

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE

MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR

ET DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE

UNIVERSITE MOULOUD MAMMERI DE TIZI-OUZOU

FACULTE DE GENIE ELECTRIQUE ET D'INFORMATIQUE

DEPARTEMENT D'ELECTROTECHNIQUE



# MEMOIRE

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

*d'Ingénieur d'Etat en Electrotechnique*

*Option : Machines Electriques*

# THEME

**Etude et réalisation d'un circuit  
magnétique destiné à la propulsion  
électromagnétique**

Proposé par :

**Mr: H.MOHELLBI**

Dirigé par :

**Mr: S.H.OULD OUALI**

**Mme: Z.OUDNI (Electro-industries)**

Etudié par :

**Mr: B.ADI**

**Melle: O.KANA**

**Promotion  
2008**

## ***Remerciements***

*Nous tenons à représenter nos plus vifs remerciements à Mr H.MOHELLBI, Professeur à l'université Mouloud Mammeri de Tizi-Ouzou, pour nous avoir proposé ce sujet et les conseils qu'il nous à prodiguer tout le long de ce travail.*

*Nos remerciements vont également à notre promoteur Mr S.H.OULD-OUALI, enseignant à l'université de Mouloud Mammeri de Tizi-Ouzou, pour sa disponibilité lors de nos différentes sollicitations, ainsi, Mr F.HOCINI, enseignant à l'université Mouloud Mammeri de Tizi-Ouzou, de nous accompagné et éclairé par ses grandes connaissances.*

*Nos remerciements vont également à notre Co-promoteur Mme Z.OUDNI, Ainsi que l'ensemble du personnel de l'Electro-Industrie d'AZAZGA, en particulier Mr M.ALIOUAT, directeur de l'unité moteur et T.LACET.*

*Nous remerciements vont également aux enseignants qui ont contribué à notre formation, ainsi que les membres de jury qui nous feront l'honneur d'examiner notre travail.*

*Enfin nos remerciements les plus chaleureux vont également à nos chères familles pour leurs soutiens incessants.*

*A la mémoire de mes grands parents et mon oncle Ahmed*

*A mes chers parents*

*A mes chers frères Mohamed, Massinissa*

*A mes chères sœurs Malika, Sonia, Chabha, Thinhinane*

*A mes grands-mères*

*A mes oncles Brahim, Rachid et leurs petites familles*

*A mes tantes et leurs petites familles*

*A mon binôme et sa famille*

*A tous mes Amis(es) et tous ce qui sont chers*

*Je dédie ce modeste travail*

*Ouzna*

*A la mémoire des mes grands parents*

*A mes très chers parents, en témoignage d'affection et de reconnaissance pour leurs sacrifices, leurs encouragements et leurs soutiens*

*A mes très chers frères Ali, Belaid, Nacer et sa petite famille*

*A mes très chères sœurs Hasni, Lynda*

*A mes très chères sœurs Malika, Ouiza, Djouhra,*

*Yasmina et leurs petites familles*

*A tous ceux qui me sont chers de cœur et de Sang*

*A tous mes Amis (es).*

*Je dédie ce modeste travail*

*Boussad*

# *Sommaire*

Introduction générale.....	1
<b>CHAPITRE I : GENERALITES SUR LES MACHINES LINEIARES</b>	
I-1 Introduction.....	3
I- 2 Description d'une machine linéaire.....	3
I- 3- Différences essentielles entre les moteurs linéaires et les moteurs tournants.....	5
I-4-Effets spéciaux dans la machine linéaire.....	6
I-5-Classification des machines électriques linéaires.....	7
I-5-1-Moteurs linéaires à induction.....	7
I-5-2-Moteur linéaire synchrone.....	8
I-5-3-Moteur linéaire à courant continu .....	9
I-6-Fonctionnement du moteur linéaire à induction .....	10
I-7 Architecture des machines linéaires .....	11
I-8- Le schéma électrique équivalent d'une machine linéaire.....	12
I-9- Les avantages et les inconvénients des machines linéaires .....	13
I-10- Perspectives et applications.....	15
I-11-Conclusion .....	15
<b>CHAPITRE II : EQUATIONS DE MAXWELL ET GRANDEURS ELECTROMAGNETIQUES</b>	
II-1-Introduction .....	16
II-2- Définition des grandeurs fondamentales .....	16
II-2-1- Champ électrique .....	16
II-2-2- Champ magnétique .....	16
II-2-3- Densité de charge électrique.....	17

II-2-4- Densité de courant.....	17
II-3- Loi d'Ohm.....	17
II-4- Equations de Maxwell.....	18
II-4-1- Première équation.....	18
II-4-2- Deuxième équation de Maxwell.....	19
II-4-3- Troisième équation de Maxwell.....	20
II-4-4- Quatrième équation de Maxwell.....	20
II-4-5- Tableau récapitulatif des équations de Maxwell.....	21
II-5- Relations du milieu.....	22
II-6- Equation de continuité.....	23
II-7- Relation de passages.....	23
II-8- Hypothèses simplificatrices.....	24
II-9- Phénomènes électromagnétiques.....	25
II-9-1- Equation magnétostatique bidimensionnelle.....	25
II-9-1-1- Formulation en termes de potentiel vecteur magnétique $\vec{A}$ .....	25
II-9-2- Equation magnétodynamique bidimensionnelle.....	28
II-9-2-1- En terme de potentiel vecteur magnétique $\vec{A}$ .....	28
II-10- Conditions aux limites.....	31
II-11- Conclusion.....	32

## CHAPITRE III : PHYSIQUE DES MATERIAUX

III-1- Introduction.....	33
III-2- Magnétisme à l'échelle atomique.....	33
III-3- Origine du magnétisme.....	33
III-4- Moment magnétique atomique.....	34

III-5-L'atome de Bohr.....	35
III-6-Aimantation et polarisation magnétique .....	37
III-6-1-Aimantation.....	37
III-6-2-Polarisation magnétique.....	37
III-7-Susceptibilité et perméabilité magnétique.....	38
III-7-1-Susceptibilité magnétique.....	38
III-7-2-Perméabilité magnétique.....	38
III-8-Classification des matériaux d'un point de vue magnétique.....	39
III-8-1-Matériaux diamagnétiques.....	39
III-8-2-Matériaux paramagnétiques.....	39
III-8-3- Matériaux ferromagnétiques .....	40
III-9-Le ferromagnétisme et les matériaux ferromagnétiques.....	40
III-9-1-Le domaine magnétique.....	41
III-10-Bilan énergétique d'un cristal ferromagnétique.....	41
III-10-1-Energie d'échange.....	41
III-10-2-Energie magnétostatique.....	42
III-10-3-Energie d'anisotropie.....	42
III-10-4-L'énergie magnétostrictive.....	42
III-10-5-Expression phénoménologie de l'énergie d'anisotropie.....	42
III-11-Hystérésis .....	43
III-12-Classification des matériaux ferromagnétiques.....	43
III-12-1-Matériaux ferromagnétiques durs.....	43
III-12-2 Matériaux ferromagnétiques doux.....	43
III-13-Les alliages magnétiques.....	44
III-13-1-Les alliages Fe-Ni.....	44
III-13-2-Les alliages Fe-Co.....	44
III-13-3- les alliages Fe-Si .....	44
III-13-3-1- Forme d'utilisation.....	44

III-14-Pertes magnétiques.....	45
III-15-Conclusion.....	45

## **CHAPITRE IV : APLICATION ET RESULTATS**

IV-1-Introduction.....	46
IV-2-La géométrie et dimensions principales du dispositif à réalisé.....	46
IV-3-Schémas de l'enroulement.....	47
IV-4-Les principales matières utilisées.....	48
IV-5-Le processus de fabrication.....	48
IV-5-1-Réalisation du paquet statorique.....	48
IV-5-2-Fabrication des pièces moulées.....	49
IV-5-3-Bobinage.....	49
IV-5-4-Contrôles.....	49
IV-5-5-Les autres opérations.....	49
IV-6-Les différents essais effectués .....	50
IV-7-Applications .....	52
IV-7-1-Première application .....	52
IV-7-2-Deuxième application .....	58
IV-7-3- Troisième application .....	66
IV-8- Interprétation des courbes.....	71
IV-9-Conclusion.. .....	71
Conclusion générale.....	72

Le magnétisme est l'une des plus anciennes disciplines de la physique qui a préoccupé les hommes. Les témoignages historiques citent le philosophe Grec Thales de Milet (6<sup>ème</sup> siècle av.J.C) qui fit la première description des effets magnétiques, vers 550 avant notre ère. Depuis l'antiquité, le magnétisme a fait l'objet de développements expérimentaux et théoriques considérables, en même temps que ses applications envahissent notre vie courante : aimants, transformateurs, moteurs, alternateurs, sont des exemples traditionnels auxquels se rajoute l'enregistrement magnétique qui constitue la base de tous le périphérique informatique et bureautique [1]

A cet effet le besoin d'un confort toujours croissant et la nécessité d'une plus grande sécurité conjuguée à un impératif économique à long terme (fiabilité et durée de vie plus grande), et engendre le développement d'entraînement électromécanique dans presque tous les domaines.

La conception des dispositifs électromagnétiques, tels que les machines électriques, les appareils de coupure, les appareillages à haute tension. Les machines linéaires nécessitent la modélisation des différents phénomènes physiques, de tels systèmes font l'interaction entre deux domaines : l'électromagnétisme et la mécanique par l'intermédiaire des forces qui créent la partie mécanique.

Cette interaction fait que, dans ce genre de système les phénomènes électromagnétiques et mécaniques ne peuvent être étudiés indépendamment. Ainsi, la modélisation de ces phénomènes couplés nécessite une solution simultanée des équations de la mécanique en tenant compte du mouvement, alors, les développements sans cesse réalisés dans la conception des dispositifs électromagnétiques en générale et ceux comportant des parties en mouvement avec un aimant permanent en particulier ont été rendus possibles grâce à l'introduction des nouvelles techniques d'analyse et de conception basées sur l'outil numérique et informatique conduisant à des réalisations de plus en plus performantes, ce qui ouvre la voie à des exploits considérables dans le domaine de la propulsion électromagnétique.

Parmi les principaux efforts accomplis dans le domaine de la modélisation numérique des phénomènes électromagnétiques-mécaniques ou la prise en compte des mouvements qui

sont effectués soit par la technique de remaillage, soit par le technique macroélément, soit par la méthode de la surface de glissement [2].

Cette présente étude s'articule autour de quatre chapitres décrits ci-dessous :

Le premier chapitre est consacré à la présentation des généralités sur les machines linéaires, ou nous allons évoquer les différents types de machines linéaires.

Le second chapitre présente les équations de Maxwell, et les lois fondamentales de l'électromagnétisme qui permettent la formulation des équations électromagnétiques de tout système physique.

Le troisième chapitre est consacré à un rappel physique sur les grandeurs magnétiques, leur naissance et les relations qui les lient. Nous nous sommes également intéressés aux principaux groupes de matériaux magnétiques qui sont les diamagnétiques, les paramagnétiques et les ferromagnétiques. Un aperçu sur les pertes dans les matériaux magnétiques est également abordé.

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

Enfin, nous terminerons notre travail par une conclusion générale.

## I-1 Introduction

Les machines électromagnétiques linéaires, sont très demandées dans tous les secteurs de l'industrie et de plus en plus employées dans des applications allant du transport, fabrication et l'automatisation aux traitements des matières, soins médicaux et systèmes de générations. L'entraînement électromagnétique direct ou linéaire représente la simplification ultime des systèmes de conversions électromécaniques d'énergie, puisqu'il permet de supprimer les organes de transmission mécanique qui assure une performance dynamique supérieure et une fiabilité améliorée [2].

## I-2 Description d'une machine linéaire

On peut obtenir un moteur linéaire en effectuant un déploiement géométrique d'un moteur cylindrique sur un plan transversal. Nous distinguons alors deux catégories de structure :

- Les machines linéaires à stator long, qui nécessitent une quantité importante de cuivre.

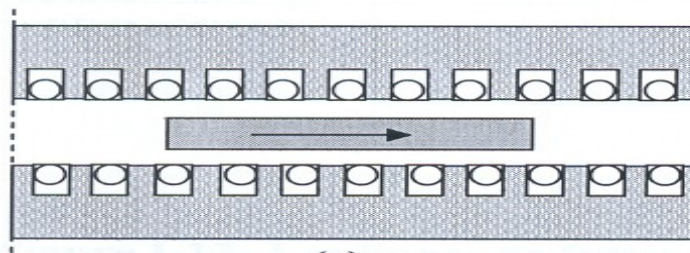


Figure I-1 : Les machines linéaires à stator long

- Les machines linéaires à stator court, qui sont dotées d'un système de rails en matériau ferromagnétique et d'un dispositif de contacts glissants pour l'alimentation de l'enroulement.

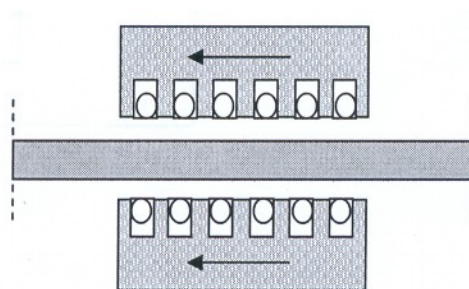


Figure I-2 : Les machines linéaires à stator court

Comme dans le cas de la machine cylindrique, le stator de la machine linéaire comporte un enroulement polyphasé (en générale triphasé), et l'induit est constitué d'une série d'aimants supraconducteurs ou d'aimants permanents. On compte également parmi ces machines, les structures usuelles dites planes et les structures tubulaires, indiquées sur les figures (I-3) et (I-4) [1].



