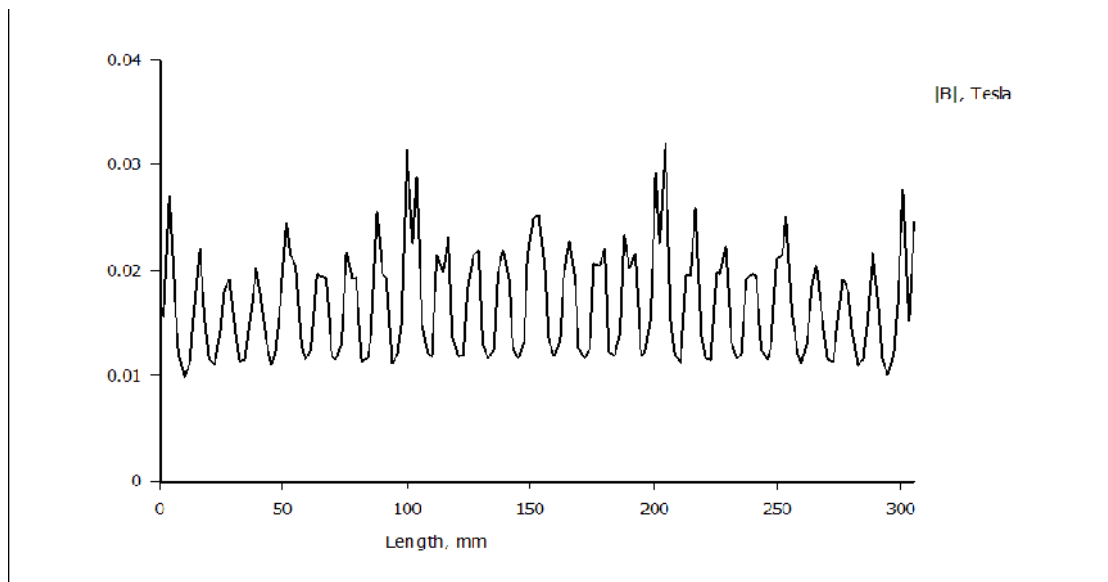


Figure IV-18 : Le module de l'induction magnétique sur la frontière inférieure du stator.

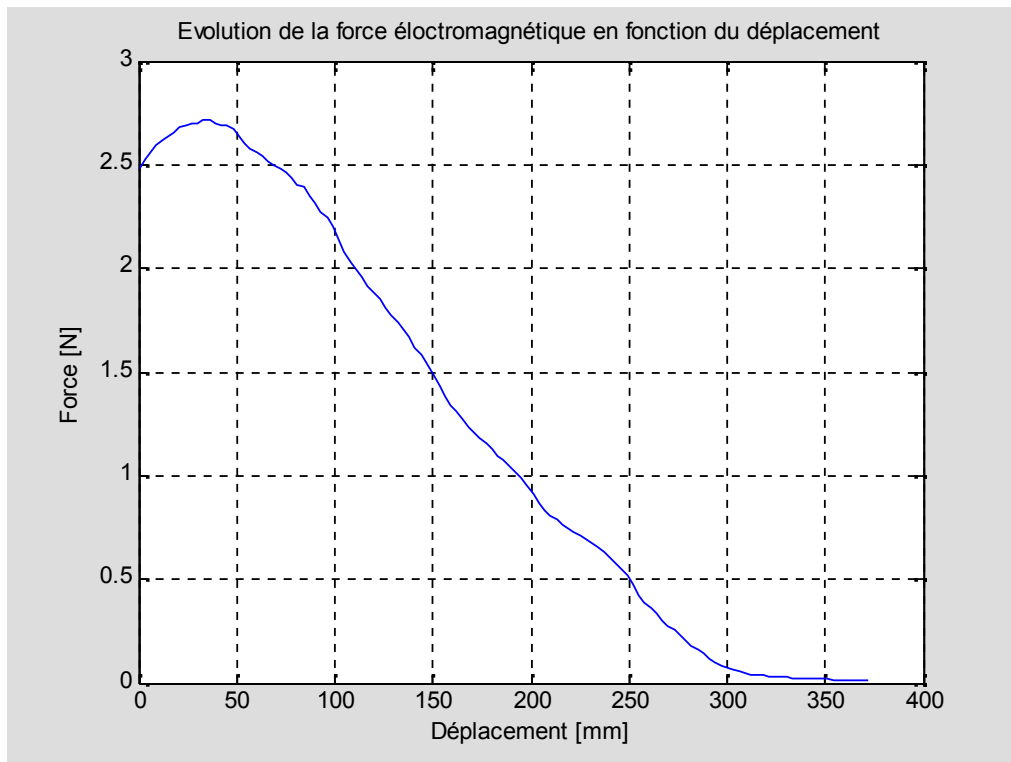


Figure IV-19 : La force en fonction du déplacement.

Quatrième essai

- * Nombre d'encoches par pole et par phase : $q = 4$
- * Le matériau constituant l'induit : Cuivre

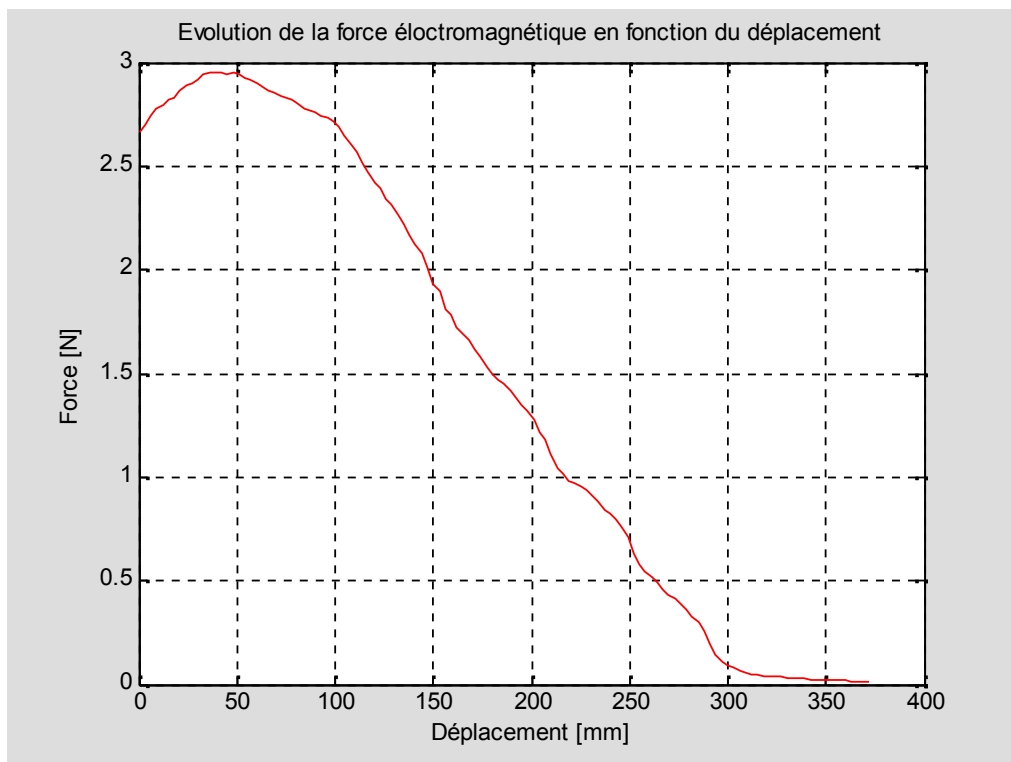


Figure IV-20 : La force en fonction du déplacement.