Figure I-3 : Structure tubulaire d'une machine linéaire.

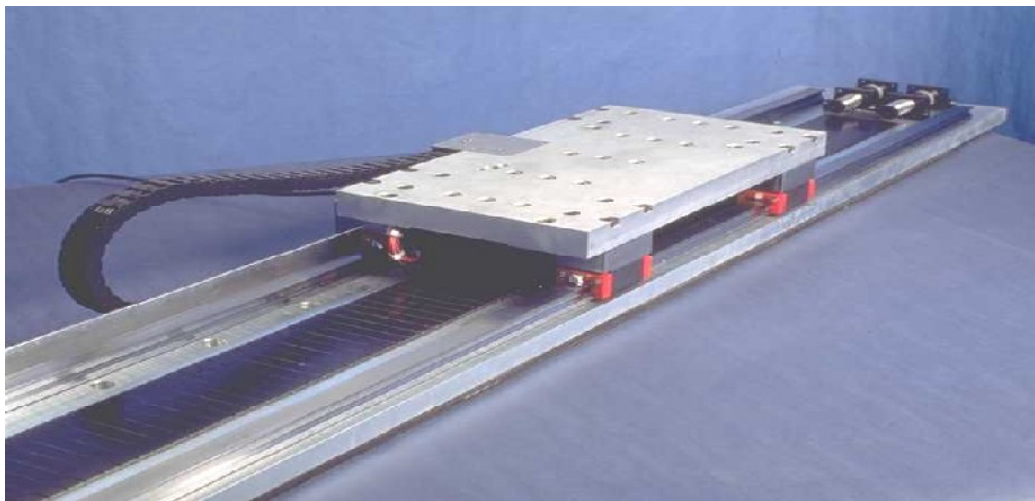


Figure I-4 : Structure plane d'une machine linéaire.

**I-3- Différences essentielles entre les moteurs linéaires et les moteurs tournants**

La théorie de la machine rotative s'établit à partir de l'électrodynamique des circuits linéaires, où les courants sont rigidement liés au système de conducteurs qui les véhiculent dans des directions déterminées, on suppose généralement que ces conducteurs sont filamenteux, c'est-à-dire de section nulle.

Le caractère spécifique du moteur linéaire exige des méthodes très puissantes d'analyse pour déterminer la distribution des champs et des courants qui y sont mis en jeu.

En effet, le moteur linéaire diffère du moteur rotatif par les points fondamentaux suivants :

L'inducteur est ouvert aux deux extrémités, ce qui donne en outre la possibilité d'y ménager soit un nombre pair, soit un nombre impair de pôles.

L'entrefer est large et occupe, dans sa majeure partie, l'induit. Celui-ci est constitué non pas des conducteurs isolés, mais par une masse conductrice.

Toutes ces particularités se répercutent sur son fonctionnement en produisant des effets spéciaux, généralement parasites, et qui apparaissent peu dans les machines rotatives.

Pour faciliter la fermeture du flux dans le circuit magnétique et pour augmenter l'induction dans l'entrefer, il est intéressant de disposer de deux stators se faisant face.

D'une part, le champ tournant des machines rotatives ne correspond qu'en première approximation au champ glissant des machines linéaires, perturbé par les formes particulières des circuits magnétiques et électriques, auxquelles correspondent des effets d'extrémités.

D'autre part, la composante principale du champ inducteur ne traverse pas obligatoirement l'entrefer dans la direction normale [1].

**I-4-Effets spéciaux dans la machine linéaire**

Le fait que le moteur linéaire possède un inducteur ouvert aux extrémités et un entrefer est assez large perturbent le champ résultant, on parle alors d'effets des extrémités. Les dimensions finies de l'inducteur, provoquent des champs de fuites (figure I-5).

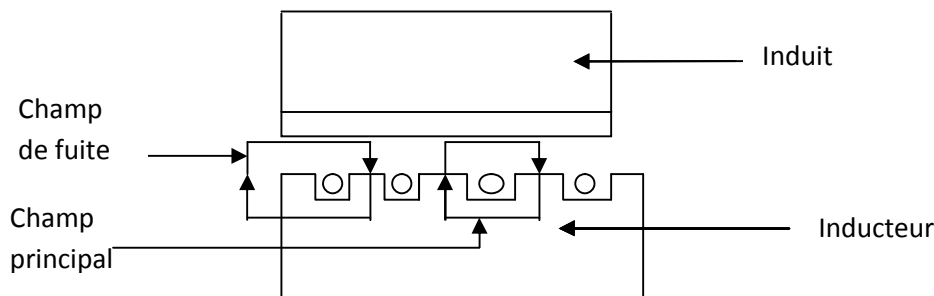


Figure I-5 : Les lignes de fuites dans une machine linéaire.

Du fait que la machine est ouverte à ses extrémités on peut y aménager un nombre pair ou impair de pôles.

En outre la possibilité de transmettre directement un mouvement linéaire, ce type de moteur présente une faible réactance de magnétisation, une faible inertie mécanique et de bonnes performances thermiques [2].

### I-5-Classification des machines électriques linéaires

Sur la base des principes d'opération, il existe trois principaux types de machines linéaires :

#### I-5-1-Moteurs linéaires à induction

Le principe d'opération d'un moteur linéaire à induction est identique à celui de son équivalent rotatif, l'enroulement polyphasé du primaire produit un champ glissant.

Aux deux extrémités du moteur linéaire à induction, se produit un effet d'extrémité dû aux courants supplémentaires qui sont induits dans le secondaire à cause de la variation rapide des champs magnétiques du primaire dans ces zones. Leurs conséquences sont :

Force de tirée longitudinale supplémentaire.

Pertes Joule supplémentaires.

Distorsion de la distribution longitudinale de la densité de flux.

Réduction du facteur de puissance ainsi que le rendement.

Les moteurs linéaires à induction de structures planes et tubulaires appartiennent à la classe des moteurs dans lesquels le flux magnétique reste dans le plan du mouvement [2].

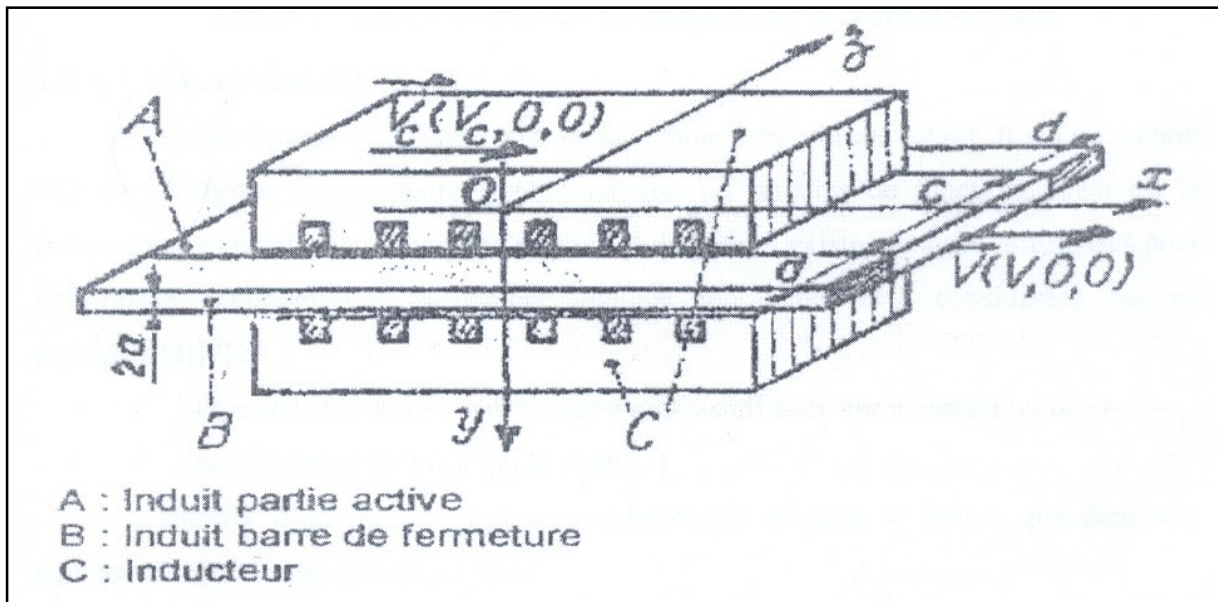


Figure I-6 : Moteur linéaire à induction

### I-5-2-Moteur linéaire synchrone

Chaque moteur synchrone rotatif a son équivalent linéaire. Ainsi, il y'a des moteurs linéaires synchrones hétéro polaires et homo polaires.

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 considérés 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.

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, pour pouvoir concentrer le flux dans l'entrefer [1] [3].

Les moteurs linéaires hétéros polaires et homos polaires sont utilisés pour les applications à court mouvement 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 [1].

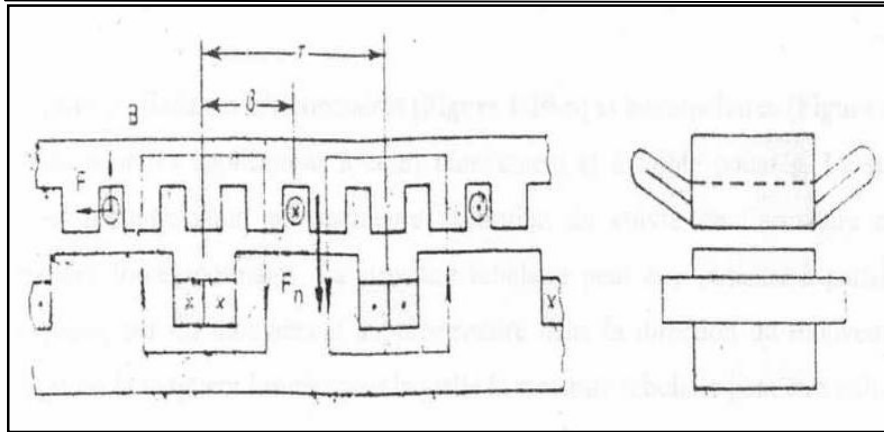


Figure I-7 : Moteur linéaire synchrone

### I-5-3-Moteur linéaire à courant continu

Les moteurs linéaires à courant continu hétéro-polaire plane avec commutation électrique, sont les plus proposés pour les longues excursions à fortes puissances, typiquement nécessaires pour le transport, c'est encore une fois une structure à guide actif [4].

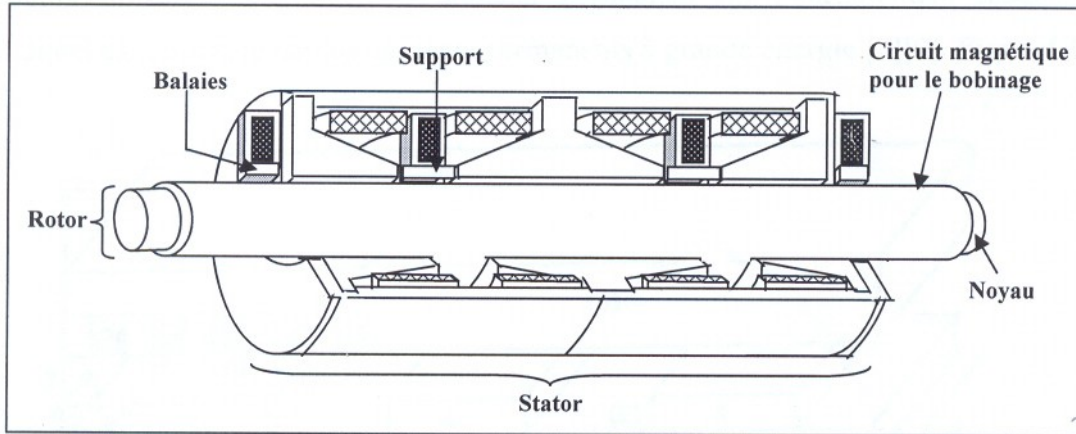


Figure I-8 : Moteurs linéaires à commutateurs à courant continu

### I-6-Fonctionnement du moteur linéaire à induction

Dans les enroulements logés dans les encoches des inducteurs, alimentés par une source triphasée de pulsation  $\omega$ , circulent des courants dont la direction est celle de l'axe OZ, et créent un champ magnétique principal de direction OY.

Comme les enroulements sont uniformément répartis, alors le champ magnétique principal et la force magnétomotrice se propagent suivant l'axe OX, sous la forme d'une onde glissante à la vitesse linéaire :

$$V_c = \omega K$$

Avec :

K : Le nombre d'onde.

Le flux magnétique traversant l'entrefer, induit des courants dans le rotor et par conséquent un flux magnétique qui glisse par rapport à l'inducteur et à l'induit, mais reste immobile par rapport au flux principal. La réaction (interaction) de ces deux flux crée une poussée linéaire motrice lorsque la vitesse  $V$  de l'induit est inférieure à celle du champ  $V_c$  [1] [2].

### I-7 Architecture des machines linéaires

Pour les actionneurs à déplacement longitudinal, nous rencontrons fréquemment trois topologies :

L'induit est mobile et l'inducteur reste fixe comme l'indique la figure (I-9). L'inducteur est solidaire du rail donc fixe également. L'induit est en mouvement et supporte l'alimentation qui est embarquée ou relié à celle-ci par un câble souple ce qui limite la course de son déplacement.

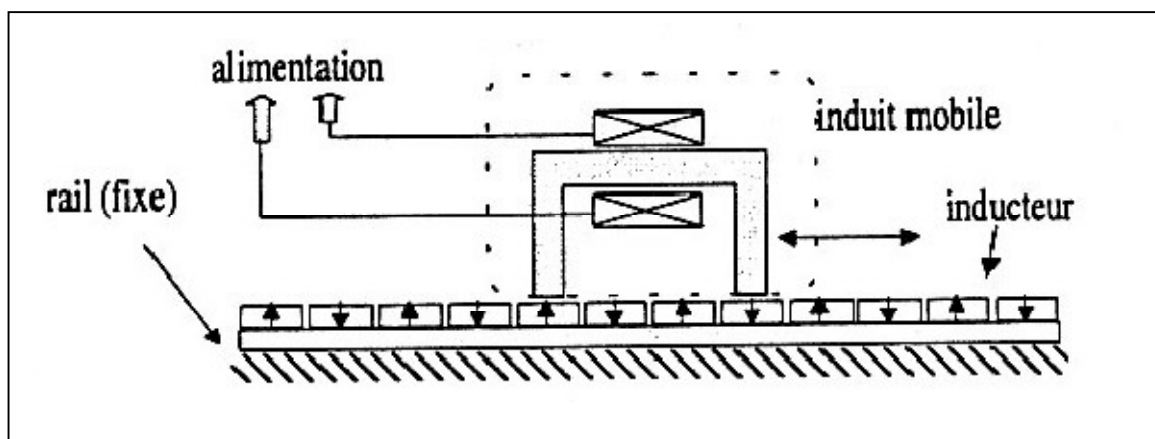


Figure I-9 : machines linéaires à induit mobile et inducteur fixe

L'induit est fixe et l'inducteur, solidaire du rail, est mobile comme mentionné sur la figure (I-10).

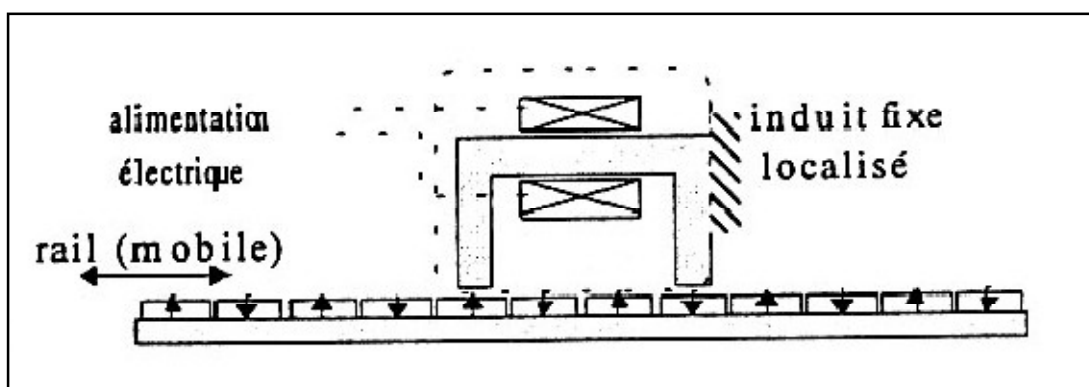


Figure I-10: machines linéaires à induit fixe et inducteur mobile

Inducteur mobile et induit fixe (tel que celui-ci est distribué sur la longueur d'un rail) comme le croquis suivant (Figure I-11) l'indique.

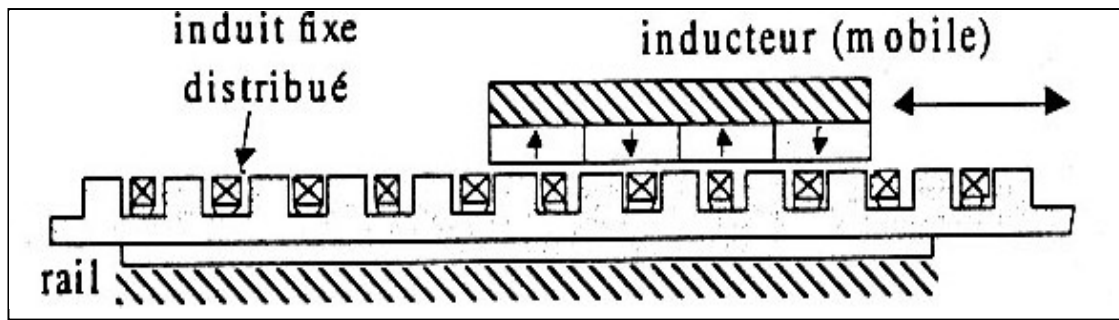


Figure I-11: machines linéaires à induit fixe distribué et inducteur mobile

### I-8- Le schéma électrique équivalent d'une machine linéaire

Dans le moteur linéaire, en négligeant l'effet d'extrémité, le champ d'induction résultant serait sensiblement équivalent au champ tournant des machines rotatives et aurait comme expression :

$$B = B_{ma} e^{j(\omega t - kx)}$$

Il est possible de tenir compte des effets spéciaux sur le schéma équivalent monophasé du moteur linéaire, qui est représenté sur la figure (I-12).

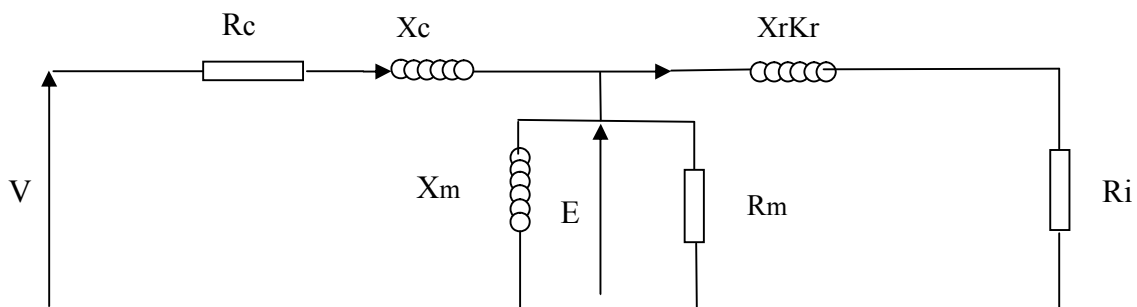


Figure I-12 : Schéma équivalent relatif à une phase d'une machine linéaire

$R_c$  et  $X_c$  : Représentent la résistance et la réactance de fuites des enroulements inducteurs.

$R_i$  et  $X_i$  : Représentent la résistance et la réactance de fuite de l'induit.

$X_m$  : La réactance de couplage magnétique entre l'inducteur et l'induit.

$R_{mp}$  : La résistance représentant les pertes électromagnétique.

$K_r$  : Coefficient multiplicateur de  $X_i$  introduit par sa partie imaginaire, l'augmentation des fuites magnétiques.

Les propriétés du moteur linéaire sont identiques à celles du moteur asynchrone. Par conséquent, les expressions pour le glissement, la force de traction, la puissance et sont similaires [2].

### **I-9- Les avantages et les inconvénients des machines linéaires**

#### **a- Les avantages [1] [5]**

Les avantages essentiels des moteurs linéaires sont leurs faibles réactances de magnétisation, leur faible inertie mécanique et leur excellente capacité thermique.

C'est dans les domaines de transport, fabrication et l'automatisation aux traitements des matières, soins médicaux... etc. Où de telles propriétés sont particulièrement appréciées.

Ces moteurs doivent trouver d'intéressantes applications, d'autant plus qu'ils peuvent se substituer à des dispositifs électromécaniques complexes. C'est dans les installations de traction électrique, les organes d'asservissement et les chaînes de montage que l'avenir du moteur linéaire paraît le plus prometteur.

Pour bien se faire une idée de l'intérêt d'un moteur linéaire, comparons-le à un système moteur rotatif (souvent brushless) associé pour des raisons de précision à une vis à bille.

La vitesse maximale d'une vis à bille se situe aux environs de 1,5 m/s, alors que la vitesse standard d'un moteur linéaire est de 5 m/s.

Le système rotatif cumule les différents moments d'inertie (axe moteur, couplage, vis...) et la force n'est pas directement appliquée à la charge. L'accélération est limitée par les inerties, alors que pour le moteur linéaire, la force est directement appliquée à la charge et l'accélération peut être beaucoup plus importante.

Dans un entraînement classique, le codeur se situe dans le moteur, il tient compte d'une position angulaire, mais il ne peut pas déterminer la position exacte de la charge à cause des jeux des différents éléments d'entraînement. De plus, ces jeux ne se cumulent pas de la même façon dans les deux sens, varient suivant la température (dilatation) et évoluent dans le temps (rodage). Le moteur linéaire dispose d'une tête de lecture optique ou magnétique du codeur linéaire (appelé aussi règle) sur le chariot de la bobine. La précision de lecture de la position réelle est inférieure au micromètre.

Les longues vis à bille nécessitent une mécanique parfaite. Les mécanismes vibratoires sont difficiles à gérer. Le diamètre doit être augmenté pour éviter ces vibrations.

Alors l'inertie augmente fortement (elle est proportionnelle au carré du rayon) et donc le

couple et la puissance du moteur doivent être augmentés. Pour le moteur linéaire, la force n'a pas à être réévaluée, il suffit d'ajouter des modules de chemin linéaire (des contraintes de planéité de la surface sont tout de même à respecter).

La vis à bille, plus bruyante, en contact mécanique constant, requiert une maintenance périodique. De plus, en moyenne, la durée de vie d'une vis à bille est de 1/10ème de la durée de vie d'un moteur linéaire. Le moteur linéaire nécessite peu de maintenance, mais il faut tout de même s'assurer de la qualité des câbles utilisés, car ces derniers sont en constant mouvement pour alimenter la bobine.

La vis à bille a besoin de graisse et de lubrifiants qui sont proscrits dans certains processus, comme en salle blanche par exemple. Pour les applications nécessitant une extrême propreté, le moteur linéaire, plus propre, utilise des systèmes de refroidissement des guidages air filtré. A l'inverse, des environnements trop pollués obligeront à une mise sous carter du moteur linéaire

### **b- Les inconvénients**

Tout d'abord la géométrie très particulière du moteur linéaire imposant une poussée spécifique inférieure à celle des machines tournantes, se traduira par des conditions de fonctionnement différentes, correspondant à un rendement théoriquement plus faible [1].

D'autre part, l'entrefer, obligatoirement important du moteur linéaire à induction exige, pour obtenir une poussée convenable, la conception d'enroulement admettant de grandes densités de courants, la surface des inducteurs conduit alors à prévoir des encoches profondes contenant d'importantes masses de cuivre ; il en résultera des difficultés technologiques liées à la confection des bobines et leur refroidissement. Enfin, le circuit des inducteurs devra être complété par un certain nombre d'écrans magnétiques, conjugués aux configurations spéciales des enroulements, assureront à la machine des performances énergétiques comparables à celles des moteurs tournants [3].

**I-10- perspectives et applications**

L'emploi de ces machines est très vaste et ne cesse de s'étendre aux secteurs les plus variés. L'évolution de l'électronique de commande et des performances des matériaux aimantables accroîtront sans doute d'avantage l'intérêt de celles-ci et pourront en faire un élément important des techniques de l'heure [5]. D'une manière générale leurs champs d'applications potentiels sont les domaines suivants :

- Remplacer les vérins hydrauliques par des moteurs linéaires. [2]
- Les grands huit dans les parcs d'attractions [2].
- L'utilisation sur les portes avions américain des moteurs à très grande poussée afin de propulser les avions au décollage [2].
- Les portes coulissantes et les rideaux de scène théâtrale [2].
- Elles rendent quotidiennement service dans les processus industriels les plus variés et assurent des fonctions de positionnement, dans l'avance de bandes perforées, en commande de machines-outils et en déplacement de diaphragmes dans les équipements médicaux et optiques [5].
- Péri-informatique et audio-visuel, comme dans le cas d'un disque dur, pour des raisons d'encombrement, le moteur d'entraînement est intégré à l'intérieur de l'empilement de disque, ce sont exclusivement des moteurs à aimant auto pilotés par capteurs à effet Hall ou indirecte [2].
- Les moteurs ascenseurs qui sont situés dans une cabine en haut de la cage et l'ascenseur est tiré par un système de câbles [2].
- Le domaine de transport est le plus développé, en particulier la propulsion d'un train de 17 tonnes par un moteur linéaire à induction [2].
- L'application de ces machines dans le spatial est en plein développement, là les facteurs poids et rendement sont des éléments critiques [5].

**I-11-Conclusion**

En tenant compte des simplicités et les facilités mécaniques, que peut apporter la machine linéaire et le développement en parallèle de l'électronique de puissance et de la technologie des aimants, la machine linéaire verra son champ d'application s'accroître, en prenant en considération les performances des matériaux nouveaux, le choix des structures et des techniques d'alimentation [5].