C. Superposition des résultats

Pour voir l'influence du matériau constituant l'induit sur la force magnétique, on a effectué une confrontation entre les résultats obtenus comme l'indiquent les figures suivantes :

* **12 encoches $q = 1$ Al et Cu**

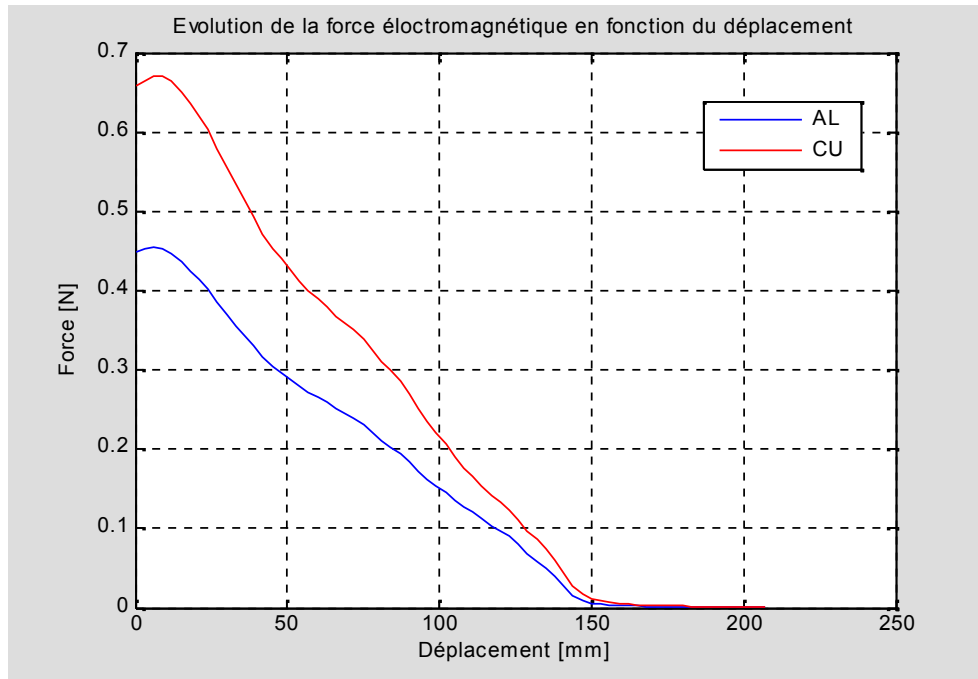


Figure IV-21 : La force en fonction du déplacement pour les deux cas d'induit.

* **12 encoches $q = 2$ Al et Cu**

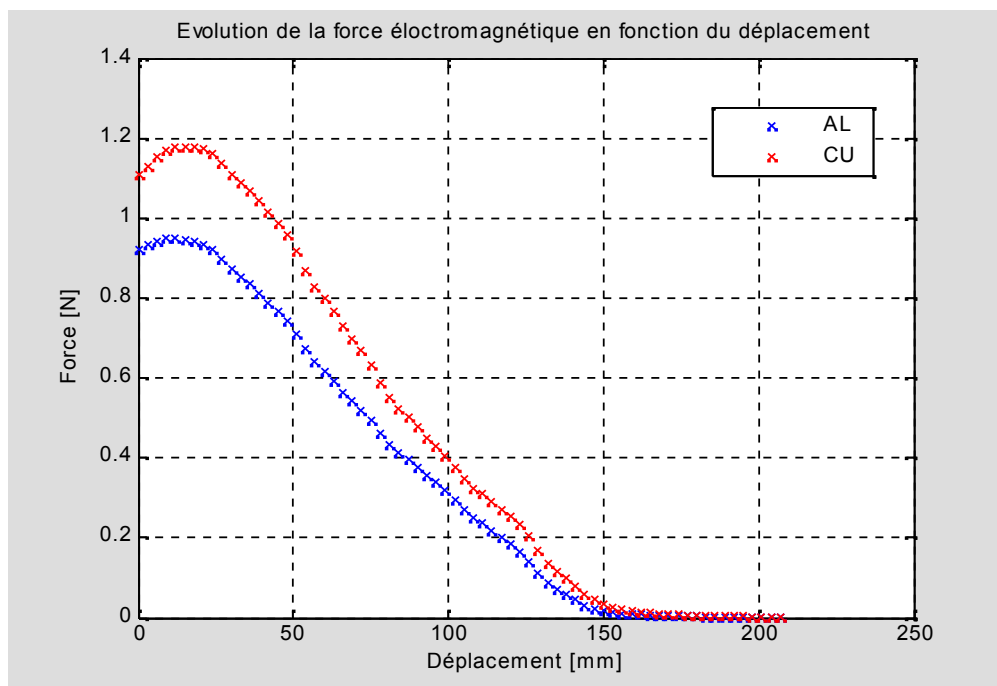


Figure IV-22 : La force en fonction du déplacement pour les deux cas d'induit.

* 24 encoches $q = 2$ Al et Cu

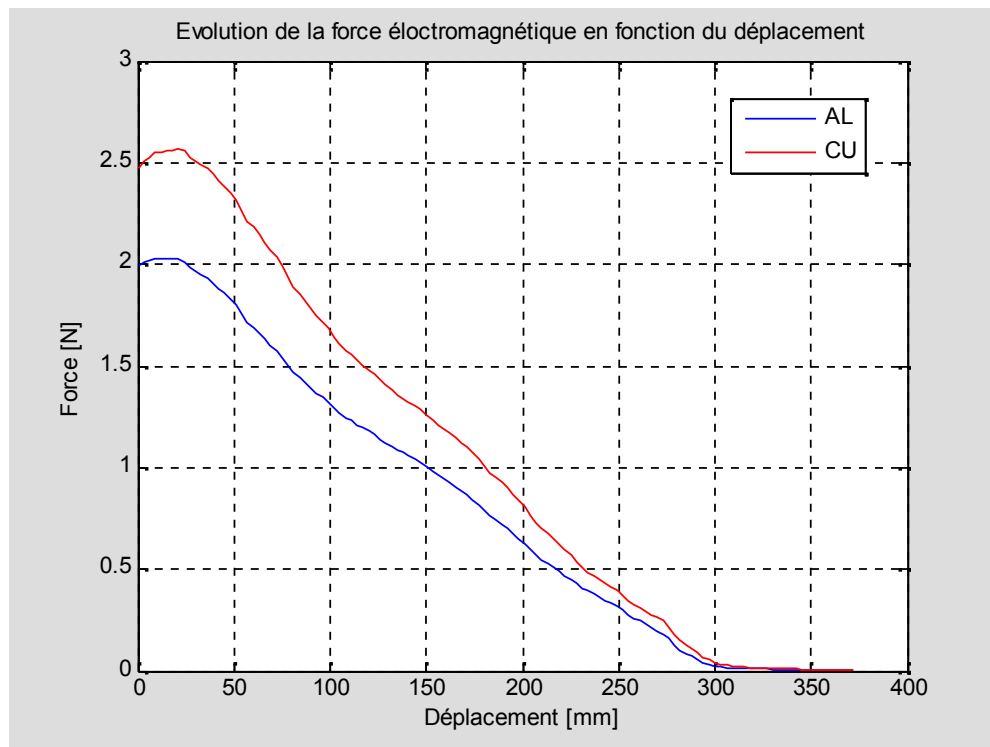


Figure IV-23 : La force en fonction du déplacement pour les deux cas d'induit.