## II-1-Introduction

Le but de l'électromagnétisme est d'établir les lois qui régissent les phénomènes électriques et magnétiques, au sens le plus large de ces termes. Il doit rendre compte de toutes les applications de l'électromagnétisme. De plus la matière étant composée, à l'échelle atomique, de particules chargées soit positivement, soit négativement, il est possible de dire que l'électromagnétisme est présent à cette échelle. L'électromagnétisme constitue donc une des branches les plus importantes de la physique [6].

C'est en 1873 que le physicien Ecossais JAMES CLERK MAXWELL traduit ces deux phénomènes (électriques-magnétiques) par des équations reliant l'électricité au magnétisme dites équations de Maxwell. Elles deviennent par la suite les équations fondamentales de l'électromagnétisme applicables à tout problème électromagnétique [10].

## II-2- Définition des grandeurs fondamentales

### II-2-1- Champ électrique

On dit qu'un champ électrique  $\vec{E}$  existe en un point donné de l'espace, si une force  $\vec{F}$  d'origine électrostatique s'exerce sur une charge ponctuelle  $q$  placée en ce point, appelée par définition  $\vec{F}$ . La relation entre ces trois grandeurs est donnée par l'équation suivante [7].

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

avec :

$\vec{F}$  : Force en Newtons (N).

$q$  : Charge en Colomb (C).

$\vec{E}$  : Champ électrique en (N/C).

### II-2-2- Champ magnétique

C'est la région de l'espace qui entoure un aimant, ou un circuit électrique et qui a la propriété d'orienter dans une direction de l'espace, tous les aimants qui s'y trouvent.

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.

$$\vec{F} = q\vec{V} \wedge \vec{B} \quad (\text{II-2})$$

$\vec{B}$  : Induction magnétique (Tesla) [B]=T (Tesla)

### II-2-3- Densité de charge électrique

L'étude des phénomènes électriques ne considère pas seulement des charges ponctuelles, mais également des distributions continues de charges qui sont définies par les trois types de densités suivantes :

$\delta_v$ : Densité volumique de charge (C/m<sup>3</sup>)

$\delta_s$ : Densité surfacique de charge (C/m<sup>2</sup>)

$\delta_l$ : Densité linéaire de charge (C/m)

### II-2-4- Densité de courant

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 [7].

La densité de ce courant est donnée par :

$$J = \sum_i \delta_i V_i \quad (\text{A/m}^2). \quad (\text{II-3})$$

$\delta_i$ : Densité volumique (C/m<sup>3</sup>)

$V_i$  : vitesse de déplacement des charges électrique (m/s)

### II-3- Loi d'Ohm

Elle exprime la relation liant la densité du courant  $\vec{J}$  au champ électrique  $\vec{E}$  à travers la conductivité  $\sigma$ , elle est donnée par :

$$\vec{j} = \sigma \vec{E} \quad (\text{II-4})$$

Dans le cas d'un milieu en mouvement, celle-ci s'écrit :

$$\vec{J} = \sigma(\vec{E} + \vec{V} \wedge \vec{B}) \quad (\text{II-5})$$

avec :

$$\vec{E}' = \vec{V} \wedge \vec{B} \quad (\text{II-6})$$

$\vec{E}'$  : Champ électromoteur

$\vec{V}$  : Vitesse de déplacement du milieu conducteur

## II-4-Equations de Maxwell

Ce sont les équations fondamentales de l'électromagnétisme. Elles sont locales reliant d'une part le champ électrique  $\vec{E}$  et l'induction magnétique  $\vec{B}$ , d'autre part le champ magnétique  $\vec{H}$  et l'induction électrique  $\vec{D}$  à leurs sources densité de charge  $\rho$ , densité de courant de conduction  $J$ .

### II-4-1- Première équation

Cette équation est une forme différentielle du théorème de Gauss, qui décrit la relation qui existe entre le flux du champ électrique à travers une surface fermée et la charge totale contenue à l'intérieur de cette surface [9].

D'après le théorème de Gauss :

$$\oiint_s E \cdot ds = \sum_{i=1}^n \frac{Q_i}{\epsilon_0} \quad (\text{II-7})$$

$$\oiint_s D \cdot ds = \sum_{i=1}^n Q_i \quad (\text{II-8})$$

D'autre part on a :

$$\sum_{i=1}^n Q_i = \iiint_v \rho \cdot dv \quad (\text{II-9})$$

Donc :

$$\oiint_s D \cdot ds = \iiint_v \rho \cdot dv \quad (\text{II-10})$$

avec :

$\vec{D}$  : Vecteur déplacement électrique (C/m<sup>2</sup>).

$\sum_{i=1}^n Q_i$  : La charge totale contenue dans le volume.

$dv$ : Elément du volume ( $m^3$ ).

$\rho$  : La densité de charge volumique ( $C/m^3$ ).

$ds$ : Elément de surface ( $m^2$ ).

En appliquant le théorème d'Ostrogradski à l'intégrale de gauche on aura :

$$\iiint_v \vec{\nabla} \cdot \vec{D} \cdot dv = \iiint_v \rho \cdot dv \quad (\text{II-11})$$

d'où l'expression de la première équation de Maxwell :

$$\vec{\nabla} \cdot \vec{D} = \rho \quad (\text{II-12})$$

#### II-4-2- Deuxième équation de Maxwell

C'est la forme différentielle de la loi d'induction, elle stipule que la variation du champ magnétique produit un champ électrique [8].

$$e = -\frac{d\Phi}{dt} = \oint \vec{E} \cdot d\vec{l} \quad (\text{II-13})$$

sachant que :

$$\Phi = \iint_s \vec{B} \cdot d\vec{s} \quad (\text{II-14})$$

donc:

$$e = -\frac{d}{dt} \left( \iint_s \vec{B} \cdot d\vec{s} \right) = \iint_s -\frac{d\vec{B}}{dt} \cdot d\vec{s} = \oint \vec{E} \cdot d\vec{l} \quad (\text{II-15})$$

d'après le théorème de Stokes ; on aura :

$$\oint \vec{E} \cdot d\vec{l} = \iint_s (\vec{\nabla} \wedge \vec{E}) \cdot d\vec{s} \quad (\text{II-16})$$

d'où la deuxième équation de Maxwell est de la forme :

$$\vec{\nabla} \wedge \vec{E} = -\frac{\partial \vec{B}}{\partial t} \quad (\text{II-17})$$

### II-4-3- Troisième équation de Maxwell

Cette équation traduit le principe de conservation flux magnétique [9].

D'après la deuxième équation de Maxwell :

$$\vec{\nabla} \wedge \vec{E} = -\frac{\partial \vec{B}}{\partial t}$$

En appliquant la divergence aux deux membres de cette équation ; on aura :

$$\vec{\nabla} \cdot (\vec{\nabla} \wedge \vec{E}) = \vec{\nabla} \cdot \left(-\frac{\partial \vec{B}}{\partial t}\right) \quad (\text{II-18})$$

on sait que :

$$\vec{\nabla} \cdot (\vec{\nabla} \wedge \vec{E}) = 0 \quad (\text{II-19})$$

$$\vec{\nabla} \cdot \left(-\frac{\partial \vec{B}}{\partial t}\right) = 0 \quad (\text{II-20})$$

$$\Rightarrow \frac{\partial}{\partial t} (\vec{\nabla} \cdot \vec{B}) = 0 \quad (\text{II-21})$$

Ce qui donne la troisième équation de Maxwell sous forme :

$$\vec{\nabla} \cdot \vec{B} = 0 \quad (\text{II-22})$$

### II-4-4- Quatrième équation de Maxwell

C'est la généralisation de la loi d'Ampère pour les champs dynamiques.

D'après le théorème d'Ampère on a :

$$\oint \vec{H} \cdot d\vec{l} = \sum I \quad (\text{II-23})$$

avec :

$I$  : L'intensité des courants de conduction enlacés par le contour.

La relation entre l'intensité de courant est la densité de courant est donnée par :

$$\sum I = \iint_s \vec{J} \cdot d\vec{s} \quad (\text{II-24})$$

En appliquant le théorème de Stokes à l'intégrale de gauche de l'équation (I-23) on obtient :

$$\oint_c \vec{H} \cdot d\vec{l} = \iint_s (\vec{\nabla} \wedge \vec{H}) \cdot d\vec{s} \quad (\text{II-25})$$

$$\Rightarrow \iint_s \vec{J} \cdot d\vec{s} = \iint_s (\vec{\nabla} \wedge \vec{H}) \cdot d\vec{s} \quad (\text{II-26})$$

$$\text{d'où :} \quad \vec{\nabla} \wedge \vec{H} = \vec{J} \quad (\text{II-27})$$

avec :

$$\vec{J} = \vec{J}_c + \vec{J}_d \quad (\text{II-28})$$

$$\vec{J}_d = \frac{\partial \vec{D}}{\partial t} \quad (\text{II-29})$$

donc la quatrième équation de Maxwell est donnée par :

$$\vec{\nabla} \wedge \vec{H} = \vec{J}_c + \frac{\partial \vec{D}}{\partial t} \quad (\text{II-30})$$

avec :

$\vec{J}_c$  : Densité du courant de conduction (A/m<sup>2</sup>).

$\vec{J}_d$  : Densité du courant de déplacement (A/m<sup>2</sup>).

**II-4-5- Tableau récapitulatif des équations de Maxwell**

Equations	Forme locale	Forme intégrale
Première équation	$\vec{\nabla} \cdot \vec{D} = \rho$	$\oiint_s \vec{D} \cdot d\vec{s} = \iiint_v \rho \cdot d\vec{v}$
Deuxième équation	$\vec{\nabla} \wedge \vec{E} = -\frac{\partial \vec{B}}{\partial t}$	$\oint \vec{E} d\vec{l} = -\frac{\partial}{\partial t} \iint_s \vec{B} \cdot d\vec{s}$
Troisième équation	$\vec{\nabla} \cdot \vec{B} = 0$	$\oint \vec{B} \cdot d\vec{s} = 0$
Quatrième équation	$\vec{\nabla} \wedge \vec{H} = \vec{J}_c + \frac{\partial \vec{D}}{\partial t}$	$\oint_c \vec{H} \cdot d\vec{l} = \iint_s (\vec{J}_c + \frac{\partial \vec{D}}{\partial t}) \cdot d\vec{s}$

**II-5- Relations du milieu**

La relation du milieu exprime le lien qui existe entre le champ magnétique  $\vec{H}$  et l'induction magnétique  $\vec{B}$ , à travers la perméabilité magnétique  $\mu$  ainsi que celui existant entre l'induction électrique  $\vec{D}$  (vecteur déplacement) et le champ électrique  $\vec{E}$ , à travers la permittivité électrique  $\epsilon$  [11] [12].

Ces relations sont exprimées dans le cas linéaire par :

➤ Cas d'un milieu magnétique

$$\vec{B} = \mu \vec{H} \quad (\text{II-31})$$

avec :  $\mu = \mu_0 \mu_r$

$\mu$ : Perméabilité magnétique absolue (H/m).

$\mu_0$ : Perméabilité magnétique du vide  $\mu_0 = 4\pi 10^{-7}(\text{H/m})$ .

$\mu_r$ : Perméabilité magnétique relative du milieu considéré.

- Cas d'un milieu électrique

$$\vec{D} = \varepsilon \vec{E} \quad (\text{II-32})$$

avec :  $\varepsilon = \varepsilon_0 \varepsilon_r$

$\varepsilon$ : Permittivité électrique (F/m).

$\varepsilon_0$ : Permittivité électrique du vide  $\varepsilon_0 = \frac{1}{36\pi} 10^{-9}$  (F/m).

$\varepsilon_r$ : Permittivité relative du milieu considéré.

### II-6- Equation de continuité

L'équation de continuité appelée aussi équation de la conservation de la charge électrique est donnée par :

$$\vec{\nabla} \cdot \vec{J} + \frac{\partial \delta}{\partial t} = 0 \quad (\text{II-33})$$

avec :

$\vec{J}$  : Densité de courant (A/m).

$\delta$  : Densité de charge volumique (C/m<sup>3</sup>).

### II-7- Relation de passages

A l'interface entre deux milieux différents respectivement (1) et (2), les champs de vecteurs doivent vérifier certaines conditions dites relations de passages. Elles sont obtenues par l'intégration des équations de Maxwell entre deux points voisins situés de part et d'autre de la surface séparant les deux milieux [13].

Elles s'énoncent comme suit :

- Conservation de la composante tangentielle du champ électrique :

$$(\vec{E}_1 - \vec{E}_2) \wedge \vec{n} = 0 \quad (\text{II-34})$$

- Conservation de la composante normale de l'induction magnétique :

$$(\vec{B}_1 - \vec{B}_2) \cdot \vec{n} = 0 \quad (\text{II-35})$$

- Discontinuité de la composante tangentielle du champ magnétique si les courants surfaciques existent :

$$(\vec{H}_1 - \vec{H}_2) \wedge \vec{n} = \vec{K} \quad (\text{II-36})$$

$\vec{K}$  : Densité de courant porté par la surface de séparation.

- Discontinuité de la composante normale de l'induction électrique si les charges surfaciques existent :

$$(\vec{D}_1 - \vec{D}_2) \cdot \vec{n} = \rho_s \quad (\text{II-37})$$

$\vec{n}$  : Etant la normale à l'interface séparant les deux milieux.

$\rho_s$  : Densité de charge électrique portée par la surface de séparation.

## II-8- Hypothèses simplificatrices

En électrotechnique, les fréquences utilisées sont inférieures aux radios fréquences qui sont de l'ordre de  $10^{12} \text{ Hz}$ . D'où les courants de déplacements sont faibles, ce qui revient à négliger le terme  $(\frac{\partial \vec{D}}{\partial t})$  devant le terme de conduction  $(\sigma \vec{E})$  [3].

Pour un matériau conducteur, il suffit juste de calculer le rapport  $\frac{J_d}{J_c}$  qui doit être très inférieur à 1.

Les courants induits sont négligeables.

En considérant ces hypothèses, les équations de Maxwell deviennent :

$$\vec{\nabla} \cdot \vec{D} = \rho \quad (\text{II-38})$$

$$\vec{\nabla} \wedge \vec{E} = -\frac{\partial \vec{B}}{\partial t} \quad (\text{II-39})$$

$$\vec{\nabla} \cdot \vec{B} = 0 \quad (\text{II-40})$$

$$\vec{\nabla} \wedge \vec{H} = \vec{J} \quad (\text{II-41})$$

**II-9- Phénomènes électromagnétiques****II-9-1- Equation magnétostatique bidimensionnelle**

Elle traduit le comportement des phénomènes magnétiques indépendants du temps

( $\frac{\partial}{\partial t} = 0$ ), déduite à base des équations de Maxwell, les relations du milieu et la loi d'Ohm.

**II-9-1-1- Formulation en termes de potentiel vecteur magnétique  $\vec{A}$** 

Les équations de Maxwell à considérer sont :

$$\vec{\nabla} \cdot \vec{B} = 0 \quad (\text{II-42})$$

$$\vec{\nabla} \wedge \vec{H} = \vec{J} \quad (\text{II-43})$$

Relation du milieu

$$\vec{B} = \mu \vec{H} \quad (\text{II-44})$$

D'après l'équation (II-42), il existe un potentiel vecteur magnétique  $\vec{A}$  tel que :

$$\vec{\nabla} \cdot \vec{B} = 0 \Rightarrow \exists \vec{A} / \vec{B} = \vec{\nabla} \wedge \vec{A} \quad (\text{II-45})$$

Avec :

$$\vec{B} = \mu \vec{H} \Rightarrow \vec{H} = \frac{\vec{B}}{\mu} \quad (\text{II-46})$$

$\vec{A}$  : Potentiel vecteur magnétique (T.m)

On remplace  $\vec{H}$  dans (II-43) on aura :

$$\vec{\nabla} \wedge \frac{\vec{B}}{\mu} = \vec{J} \quad (\text{II-47})$$

La combinaison de (II-45) et (II-46) avec (II-43) nous donne :

$$\vec{\nabla} \wedge \frac{\vec{\nabla} \wedge \vec{A}}{\mu} = \vec{J} \quad (\text{II-48})$$

avec :

$$\vec{J} = \vec{J}_s + \vec{J}_{ind} \quad (\text{II-49})$$

telles que :

$\vec{J}_s$  : Densité de courant de source.

$\vec{J}_{ind}$  : Densité de courants induits ;  $\vec{J}_{ind} = -\sigma \frac{\partial \vec{A}}{\partial t} = 0$

d'où :

$$\vec{\nabla} \wedge \frac{\vec{B}}{\mu} = \vec{J}_s \quad (\text{II-50})$$

### ➤ En coordonnées cartésiennes

En coordonnées cartésiennes, le potentiel vecteur magnétique  $\vec{A}$  prend une seule composante.

$$\vec{A} = (0, 0, A_z)$$

$$\vec{J} = (0, 0, J_{sz})$$

En considérant le cas linéaire :

$$\mu = \text{Constante.}$$

L'équation (II-48) s'écrira :

$$\vec{\nabla} \wedge (\vec{\nabla} \wedge \vec{A}) = \mu \vec{J}_{sz} \quad (\text{II-51})$$

sachant que :

$$\vec{\nabla} \wedge (\vec{\nabla} \wedge \vec{A}) = -\Delta A + \overline{\nabla(\vec{\nabla} \cdot \vec{A})} \quad (\text{II-52})$$

Selon la condition de Jauge coulomb :

$$\vec{\nabla} \cdot \vec{A} = 0 \quad (\text{II-53})$$

donc :

$$\vec{\nabla} \wedge (\vec{\nabla} \wedge \vec{A}) = -\Delta A \quad (\text{II-54})$$

En introduisant (II-51) dans (II-54) on aura :

$$-\Delta A = \mu J_{sz} \quad (\text{II-55})$$

L'étude se fait dans le plan [x, y] (2D), ce qui permet d'écrire:  $\frac{\partial}{\partial z} = 0$

$$\text{d'où :} \quad \frac{\partial^2 A_z}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 A_z}{\partial y^2} = \mu J_{sz} \quad (\text{II-56})$$

C'est l'équation magnétostatique 2D en terme de potentiel vecteur magnétique  $\vec{A}$ .

### ► En coordonnées cylindriques

Considérons un système à symétrie de révolution, le plan d'étude se réduit alors au plan

[r, z], ce qui est traduit par la condition  $\frac{\partial A}{\partial \varphi} = 0$ .

avec :  $\vec{A} = (0, A_\varphi, 0)$

on a alors :

$$\vec{\nabla} \wedge \vec{A} = \frac{1}{r} \begin{vmatrix} \vec{U}_r & r\vec{U}_\varphi & \vec{U}_z \\ \frac{\partial}{\partial r} & \frac{\partial}{\partial \varphi} & \frac{\partial}{\partial z} \\ 0 & rA_\varphi & 0 \end{vmatrix} = \frac{1}{r} \left[ -\frac{\partial rA_\varphi}{\partial z} \vec{U}_r + \frac{\partial rA_\varphi}{\partial r} \vec{U}_z \right]$$

$$\vec{\nabla} \wedge (\vec{\nabla} \wedge \vec{A}) = \frac{1}{r} \begin{vmatrix} \vec{U}_r & r\vec{U}_\varphi & \vec{U}_z \\ \frac{\partial}{\partial r} & \frac{\partial}{\partial \varphi} & \frac{\partial}{\partial z} \\ \frac{1}{r} \frac{\partial_r A_\varphi}{\partial z} & 0 & \frac{1}{r} \frac{\partial_r A_\varphi}{\partial r} \end{vmatrix}$$

Donc, l'équation magnétostatique en terme de potentiel vecteur magnétique  $\vec{A}$  s'écrira comme suit :

$$\vec{\nabla} \wedge (\vec{\nabla} \wedge \vec{A}) = \frac{\partial}{\partial r} \left( \frac{1}{r} \frac{\partial_r A_\varphi}{\partial r} \right) + \frac{\partial}{\partial z} \left( \frac{1}{r} \frac{\partial_r A_\varphi}{\partial z} \right) \quad (\text{II-57})$$

### II-9-2- Equation magnétodynamique bidimensionnelle

L'étude des phénomènes magnétiques et électriques dépendants du temps fait l'objet de la magnétodynamique.

Les équations de Maxwell à considérer sont alors :

$$\vec{\nabla} \cdot \vec{B} = 0 \quad (\text{II-58})$$

$$\vec{\nabla} \wedge \vec{E} = -\frac{\partial \vec{B}}{\partial t} \quad (\text{II-59})$$

$$\vec{\nabla} \wedge \vec{H} = \vec{J} \quad (\text{II-60})$$

#### II-9-2-1- En terme de potentiel vecteur magnétique $\vec{A}$

A partir de (II-58) on peut écrire :

$$\exists \vec{A} / \vec{B} = \vec{\nabla} \wedge \vec{A} \quad (\text{II-61})$$

On remplace (II-61) dans (II-47) on obtient :

$$\vec{\nabla} \wedge \left( \frac{\vec{\nabla} \wedge \vec{A}}{\mu} \right) = \vec{J} \quad (\text{II-62})$$

avec :

$$\vec{J} = \vec{J}_s - \sigma \frac{\partial \vec{A}}{\partial t}$$

Donc (II-62) devient :

$$\vec{\nabla} \wedge \left( \frac{\vec{\nabla} \wedge \vec{A}}{\mu} \right) = \vec{J}_s - \sigma \frac{\partial \vec{A}}{\partial t} \quad (\text{II-63})$$

Finalement l'équation magnétodynamique en termes de potentiel vecteur  $\vec{A}$  prendra la forme suivante :

$$\vec{\nabla} \wedge \left( \frac{\vec{\nabla} \wedge \vec{A}}{\mu} \right) + \sigma \frac{\partial \vec{A}}{\partial t} - \vec{J}_s = 0 \quad (\text{II-64})$$

➤ **En coordonnées cartésiennes 2D**

Dans le plan [x, y] ( $\frac{\partial}{\partial z} = 0$ ) :

On a :

$$\vec{A} = (0, 0, A_z).$$

$$\vec{J} = (0, 0, J_{sz}).$$

$$\vec{\nabla} \wedge \vec{A} = \begin{vmatrix} \vec{i} & \vec{j} & \vec{k} \\ \frac{\partial}{\partial x} & \frac{\partial}{\partial y} & \frac{\partial}{\partial z} \\ 0 & 0 & A_z \end{vmatrix}$$

$$\vec{\nabla} \wedge \vec{A} = \frac{\partial A_z}{\partial y} \vec{i} + \frac{\partial A_z}{\partial x} \vec{j} = \alpha \vec{i} + \beta \vec{j}$$

$$\vec{\nabla} \wedge (\vec{\nabla} \wedge \vec{A}) = \begin{vmatrix} \vec{i} & \vec{j} & \vec{k} \\ \frac{\partial}{\partial x} & \frac{\partial}{\partial y} & \frac{\partial}{\partial z} \\ \alpha & \beta & 0 \end{vmatrix}$$

$$\begin{aligned}\vec{\nabla} \wedge (\vec{\nabla} \wedge \vec{A}) &= \left( \frac{\partial \alpha}{\partial x} - \frac{\partial \beta}{\partial y} \right) \vec{k} \\ \Rightarrow \frac{\partial}{\partial x} \left( \frac{1}{\mu} \frac{\partial A_z}{\partial x} \right) + \frac{\partial}{\partial y} \left( \frac{1}{\mu} \frac{\partial A_z}{\partial y} \right) - \sigma \frac{\partial A_z}{\partial t} &= -J_{sz}\end{aligned}\quad (\text{II-65})$$

En régime harmonique, on pose :  $\frac{\partial}{\partial t} = j\omega$

Et l'équation (II-65) devient :

$$\Rightarrow \frac{\partial}{\partial x} \left( \frac{1}{\mu} \frac{\partial A_z}{\partial x} \right) + \frac{\partial}{\partial y} \left( \frac{1}{\mu} \frac{\partial A_z}{\partial y} \right) - \sigma j\omega A_z = -J_{sz}\quad (\text{II-66})$$

### ➤ En 2D axisymétrique

Le domaine d'étude est [r, z]

avec :

$$\frac{\partial}{\partial \varphi} = 0$$

$$\vec{A} = (0, A_\varphi, 0).$$

$$\vec{J}_s = (0, J_{s\varphi}, 0).$$

$$\vec{\nabla} \wedge \vec{A} = \begin{vmatrix} \vec{U}_r & r\vec{U}_\varphi & \vec{U}_z \\ \frac{\partial}{\partial r} & \frac{\partial}{\partial \varphi} & \frac{\partial}{\partial z} \\ 0 & rA_\varphi & 0 \end{vmatrix}$$

$$\vec{\nabla} \wedge \vec{A} = \frac{1}{r} \left[ -\frac{\partial rA_\varphi}{\partial z} \vec{U}_r + \frac{\partial rA_\varphi}{\partial r} \vec{U}_z \right]$$

$$\vec{\nabla} \wedge (\vec{\nabla} \wedge \vec{A}) = \begin{vmatrix} \vec{U}_r & r\vec{U}_\varphi & \vec{U}_z \\ \frac{\partial}{\partial r} & \frac{\partial}{\partial \varphi} & \frac{\partial}{\partial z} \\ -\frac{1}{r} \frac{\partial r A_\varphi}{\partial z} & 0 & \frac{1}{r} \frac{\partial r A_\varphi}{\partial r} \end{vmatrix}$$

$$\vec{\nabla} \wedge \left( \frac{\vec{\nabla} \wedge \vec{A}}{\mu} \right) = \frac{\partial}{\partial r} \left( \frac{1}{r\mu} \frac{\partial r A_\varphi}{\partial r} \right) + \frac{\partial}{\partial z} \left( \frac{1}{r\mu} \frac{\partial r A_\varphi}{\partial z} \right) - \sigma \frac{\partial A_\varphi}{\partial t} + J_{sz} = 0 \quad (\text{II-67})$$

### II-10- Conditions aux limites

Pour la résolution de ces équations on doit leurs associer des conditions aux limites qui sont généralement de types :

#### ➤ Condition type DIRICHLET

Cette condition nous informe sur la valeur exacte de l'inconnue sur la frontière du domaine.