* 24 encoches $q = 4$ Al et Cu

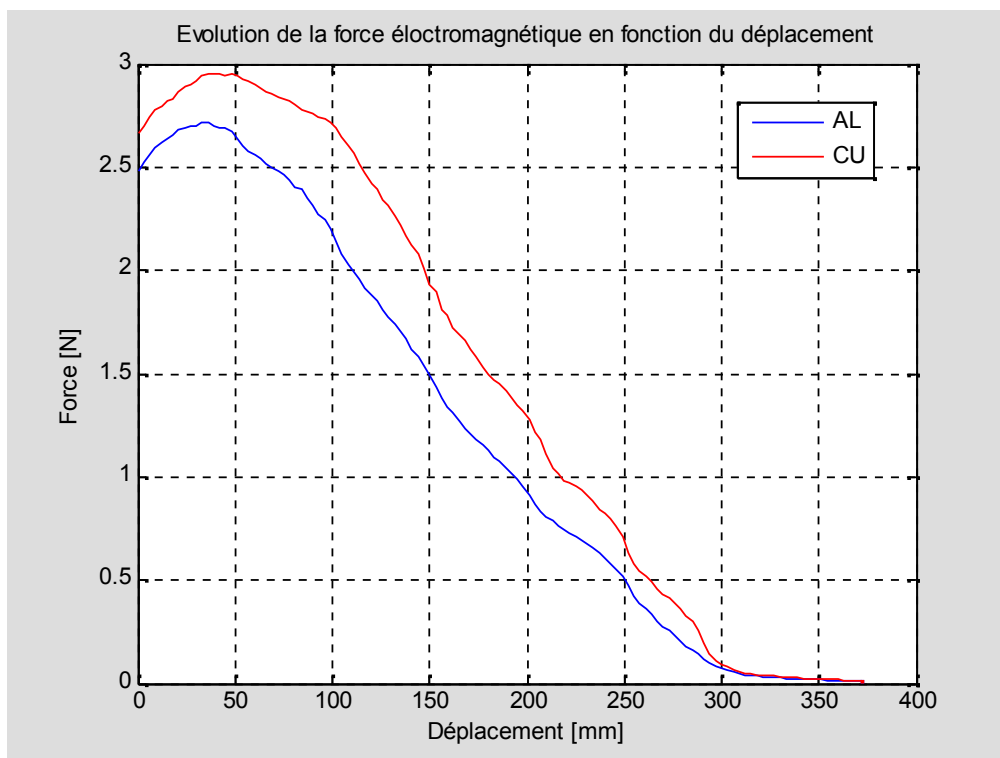


Figure IV-24 : La force en fonction du déplacement pour les deux cas d'induit.

La comparaison des allures de la force obtenue pour les différentes valeurs de nombre de pôle est représentée par les figures suivantes :

* **12 encoches ($q=1$, $q=2$) pour Al**

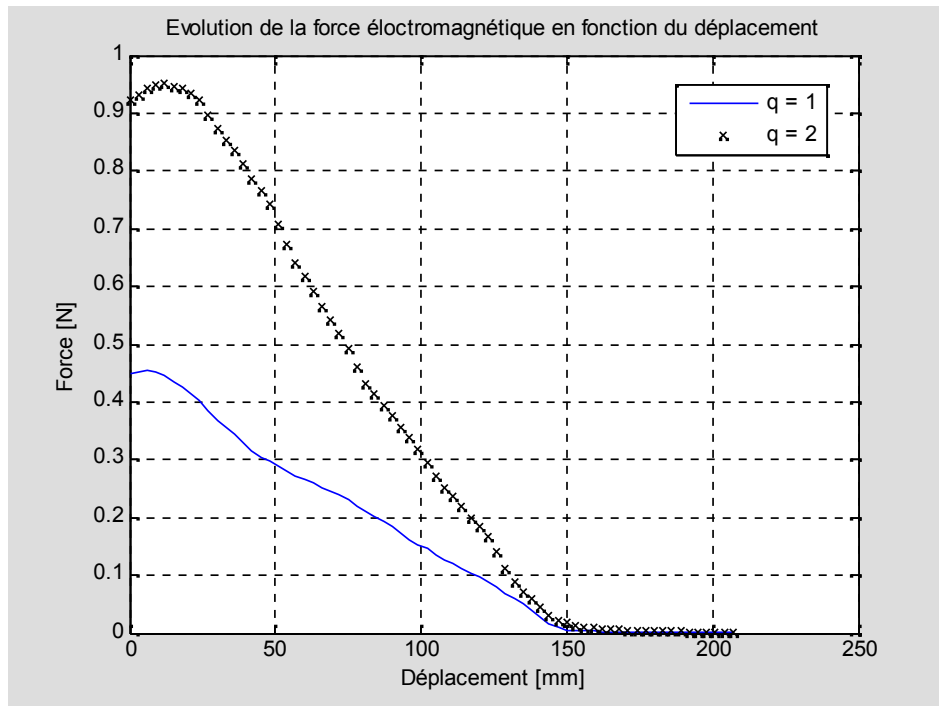


Figure IV-25 : La force en fonction du déplacement pour les différents nombres de pôles.

* **12 encoches ($q=1$, $q=2$) pour Cu**

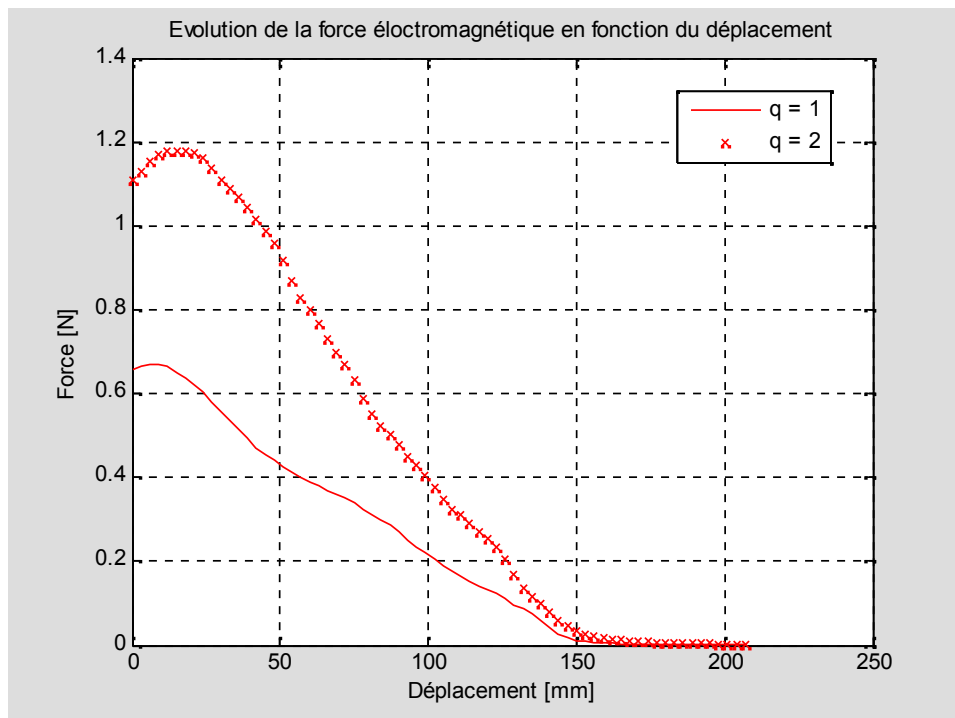


Figure IV-26 : La force en fonction du déplacement pour les différents nombres de pôles.