Elle est sous forme :

$$A = A_0 = \text{constante.}$$

#### ➤ Condition type NEWMANN

Elle est appliquée sur la frontière lorsque la valeur de la grandeur calculée n'est pas connue à la frontière du domaine d'étude. Elle apparaît souvent sur les plans de symétrie.

$$\frac{\partial A}{\partial n} = A_0$$

#### ➤ Condition mixte

C'est la combinaison des types précédents, elle s'exprime de la manière suivante :

$$aA + b \frac{\partial A}{\partial n} = c$$

où :

a, b et c sont des constantes.

### ➤ Condition de périodicité

Spécialement dans les machines cylindriques symétriques telles que les machines électriques tournantes et linéaires, on se trouve non seulement avec une symétrie géométrique, mais aussi avec une symétrie dans la distribution du champ magnétique.

Cette périodicité du champ peut être utilisée pour définir un autre type de conditions aux limites pour réduire la taille du modèle numérique. On parle alors de condition périodique.

Elle s'exprime comme suit :

$$A|_{\Gamma} = K \cdot A|_{\Gamma+d\Gamma}$$

A : Fonction inconnue.

$d\Gamma$  : Période spatiale suivant le contour  $\Gamma$ .

Si :  $K=1$ , condition périodique.

Si :  $K=-1$ , condition anti-périodique.

### II-11-Force de LORENTZ

L'expression de cette force est la suivante :

$$F = \iiint_v (\vec{J} \wedge \vec{B}) dv$$

$(\vec{J} \wedge \vec{B})$  : Densité de force magnétique.

### II-12-Conclusion

Nous avons présenté au cours de ce chapitre, les lois fondamentales de l'électromagnétisme qui nous ont permis la formulation des différents phénomènes électromagnétiques dans le cas statique ou dynamique.

### III-1-Introduction

Afin de comprendre le magnétisme en général, et en particulier les substances magnétiques, nous donnerons dans ce chapitre les principales définitions et les lois physiques élémentaires associées à l'étude du magnétisme.

Nous aborderons ensuite les matériaux magnétiques et l'importance du ferromagnétisme par rapport autre magnétisme.

### III-2-Magnétisme à l'échelle atomique

Soumis à une induction magnétique, certaines substances se mettent à produire elles mêmes, dans le volume qu'elles occupent et à l'extérieur une induction magnétique.

On dit qu'elles s'aimantent ou se polarisent magnétiquement. Cette propriété se manifeste très visiblement dans certains matériaux appelés «matériaux magnétiques» [15].

### III-3-Origine du magnétisme

Les propriétés magnétiques d'un matériau sont attribuables au spin des électrons, et à leur mouvement orbital autour du noyau, (figure III-1)

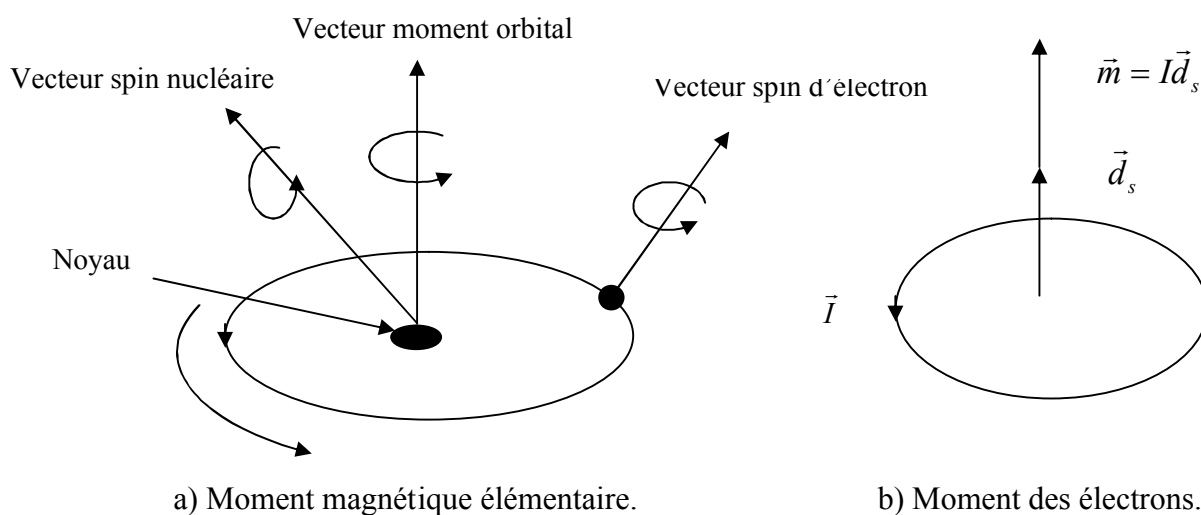
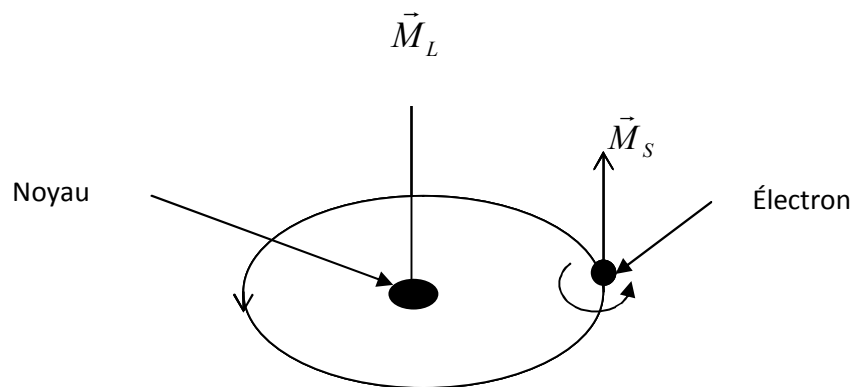


Figure (III-1) : structure atomique.

Les électrons qui tournent sur eux-mêmes (spin) et autour du noyau (orbital) forment de petits dipôles magnétiques qui peuvent être simulés par des moments magnétiques engendrés par des boucles élémentaires de courant (figure III-1-b) [16].

### III-4-Moment magnétique atomique

Les moments magnétiques des atomes sont dus à la fois aux mouvements orbitaux des électrons et aux mouvements sur eux mêmes (figure III-2).



Le mouvement orbital de l'électron provoque un moment magnétique orbital  $M_L$  qui est défini par la relation :

$$\vec{M}_L = \frac{e}{2m_e} \vec{L}_{tot} \quad (\text{III-1})$$

Avec :

$$\vec{L}_{tot} = \sum_i \vec{L}_i$$

Est le moment cinétique orbital de l'atome. Et  $m_e$  représente respectivement la charge et la masse de l'électron qui sont égales à :

$$e = 1,6 \cdot 10^{-19} \text{ C}$$

$$m_e = 9,1 \cdot 10^{-31} \text{ Kg}$$

Le mouvement de l'électron sur lui-même provoque un moment magnétique de spin  $M_S$  qui est défini par l'expression :

$$\vec{M}_S = \frac{e}{m_e} \vec{S}_{tot} \quad (\text{III-2})$$

avec :

$$\vec{S}_{tot} = \sum_i \vec{s}_i : \quad \text{Est le moment cinétique de spin de l'atome.}$$

Le moment magnétique résultant est la somme des deux moments :

$$\vec{M} = \vec{M}_L + \vec{M}_S$$

soit :

$$\vec{M} = \frac{e}{2m_e} [\vec{L}_{tot} + 2\vec{S}_{tot}] \quad (\text{III-3})$$

Dans la relation (III-2), le spin apparaît deux fois plus efficace qu'un moment orbital dans la production du moment magnétique [16].

### III-5-L'atome de Bohr

On considère un atome d'hydrogène constitué d'un proton et d'un électron de charge (-e), de masse m, lequel gravite sur une trajectoire elliptique dans un potentiel coulombien (figure III-3). 0 désigne le centre de gravité de l'atome. L'électron sur sa trajectoire équivaut à un courant d'intensité  $I = \frac{e}{T}$  ou T désigne la période du mouvement de l'électron.

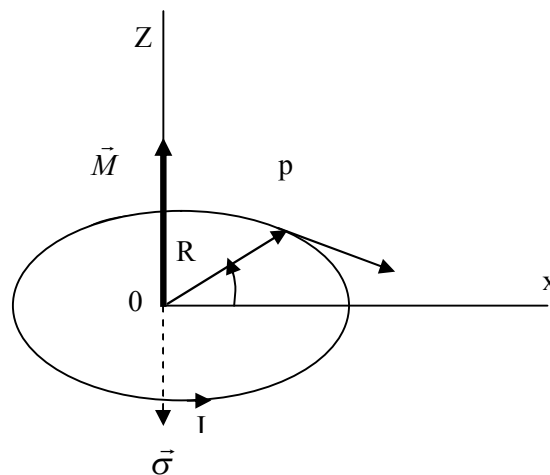


Figure (III-3) modèle d'atome planétaire utilisé pour définir le magnéton de Bohr.

L'atome est donc porteur d'un moment magnétique de module :

$$M_z = IS$$

Où S désigne la surface de l'ellipse.

$$S = \frac{\sigma_z T}{2m}$$

D'où :

$$M_z = -\frac{e}{2m} \sigma_z$$

L'idée nouvelle introduite par Bohr pour rendre compte de la structure de l'atome H consiste à imposer que le module du moment cinétique orbital de l'électron soit un multiple entier de  $\frac{h}{2\pi}$ , où h désigne la constante de Planck. Il pose donc :

$$\sigma_z = \frac{lh}{2\pi} \quad (l \text{ entier} = 0, 1, 2, \dots)$$

Le moment magnétique  $M_z$  est alors nécessairement un multiple entier d'un moment unité qu'on appelle magnéton de Bohr :

$$M_z = lM_B$$

où :

$$M_B = \frac{eh}{4\pi m}$$

Le magnéton de Bohr, qui ne dépend que des constantes fondamentales est connu avec une très grande précision. Il vaut :

$$1M_B = 9,273 \cdot 10^{-24} \text{ A.m}^2$$

C'est l'unité de moment atomique à l'échelle atomique [15].

### III-6-Aimantation et polarisation magnétique [17]

#### III-6-1-Aimantation

On appelle intensité d'aimantation, la valeur du moment ampérien par unité de volume d'une substance magnétique; elle est obtenue en soumettant le matériau à l'influence d'un champ magnétique. Le vecteur d'aimantation est alors donné par la relation :

$$\vec{M} = \frac{\sum m_{iA}}{V}$$

$\vec{M}$  s'exprime en [A/m].

Le champ d'excitation H et l'aimantation M se superposent pour donner le champ d'induction B, défini par l'équation :

$$\vec{B} = \mu_0(\vec{H} + \vec{M})$$

#### III-6-2-Polarisation magnétique

On définit la polarisation magnétique comme étant la valeur du moment magnétique dipolaire par unité de volume d'une substance magnétique.

La vectrice polarisation est donnée par l'expression :

$$\vec{J} = \frac{\sum \vec{m}_{id}}{V}$$

J : s'exprime en [Wb/m<sup>2</sup>] ou en [T].

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

$$\vec{J} = \mu_0 \vec{M}$$

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

$$\vec{B} = \mu_0 \vec{H} + \vec{J}$$

**III-7-Susceptibilité et perméabilité magnétique [17]****III-7-1-Susceptibilité magnétique**

La susceptibilité magnétique relative  $\chi_r$  d'une substance magnétique est le coefficient qui exprime en quelque sorte le taux d'aimantation des matériaux, elle est définie par la relation :

$$\chi_r = \frac{M}{H}$$

$\chi_r$  est une grandeur sans dimension.

On appelle susceptibilité magnétique absolue  $\chi$ , le rapport :

$$\chi = \frac{J}{H}$$

$\chi$  s'exprime alors en (H/m).

**III-7-2-Perméabilité magnétique**

On appelle perméabilité magnétique absolue  $\mu$ , la grandeur :

$$\mu = \mu_0 + X = \mu_0 (1 + X_r)$$

$\mu$  s'exprime en (H/m).

La perméabilité magnétique relative  $\mu_r$  est définie par l'expression :

$$\mu_r = \frac{\mu}{\mu_0}$$

$\mu_r$  est une grandeur sans dimension.

### III-8-Classification des matériaux d'un point de vue magnétique

#### III-8-1-Matériaux diamagnétiques

Les matériaux diamagnétiques sont caractérisés par une susceptibilité relative, de faibles amplitudes, de l'ordre de  $10^{-5}$  à  $10^{-6}$ , pratiquement constante, indépendante de la température et du champ appliqué.

Le moment magnétique résultant est nul en l'absence du champ magnétique extérieur. L'application d'un champ magnétique extérieur provoque un mouvement des électrons, pouvant être assimilé à un courant microscopique dont le comportement serait comparable à celui d'un courant induit dans un solénoïde. En vertu de la loi de Lenz, le courant induit s'oppose au champ qui l'a produit, ce qui est en accord avec le fait que  $\chi_r$  est négative [15].

#### III-8-2-Matériaux paramagnétiques

Les matériaux paramagnétiques sont caractérisés par une susceptibilité relative positive, de faible amplitude, de l'ordre de  $10^{-6}$  à  $10^{-3}$ , pratiquement constante et indépendante du champ appliqué, mais dépendante de la température.

Les atomes de ces substances possèdent un moment magnétique permanent, lorsque ces moments sont indépendants les uns des autres.