* 24 encoches ($q=1, q=2$) pour Al

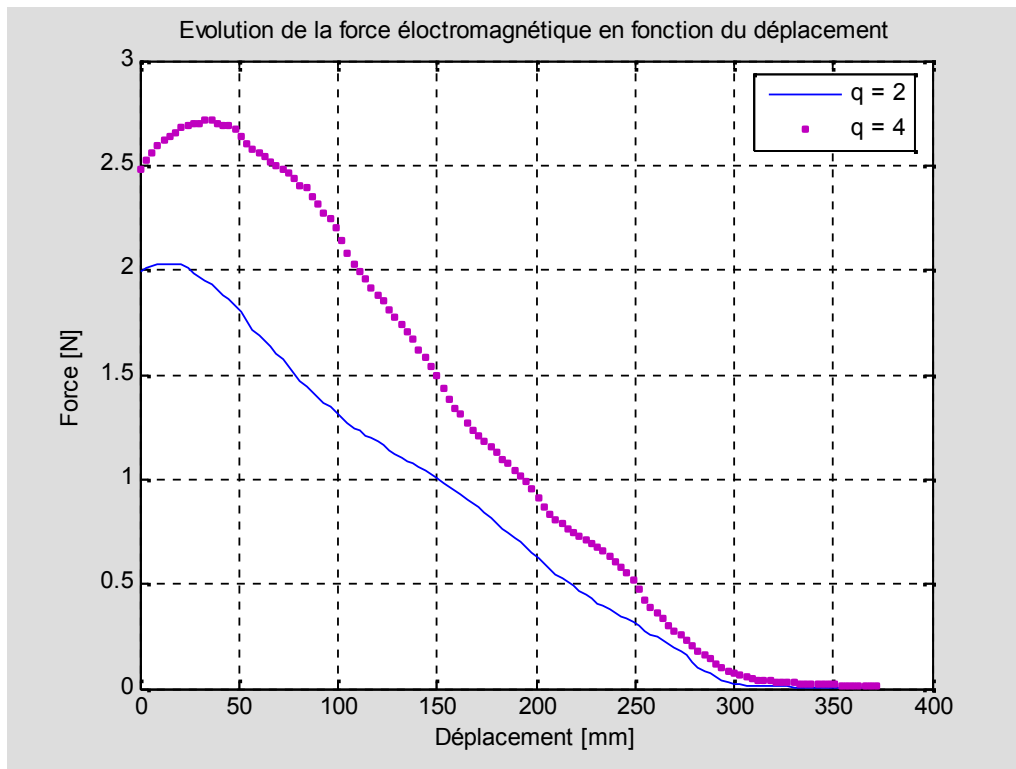


Figure IV-27 : La force en fonction du déplacement pour les différents nombres de pôles.

* 24 encoches ($q=1, q=2$) pour Cu

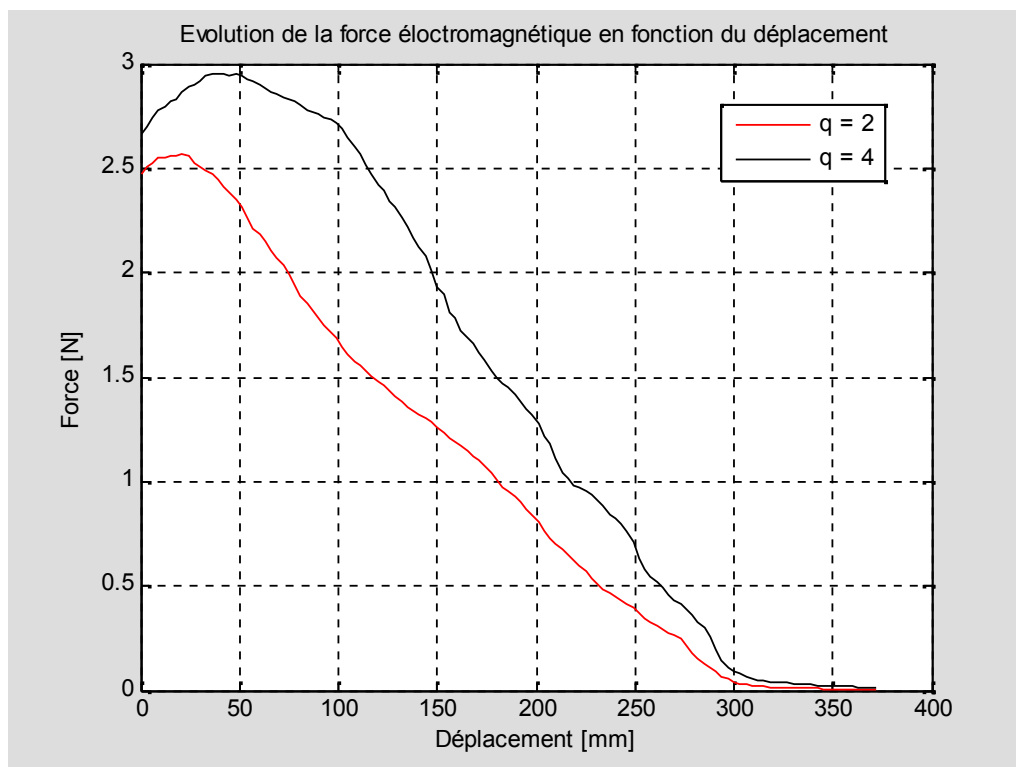


Figure IV-28 : La force en fonction du déplacement pour les différents nombres de pôles.

Les figures (IV-5), (IV-9), (IV-13), (IV-17) représentent le potentiel vecteur magnétique sur l'interface inducteur entrefer, et pour les différentes valeurs de nombre d'encoches (12-24) et nombre d'encoches par pôle et par phase ($q=1,2,4$).

Les figures (IV-6), (IV-10), (IV-14), (IV-18) nous montrent l'évolution de l'induction magnétique sur la frontière inférieure de l'inducteur. On constate que la valeur moyenne de l'induction magnétique ainsi que sa répartition au stator, sont proportionnelle aux nombres d'encoches satoriques et le nombre de pôle.

Les pics, qui apparaissent sur les figures citées, sont dus au passage d'une même ligne de champ d'une bobine à l'autre en traversant l'air qui correspond aux dents statoriques.

Les figures (IV-7), (IV-8), (IV-11), (IV-12), (IV-15), (IV-16), (IV-19), (IV-20) illustrent l'allure de la force magnétique en fonction du déplacement pour différents induits (couche conductrice en aluminium ou en cuivre), le nombre d'encoches statoriques (12 ou 24) ainsi le nombre d'encoches par pôle et par phase ($q=1, q=2, q=4$). Nous constatons que du moment où la charge est entièrement sous la zone d'influence de l'induction magnétique, la force électromagnétique est maximale. Cette force diminue au fur et à mesure que la charge quitte cette zone, et elle s'annule une fois l'induit est complètement à l'extérieur.

Les figures (IV-21), (IV-22), (IV-23), (IV-24), (IV-25), (IV-26), (IV-27), (IV-28) représentent une confrontation entre les résultats obtenus, qui permettent de constater l'influence des différents paramètres sur la force magnétique. On remarque donc que dans les conditions choisis, les résultats obtenus avec le cuivre sont mieux que ceux obtenus avec l'aluminium, de même il paraît claire que l'augmentation de nombre de pôles et le nombre d'encoches engendre une force de poussée qu'on peut juger considérable.

IV-5.2.2 L'influence de la fréquence

Dans le cas d'un moteur comportant un stator à 12 encoches et l'induit en Aluminium :

Avec : $q = 2$

L'induit possédant une couche ferromagnétique de 1 mm d'épaisseur, tel que indiqué dans les figures (IV-29) et (IV-31).

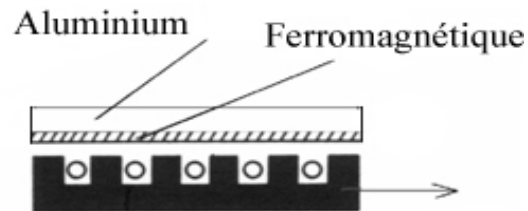


Figure IV-29 : modèle d'un moteur linéaire avec induit qui contient une couche ferromagnétique.

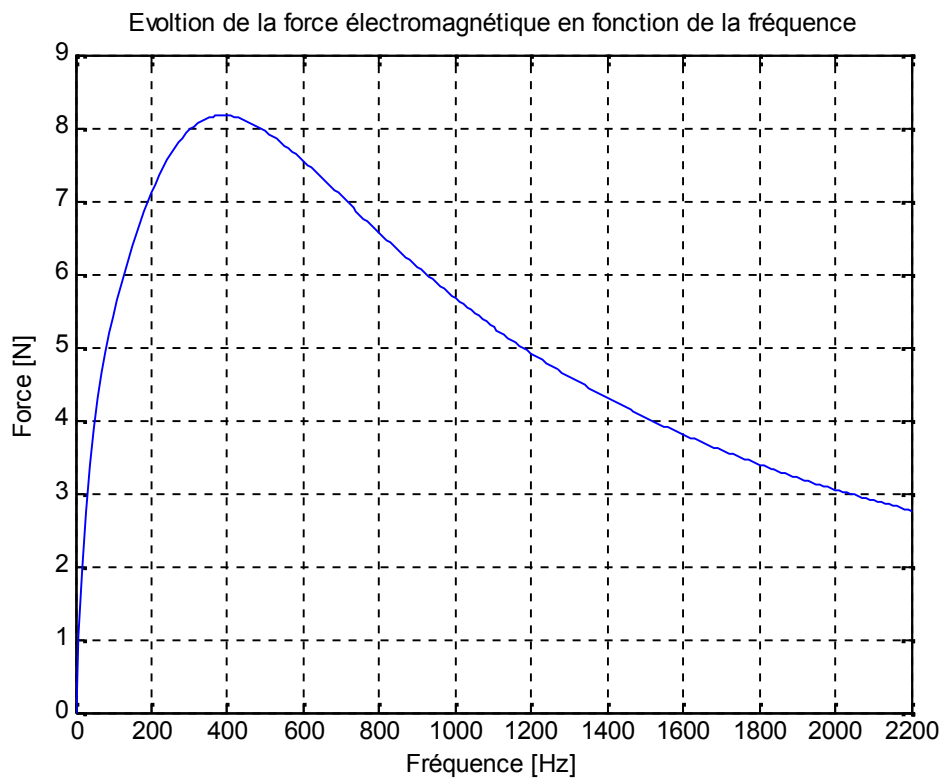


Figure IV-30 : La force en fonction de la fréquence.

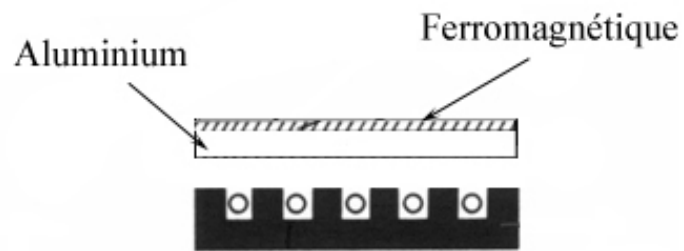


Figure IV-31 : modèle d'un moteur linéaire avec induit qui contient une couche ferromagnétique.

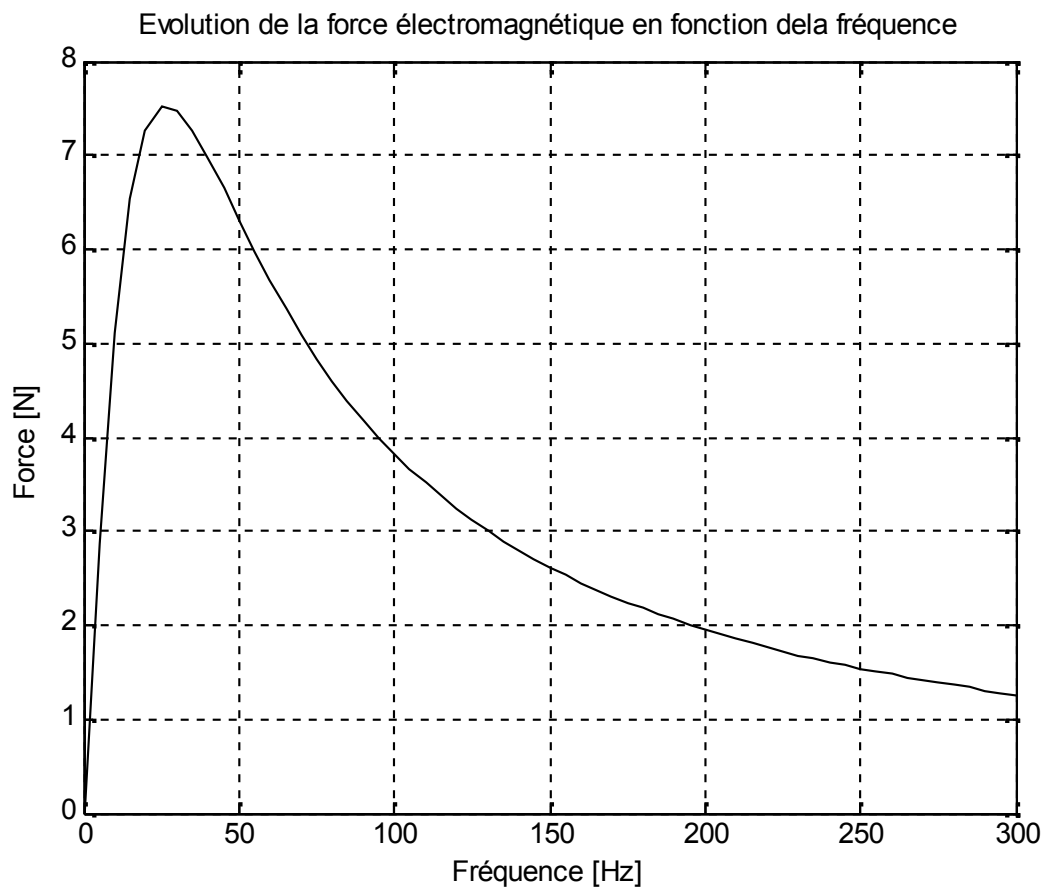


Figure IV- 32 : La force en fonction de la fréquence.

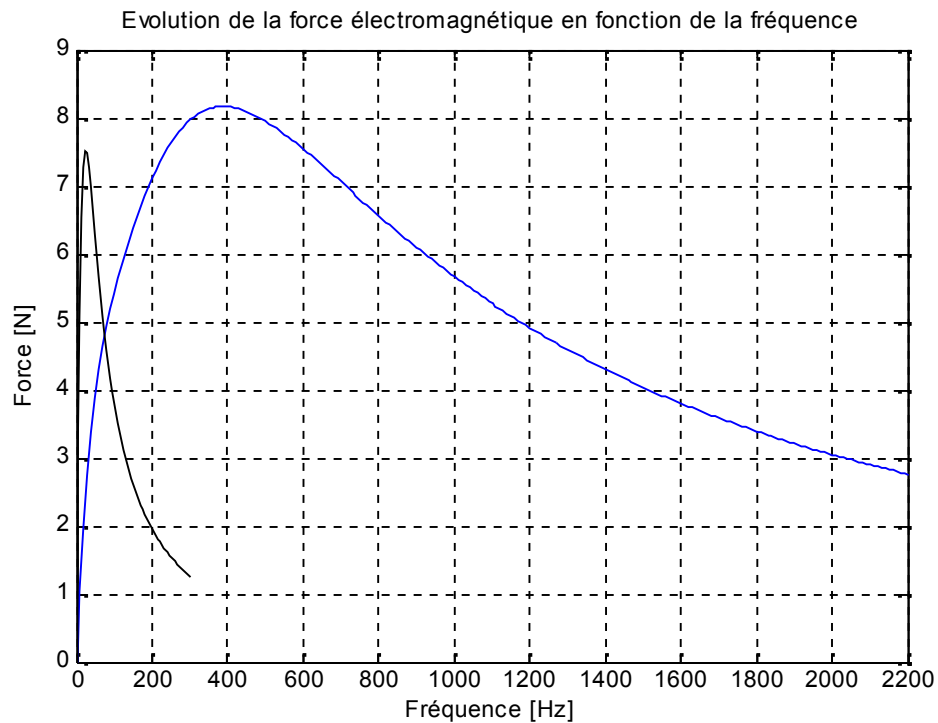


Figure IV-33 : La force magnétique en fonction de la fréquence pour les deux cas de l'induit.