En l'absence de champ extérieur, l'aimantation globale est nulle. Sous l'action d'un champ magnétique, les moments magnétiques tendent à s'aligner ; toute fois, la polarisation qui en résulte demeure très faible, car l'effet de l'agitation thermique reste prépondérant.

Pour la majorité des corps paramagnétiques, la susceptibilité relative varie en raison inverse de la température, elle obéit à la loi de Curie suivante :

$$\chi_r = \frac{C}{T}$$

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

### III-8-3- Matériaux ferromagnétiques [18], [19]

Les matériaux ferromagnétiques se distinguent par leurs propriétés de posséder une aimantation spontanée permanente en l'absence de champ magnétique extérieur. Ils sont aussi caractérisés par la valeur très élevée que peut prendre cette aimantation.

L'aimantation varie avec la température selon la théorie de Langevin. Ainsi au dessus d'une température donnée  $T_c$ , appelée température de Curie, tout les matériaux ferromagnétiques deviennent paramagnétiques (figure III-4) et obéissent à la loi de Curie –

Weiss qui est donné par la formule suivante :

$$\chi_r = \frac{C}{T - T_c}$$

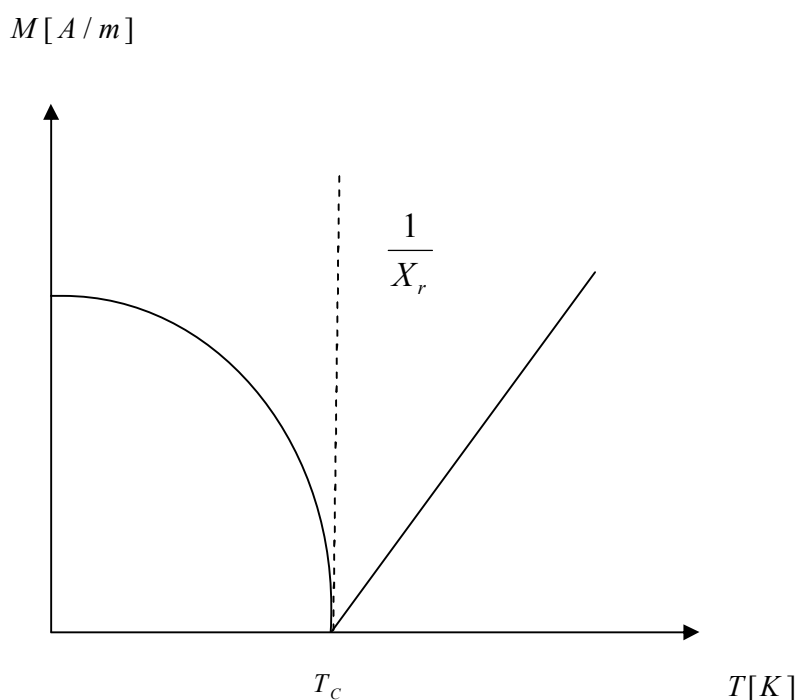


Figure (III-4) variation de l'aimantation en fonction de  $T$

### III-9-Le ferromagnétisme et les matériaux ferromagnétiques [15]

Le ferromagnétisme est une propriété manifestée par le moment magnétique de spin qui provient des électrons non couplés dans les sous couches électroniques incomplètes comme la 3d pour le fer et le nickel et la 4f pour les terres rares. Ce comportement est associé

à l'alignement parallèle des moments magnétiques dont les atomes magnétiques sont suffisamment proches les uns des autres pour qu'ils s'interagissent.

Cette disposition ordonnée est à l'origine de la polarisation des ferromagnétiques, elle existe même en champ nul, pour cela elle est qualifiée de spontanée.

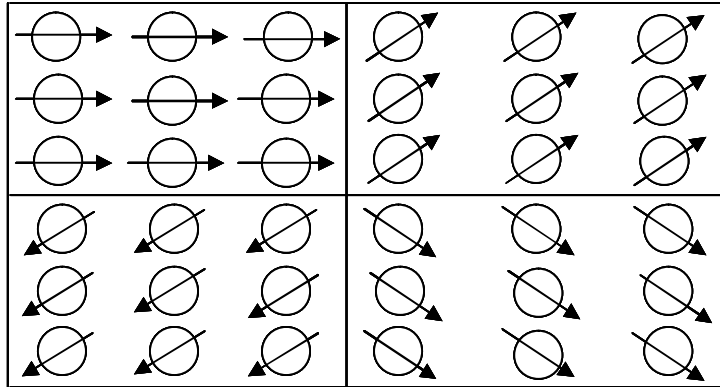


Figure (III-5) orientation des moments dans un ferromagnétique

### III-9-1-Le domaine magnétique [20]

Les propriétés ferromagnétiques sont liées aux particularités des structures ordonnées à l'état solide (cristallisation) de ces substances.

La structure cristalline est un arrangement régulier et périodique des atomes. Ces atomes ont un comportement collectif à l'intérieur d'un domaine, leurs moments magnétiques sont fortement couplés.

Beaucoup d'expériences ont été réalisées pour visualiser les frontières de ces domaines, la première a été faite par Bitter qui a utilisé la poudre de fer  $FeO_3$  en solution, ces particules se déposent sur les frontières des domaines qu'on peut observer à la surface des échantillons.

### III-10-Bilan énergétique d'un cristal ferromagnétique [21]

#### III-10-1-Energie d'échange

La structure cristalline des ferromagnétiques est caractérisée par un arrangement géométrique des atomes, cet arrangement peut être détruit pour des températures supérieures à la température de fusion du matériau. Une autre caractéristique se voit dans l'arrangement

directionnel des moments atomiques qui est aussi fonction de la température, le retour à un arrangement aléatoire est obtenu pour des températures supérieures à celle de Curie.

L'ordre directionnel est imposé par l'énergie d'échange qui a pour expression :

$$W_{ij} = -2\vec{J}_{ij} \cdot \vec{S}_i \vec{S}_j$$

$J_{ij}$  : Désigne l'intégrale d'échange entre les atomes i et j.

$\vec{S}_i, \vec{S}_j$  : Sont les moments magnétiques de spin associés aux atomes i et j.

### III-10-2-Energie magnétostatique

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

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

$$\vec{U}_i = -\vec{m}_i \cdot \vec{B}_i$$

### III-10-3-Energie d'anisotropie

Elle tient compte de l'anisotropie magnéto cristalline qui provient de l'interaction entre les orbitales des électrons responsables du magnétisme de l'atome et du champ électrique cristallin. L'aimantation ferromagnétique dépend de cette énergie, en effet lorsqu'on augmente le champ d'excitation H, les domaines qui se trouvent dans le même sens que H s'agrandissent au détriment des autres domaines par le déplacement des parois de Bloch, à la fin de ce déplacement et si on continue à augmenter H c'est le vecteur aimantation qui subira une modification, ce qui augmente le cycle d'hystérésis et provoque un échauffement qui traduit les pertes magnétiques.

### III-10-4-L'énergie magnétostrictive

Elle est due essentiellement aux déformations et aux contraintes que les domaines exercent les uns sur les autres, cela résulte du couplage magnéto mécanique et autres effets

magnéto élastiques comme les déformations libres donnent lieu à des arrangements spontanés.

### III-10-5-Expression phénoménologie de l'énergie d'anisotropie

Toutes les directions équivalentes d'un cristal doivent avoir la même énergie interne. Aussi les expressions analytiques rendant compte de l'énergie d'anisotropie dépendent nécessairement du système cristallin auquel appartient le matériau magnétique considéré.

#### Cas d'un cristal cubique :

$$W_{an} = K_0 + K_1(\alpha_1^2\alpha_2^2 + \alpha_2^2\alpha_3^2 + \alpha_3^2\alpha_1^2) + K_2\alpha_1^2\alpha_2^2\alpha_3^2 + \dots$$

On appelle  $\alpha_1, \alpha_2, \alpha_3$  les cosinus directeurs qui caractérisent la position du vecteur polarisation spontanée par rapport aux axes cristallins de référence.

Les  $K_0, K_1, K_2, \dots$  sont des coefficients appelés constantes d'anisotropie homogènes à des énergies volumiques, positives ou négatives, variables avec la température et s'expriment en ( $J/m^3$ ).

### III-11-Hystérésis [16]

L'hystérésis est une conséquence directe de l'existence des domaines élémentaires et des processus d'aimantation par déplacement et déformation des parois de Bloch. Quant il n'y a pas de domaine l'hystérésis n'existe plus.

### III-12-Classification des matériaux ferromagnétiques [14]

D'après les observations faites sur les cycles hystérésis on distingue deux types de matériaux.

#### III-12-1-Matériaux ferromagnétiques durs

Matériaux ferromagnétiques durs, au contraire présentent une induction rémanente relativement faible mais un champ coercitif considérable ; par conséquent la surface de leur cycle d'hystérésis est grande.

Ils sont utilisés pour faire des aimants permanents.

### III-12-2 Matériaux ferromagnétiques doux

C'est des matériaux à cycle hystérésis très mince (moins de pertes par l'hystérésis) et à faible aimantation rémanente, les matériaux présentant ces caractéristiques sont le fer, nickel, le cobalt et leurs alliages. Ces matériaux à l'état pur n'offrent pas un grand intérêt à leur exploitation, souvent on a recours à leurs alliages ou bien leurs ajoute des additifs comme le silicium.

### III-13-Les alliages magnétiques

#### III-13-1-Les alliages Fe-Ni [22]

Ils constituent une partie des alliages magnétique doux grâce à leurs constante électromagnétique ( $k_1 > 100, > 111$ ) favorable à des applications dans des systèmes électromagnétiques ou le rendement et primordiale devant ces caractéristiques.

Les performances des alliages sont attribuées à leurs pourcentages de nickel varie entre 25 et 35 dans cette structure le fini a une grande maniabilité, il est facile à laminier jusqu'à des épaisseurs très faible qui pouvant atteindre  $25\mu\text{m}$ , il utilise dans différentes appareils comme les transformateurs de signaux, les capteurs.

#### III-13-2-Les alliages Fe-Co [21], [22]

Pour répondre aux besoins de miniaturisation et la diminution de l'encombrement dans les Systèmes électromagnétiques, les alliages Fe-Co offrent une grande possibilité dans ce sens. En effet de nombreux domaines tel que l'aéronautique, la technologie embarquée ...

L'utilisation de Fe-Co diminue considérablement le poids des dispositifs électromagnétiques, impact direct sur la réduction de l'énergie stockée.

Les biens faits du cobalt dans les matériaux sont nombreux on peut citer comme exemple :

- l'augmentation de l'aimantation à saturation ( $2,4\text{t}$  à  $20^\circ$ ) pour 35 %poids de Co, ce qui permet la réduction de volume des machines électriques.
- Une croissance de la magnétisation (contraintes internes et externe), exploité dans fonctionnement en capteur.

- Une température de curie élevée ; elle peut atteindre 949° Co, possibilité d'usage dans des milieux à hautes températures.

### III-13-3- les alliages Fe-Si [21], [22]

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

- L'avantage électrique : la présence du silicium augmente la résistivité  $\rho$  du fer elle passe de  $10.10^{-8} \Omega.m$  pour le cas du fer à  $48.10^{-8} \Omega.m$  pour le fer-silicium.
- L'augmentation de la résistivité permet la réduction des pertes par des courant de Foucault en régime variable.
- l'avantage métallurgique : le fer pur cristallise en (cfc) entre 910° et 1400° et en c-c pour une température supérieure à 1400°c. la présence de silicium l'alliage cristallise dans (c c) quelque soit la température une grande stabilité es assurée le circuit et le [9] laminage.

La constante  $K_1$  anisotrope magnétocristaline à température ambiante passe de  $4,8.10^4 \text{ j} / \text{m}^3$  pour le fer pur à  $3,4.10^4 \text{ j} / \text{m}^3$  pour l'alliage à 3% de si.

L'addition de Si présente cependant deux légers inconvénients :

- 1- la polarisation à saturation chute de 2,15T pour le fer à 2T pour le Fe-si
- 2- la température de curie Tc de 775° pour le fer pur à 760°c pour Fe-si

Les alliages Fe-Si classique se divise en deux grandes catégories suivant leurs textures en grains orienté et en grains non orientés.

#### III -13-3-1-Forme d'utilisation [22]

Le fer-silicium est utilisé comme circuit magnétique en régime alternatif sous forme de circuit feuilleté. A cet effet, il faut assurer une bonne isolation entre les tôles (minces) et un bon facteur de remplissage.

Les deux principales utilisations des tôles fer-silicium sont :

➤ **Dans les transformateurs [22]**

La direction de l'induction  $B$  dans les transformateurs est fixe en chaque point sauf au niveau de coins où elle est tournante. Sa variation temporelle est du type sinusoïdal.

Les tôles Fe-Si à grains orientés sont les mieux adaptées aux transformateurs.

➤ **Dans les machines tournantes (moteurs, générateurs) [22]**

Les tôles Fe-Si à grains orientés ne présentent aucun intérêt pour les moteurs. Puisque l'induction est tournante dans les machines c'est-à-dire que l'induction dans le fonctionnement de la machine occupe en effet toutes les directions. Dans ce cas c'est la tôle fer-silicium à grains non orienté (GNO) qui est utilisée.