- L'évolution de la force électromagnétique en fonction de la fréquence dans le cas d'un stator à 12 encoches comportant deux encoches par pôle et par phase pour l'aluminium :

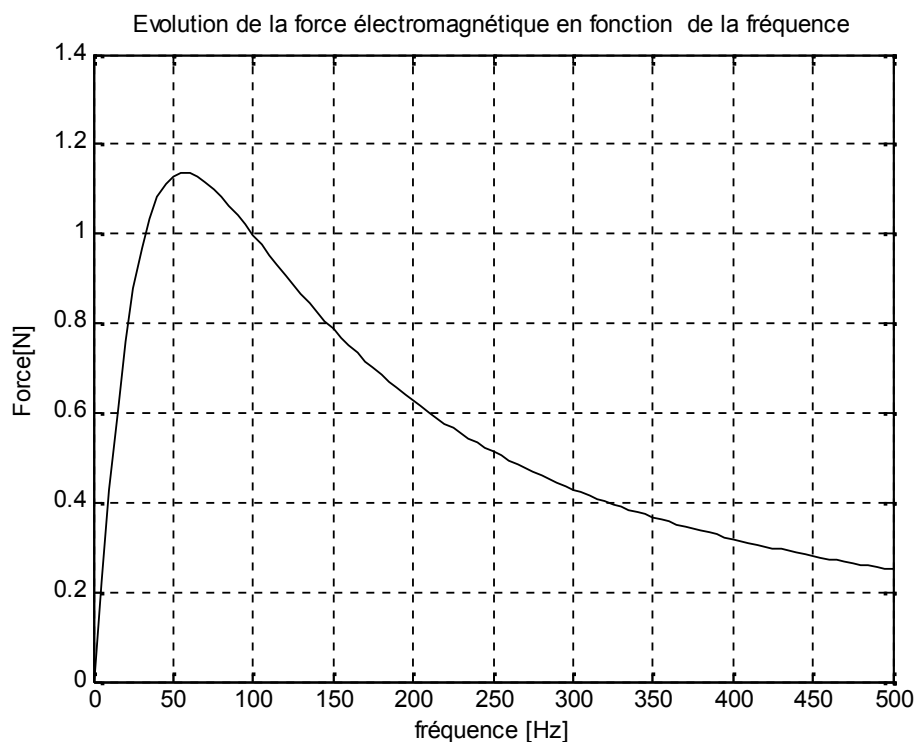


Figure IV-34 : la force en fonction de la fréquence pour une couche conductrice en Aluminium.

- L'évolution de la force électromagnétique en fonction de la fréquence dans le cas d'un stator à 12 encoches comportant deux encoches par pôle et par phase pour le cuivre :

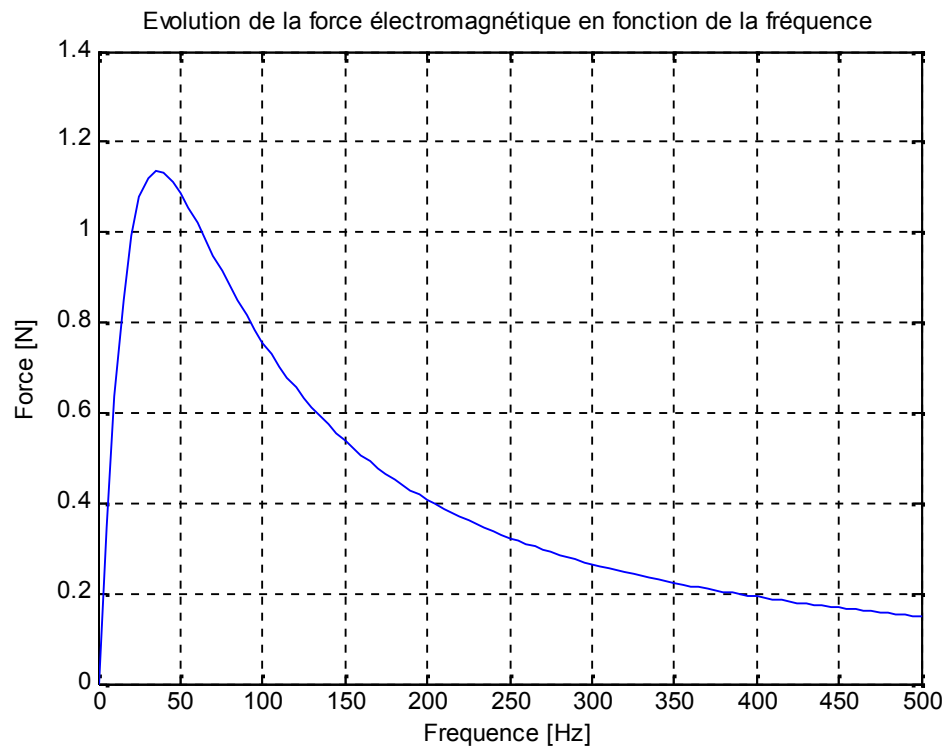


Figure IV-35 : la force en fonction de la fréquence pour une couche conductrice en Cuivre.

- * Confrontation entre les deux cas de l'induit soit en Aluminium soit en Cuivre :

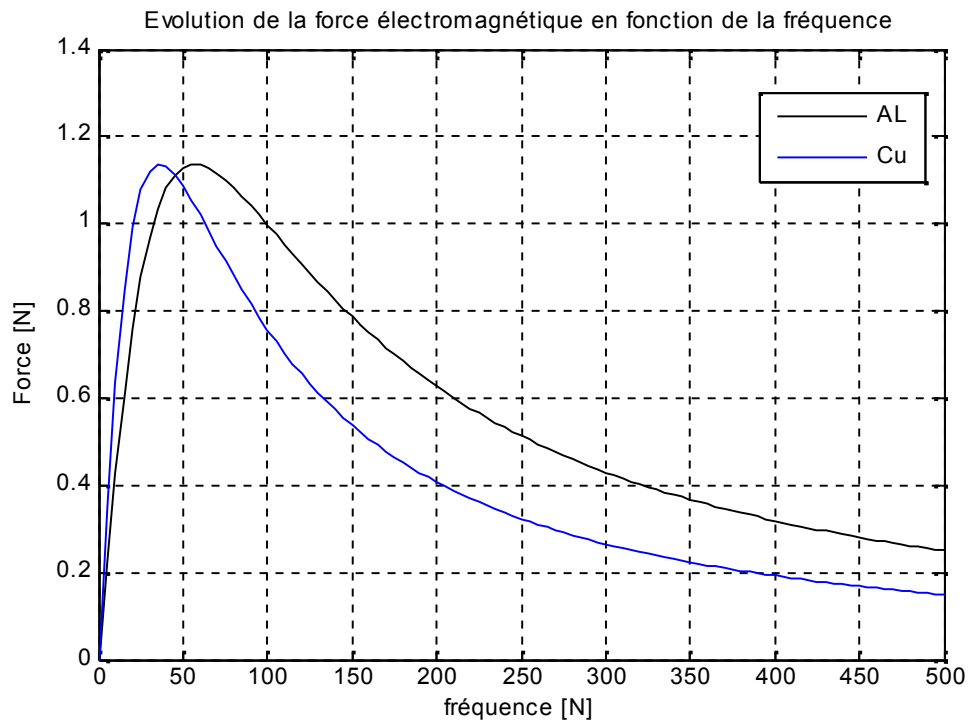


Figure IV-36 : La force en fonction de la fréquence pour les deux cas de l'induit.

Les figures (IV-30), (IV-32) représentent les allures de la force magnétique en fonction de la fréquence dans le cas d'un induit possédant une couche ferromagnétique sur l'interface induit entrefer et dans la face supérieure de l'induit respectivement.

Les figures (IV-34), (IV-35) montrent l'évolution de la force électromagnétique en fonction de fréquence pour un rotor en Aluminium et en Cuivre respectivement.

Les figures (IV-33), (IV-36) illustrent la superposition de la force électromagnétique en fonction de la fréquence pour les cas différents de l'induit.

La figure (IV-33) permet de constater que le fait d'ajouter une couche ferromagnétique à l'induit on peut non seulement augmenter la force de poussée mais aussi travailler à des fréquences importantes (figure IV-30) ou à très faible fréquence (figure IV-32).

La figure (IV-36) montre que le cuivre et l'aluminium se comportent presque de la même manière par rapport à la force et ceci est dû au fait que la conductivité des matériaux influence moins que d'autres paramètres qui ne sont pas propres aux matériaux comme la fréquence et le courant d'excitation.

- Dans le cas d'un stator à 24 encoches comportant deux encoches par pôle et par phase, et un rotor en cuivre avec une couche ferromagnétique de 1mm d'épaisseur réalisée sur la face supérieure :

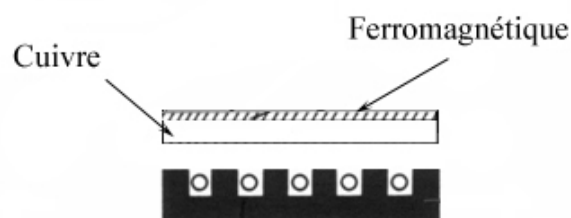
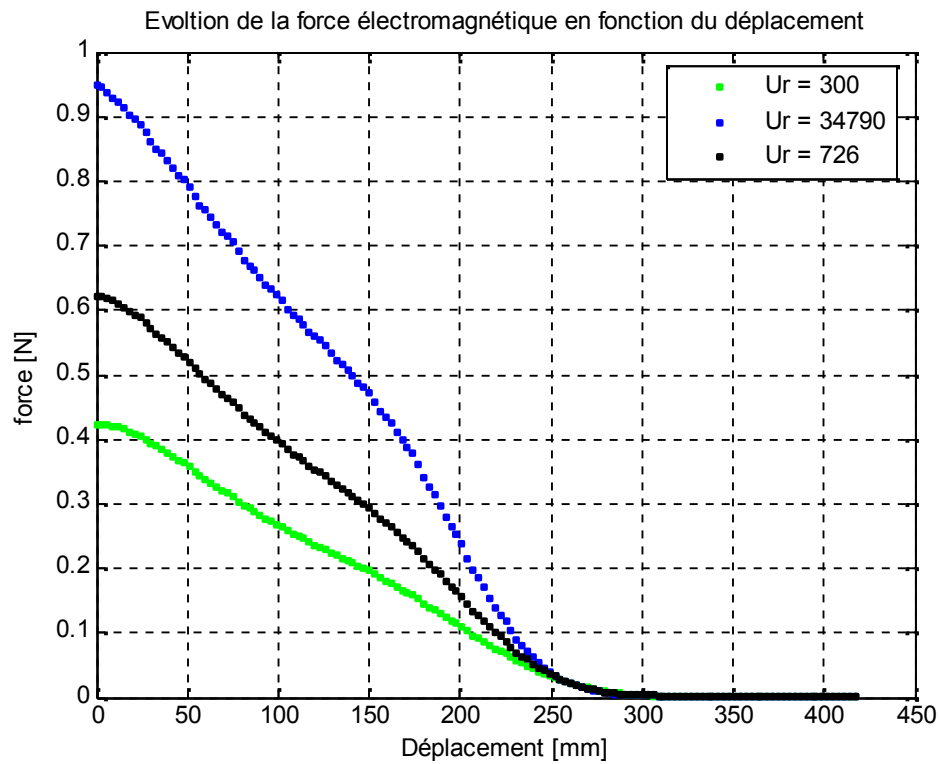
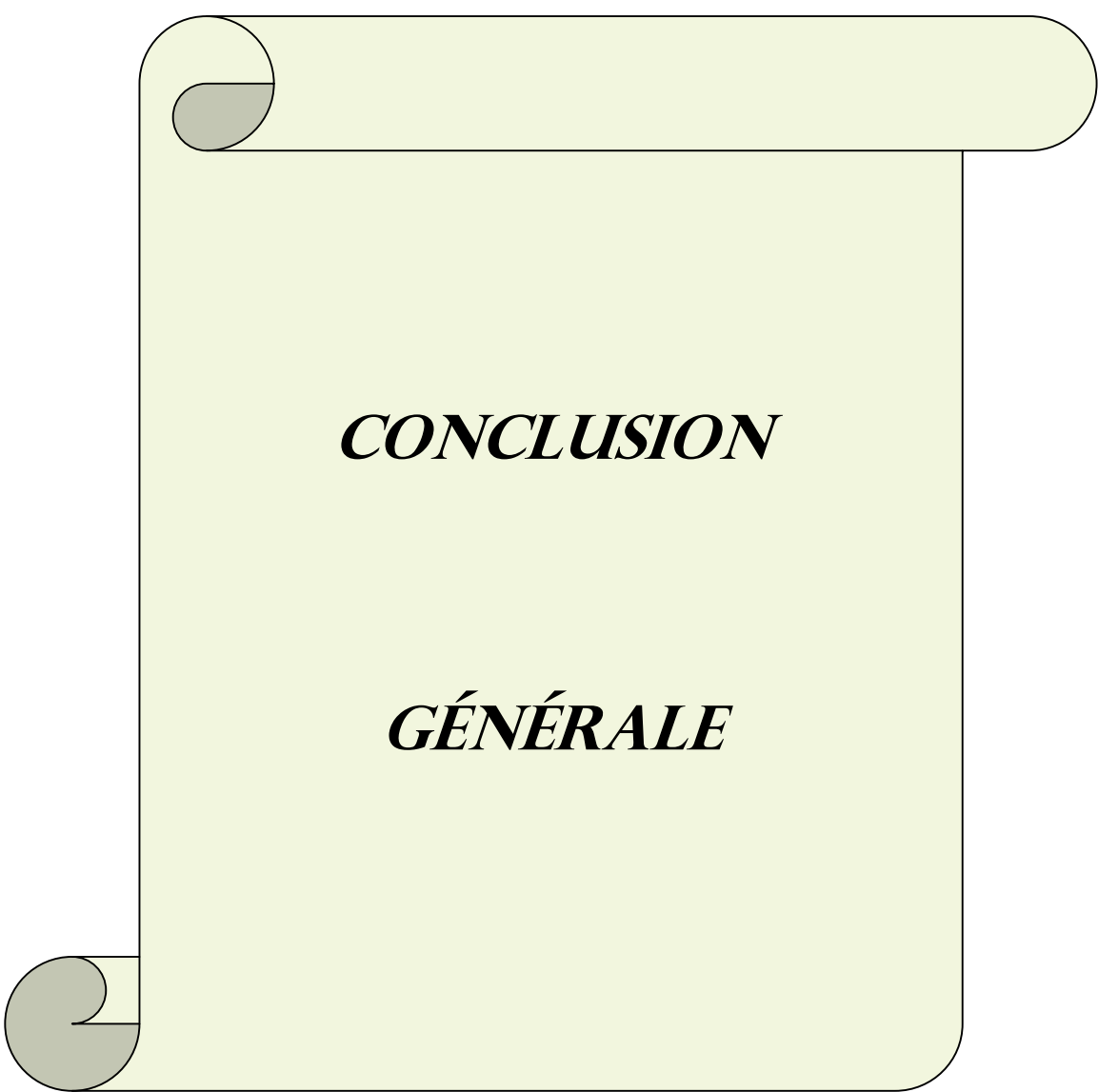


Figure IV-37 : modèle d'un moteur linéaire avec induit qui contient une couche ferromagnétique.



La figure ci-dessous représente la superposition des forces électromagnétiques pour les différentes valeurs de la perméabilité magnétique du matériau ferromagnétique.

Nous constatons que les allures de la force sont fortement dépendantes de la perméabilité magnétique.



CONCLUSION

GÉNÉRALE

Dans certain nombre d'application en cours de développement comme l'entraînement linéaire direct (la machine linéaire), le concepteur traite des points de performance de la machine, afin de préciser le comportement de la machine sous des conditions imposées.

C'est dans le cadre de l'étude de tels systèmes que s'inscrit ce travail pour lequel l'intérêt a été spécialement porté à examiner les différents paramètres électromagnétiques auxquels dépendent les performances de la machine. Autrement, le but est d'évaluer les grandeurs de sortie, notamment la force électromagnétique engendrée par le moteur, en utilisant la méthode des éléments finis au moyen d'un programme exécuté sous le logiciel FEMM.

C'est au terme de la nature du matériau constituant l'induit, le nombre d'encoches statoriques, le nombre de paires de pôles et la fréquence d'alimentation que nous avons volontairement limité les paramètres à traiter.

En examinant les différents résultats de calcul des forces que nous avons obtenus, par la méthode de Lorentz nous constatons qu'ils sont très significatifs.

L'étude nous a permis de montrer que le nombre d'encoches dans le stator et le nombre de paires de pôles, donc le choix de l'alimentation, ont une grande influence sur les grandeurs électromagnétiques telles que la force électromagnétique et de la distribution du champ d'induction magnétique du moteur, c'est pour cela qu'un bon choix de la fréquence et une bonne répartition des pôles sont nécessaires pour un très bon fonctionnement de telles machines.

BIBLIOGRAPHIE

Bibliographie

- [1] Y.Samira et C.Zina « Etude d'une machine linéaire à aimants permanents en utilisant la méthode des éléments finis ».Mémoire d'ingénieur,promotion 2008, Université MOULOUD MAMMMERI, Tizi-Ouzou.

- [2] B.Adi et O.Kana « Etude et realisation d'un circuit magnétique destiné à la propulsion électromagnétique ».Mémoire d'ingénieur,promotion 2008, Université MOULOUD MAMMMERI, Tizi-Ouzou.

- [3] Sofiane Taibi « Contribution à l'étude, la conception, le dimensionnement et l'optimisation de machines à reluctance variable de type vernier » thèse de doctorat, USTLille, Juillet 2002.

- [4] Lilia El Amraoui « conception Electromécanique d'une gamme d'actionneurs linéaires Tubulaires à reluctance variable ». Thèse de Doctorat, USTLille, décembre 2009

- [5] O. Barre « Contribution à l'étude des formulations de calcul de la force magnétique en magnétostatique, approche numérique et validation expérimentale », thèse de doctorat, USTLille, Décembre 2003.

- [6] M. Imache « cours de 5eme année ingénieur en electrotechnique Tec 427 » Université Mouloud Mammeri de Tizi-Ouzou, année 2009.

- [7] R. Lateb « Modélisation des machines asynchrones et synchrones à aimants avec prise en compte des harmoniques d'espace et de temps : applicaton à la propulsion marine par POD », Thèse Doctorat, INPLorraine, 2006.

- [8] O. Geoffroy « physique des materiaux magnétiques » .

- [9] C. Cyr « Modélisation et caractérisation des matériaux magnétiques composites doux utilisés dans les machines électriques » thèse de doctorat, Université Laval, Québec 2007.
- [10] D. Givord « Matériaux à propriétés spécifiques, les matériaux magnétiques »
- [11] Mr. Mohellebi « cours de 5ème année ingénieur de modélisation TEC 431 », Université Mouloud Mammeri de Tizi-Ouzou, année 2009.
- [12] P. Mayé « Aide mémoire Electrotechnique », Dunod, Paris 2006
- [13] S. Brisset « Démarches et Outils pour la Conception Optimale des Machines Electriques », université de Lille, décembre 2007.
- [14] J. Garrigues « La methode des elements finis », Janvier 2002.
- [15] K. Fekrache, H. Mebtouche « Modélisation par éléments finis d'une structure de machine linéaire à aimant permanent et simulation du mouvement par la technique du macroélément », mémoire d'ingénieur, Université de Mouloud Mammeri de Tizi-Ouzou, 2001
- [16] M. Lakhal « Modele à élément localisés et méthode des éléments finis en électromécanique », Thèse de Doctorat, Ecole Polytechnique Federale de Lausanne, 1985.
- [17] M. Belatel « Etude par CAO d'une machine synchrone à aimant permanent pour la production d'énergie éolienne », Revue des energies Renouvelables, vol.11 N° 2 (2008).
- [18] G. Remy « Commande optimisée d'un actionneur linéaire synchrone pour un axe de positionnement rapide », Thèse Doctorat, LEEP de Lille, décembre 2007.

- [19] B. V. Phuong « Diagnostic des machines électriques par analyse du champ magnétique de fuite, application à l'identification de défauts rotoriques d'un alternateur à vide », INP Grenoble.
- [20] H. Ben Ahmed, B. Multon, P. E. Cavarec « Journal des sciences et technologies des systèmes », Volume 4, 2005.
- [21] S. Balac « une méthode de calcul du champ magnétique pour l'optimisation de forme d'un dispositif électromagnétique », INSC de Lyon, 2006
- [22] M.Hacquet, « Contribution à l'instrumentation de démarche de conception des machines électrique » Rapport de synthèse.
- [23] J. Gomand « Modélisation, identification expérimentale et commande d'un moteur linéaire synchrone à aimants permanents », Mémoire de master recherche université de Lille 2005.
- [24] G.Golles « Le moteur linéaire, sans rival en vitesse et précision », Mesures, N°774 Avril 2005, P 57-59.
- [25] R.Bonnefille, M.KAN, « Application de la théorie du champ électronique aux machines linéaires à induction », Revue de physique appliqué, Tome 5 Octobre 1970, P 743.
- [26] I.Bâldea, S.A.Nasar, « The Induction Machine Handbook “, edition CRC Press, Florida 2002.
- [27] J.Lignon, G.Fuchs, « Nouveau cours d'électricité pratique », édition Delagrave.
- [28] Sadiku, Matthew N.O. « Numerical Techniques in electromagnetics”, 2nd edition, CRC Press, Florida 2001.
- [29] A.Genon, W.Legros “ Machines électriques”, édition Hermes, Paris 2000.