### **III-14-Pertes magnétiques [14]**

Toute variation d'induction dans une matière magnétique provoque à l'intérieur de celle-ci une dissipation d'énergie. Cette énergie apparaît le plus souvent sous forme de chaleur et n'est généralement pas récupérable, d'où l'expression « pertes magnétiques » utilisée pour désigner ce phénomène.

On distingue trois types de pertes magnétiques :

- les pertes par hystérésis.
- les pertes par courant de Foucault (courant induit).
- les pertes par excès des courants induits.

### **III-15-Conclusion**

Nous avons cité brièvement dans ce chapitre les notions physiques fondamentales sur les matériaux magnétiques, l'origine du magnétisme et des pertes magnétiques. Ces notions sont nécessaires pour la compréhension des principales propriétés des matériaux magnétiques et sa raisonnable exploitation.

Située à l'entrée ouest d'Azazga, l'Entreprise Nationale des Industries Electrotechniques a démarrée, en 1985, la fabrication d'une gamme très variée de moteurs, générateurs et transformateurs industriels. Son principal acheteur est la SONELGAZ. Beaucoup d'entreprises privées et même des particuliers sont aussi des clients.

### IV-1-Introduction

Dans cette partie nous donnons quelques éclaircissements sur la réalisation d'un moteur linéaire électrique comportant deux stators, suite à des étapes de fabrication réalisées aux ateliers de l'entreprise durant notre stage.

Avant d'entamer la représentation des différentes étapes de fabrication, nous nous intéresserons à la géométrie du dispositif à réalisé.

### IV-2-La géométrie et dimensions principales du dispositif à réalisé

Le modèle géométrique des deux stators réalisés, l'un avec la tôle magnétique à grains orientés destinée pour la fabrication des moteurs et l'autre avec la tôle magnétique à grains orientés destinée pour la fabrication des transformateurs, il est tel que représenté par les figure suivantes :

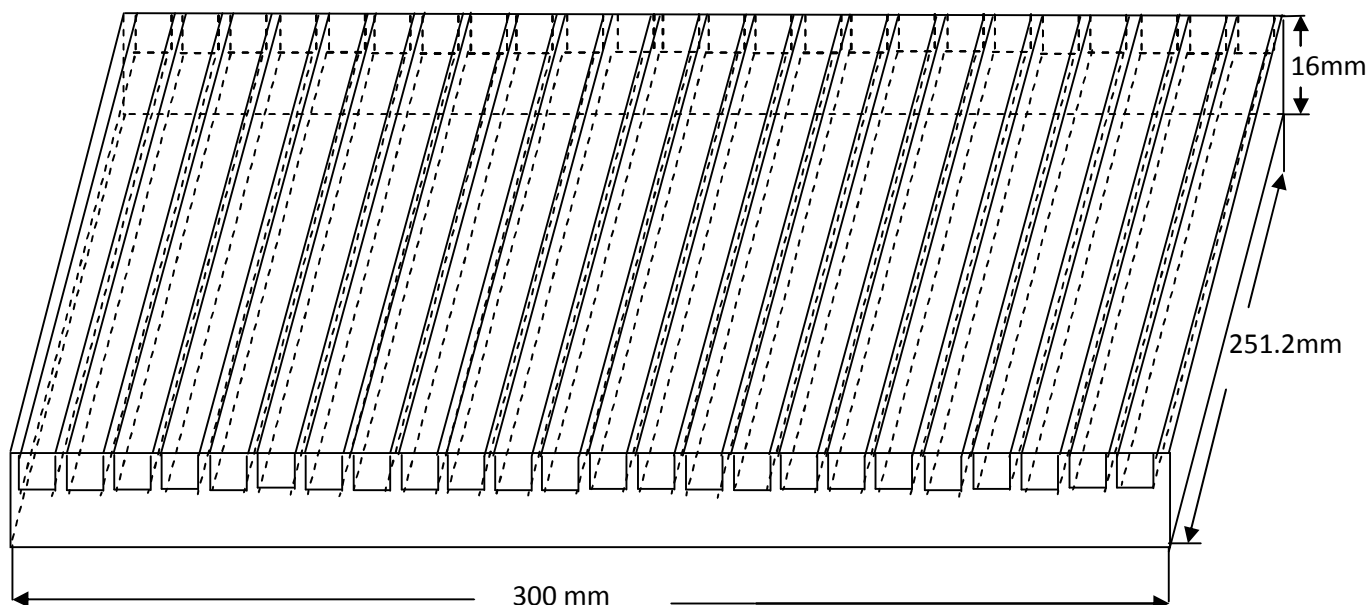


Figure IV-1 : Géométrie et dimensions du stator.

Les dimensions de l'encoche sont représentées sur la figure ci-dessous :

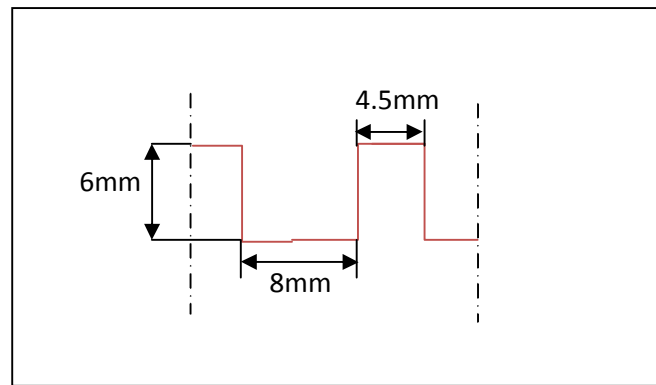


Figure IV-2 : Caractéristiques géométriques de l'encoche.

### IV-3-Schémas de l'enroulement

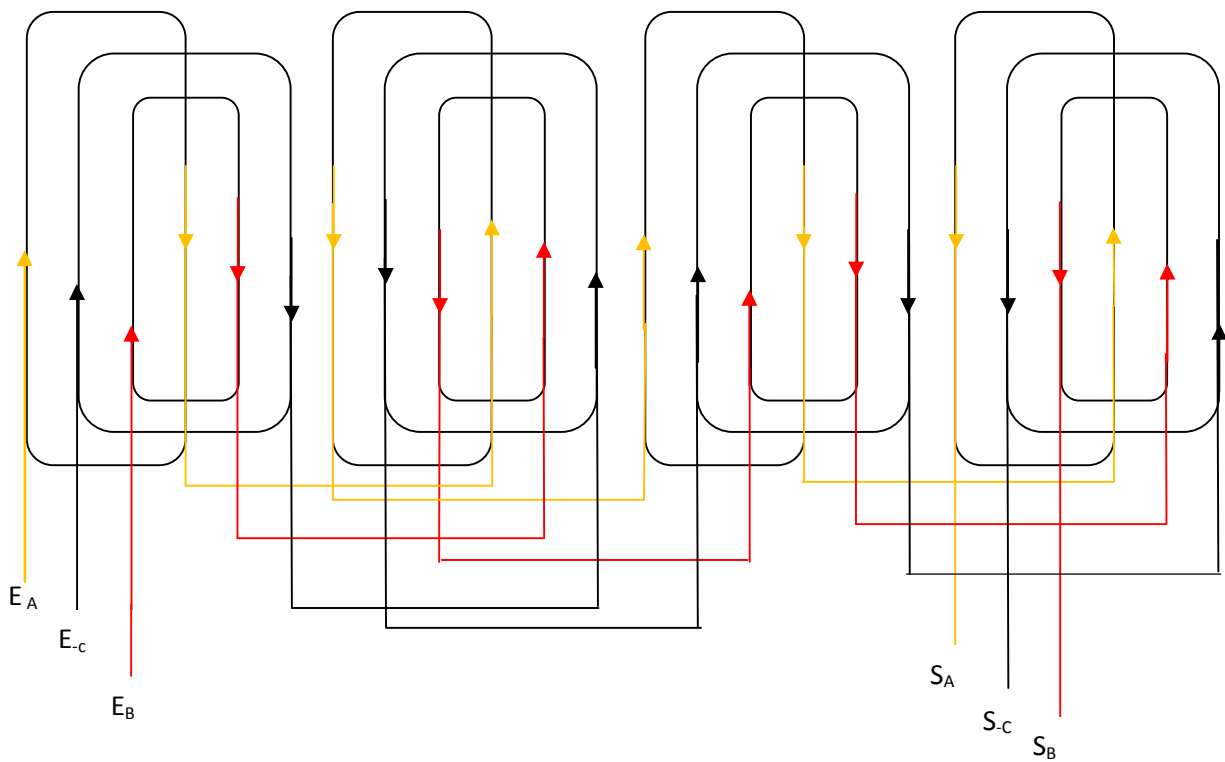


Figure IV-3 : Schéma de l'enroulement statorique.

#### **IV-4-Les principales matières utilisées**

Pour la fabrication des moteurs, les principales matières utilisées sont : acier, cuivre, aluminium, fonte, isolants (papier, gaine, etc), vernis de bobinage et peinture.

#### **IV-5-Le processus de fabrication**

##### **IV-5-1-Réalisation du paquet statorique**

###### **a-Découpage et encochage de la tôle magnétique**

Il existe deux procédés :

- Le découpage automatique qui se fait à partir d'une bande de feuillard en tôle magnétique. Des tôles statoriques sont encochées et découpées pour le type de moteur lancés en production.
- Le découpage semi-automatique, des couronnes de tôle par presse avec outil de découpage et encochage des tôles statoriques.

###### **b-Empaquetage d'un paquet statorique**

La réalisation du paquet statorique prêt au bobinage se fait selon les étapes suivantes :

- Pré positionner et peser les tôles.
- Empaqueter, agraffer et contrôler la longueur et la hauteur selon les normes.

##### **IV-5-2-Fabrication des pièces moulées**

La fabrication des autres pièces (carcasses, flasques, boîtes à bornes, etc) se fait par moulage sous pression d'alliage d'aluminium. L'ensemble des pièces est envoyé à l'atelier usinage pour subir les opérations suivantes :

- Tournage.
- Perçage et taraudage.
- Lavage dégraissage avec des solvants organiques.

##### **IV-5-3-Bobinage**

La confection des pièces isolantes se fait sur des machines spécifiques pour : caniveaux d'encoches, cales de fermeture d'encoches, séparateurs de phases, câbles de raccordement, gaines isolantes et joints pour la boîte à bornes.

Le bobinage se fait manuellement par les étapes suivantes :

- Préparation des bobines.
- Enfoncement des caniveaux d'encoches.

- Insertion des bobines et les cales de fermeture d'encoches.
- Placement des séparateurs de phases.
- Connexion et la mise en forme des têtes de bobines.

#### **IV-5-4-Contrôles**

- Contrôle des phases à la masse et contrôle entre les phases.
- Détermination de la polarité.
- Mesure de la résistance de chaque phase.

#### **IV-5-5-Les autres opérations**

- L'imprégnation dans du vernis de bobinage, qui se fait par goutte à goutte ou bien par immersion.
- Le séchage.
- Le nettoyage.
- L'alésage.
- Enfin le contrôle électrique et le montage du couvercle de la boîte à bornes.

IV-6-Les différents essais effectués

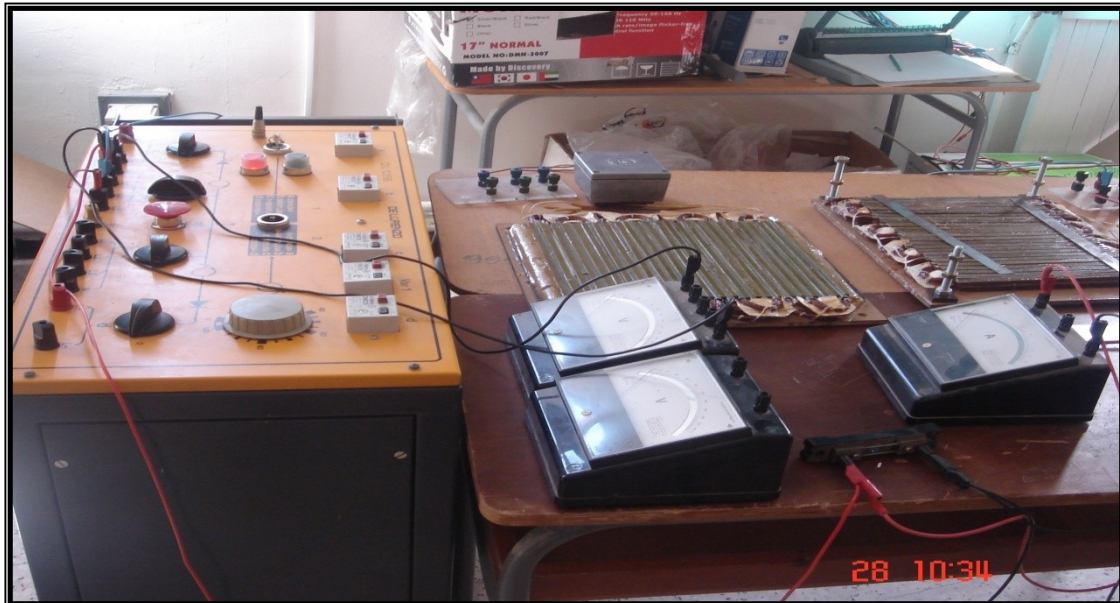


Figure IV-4-Schéma du montage

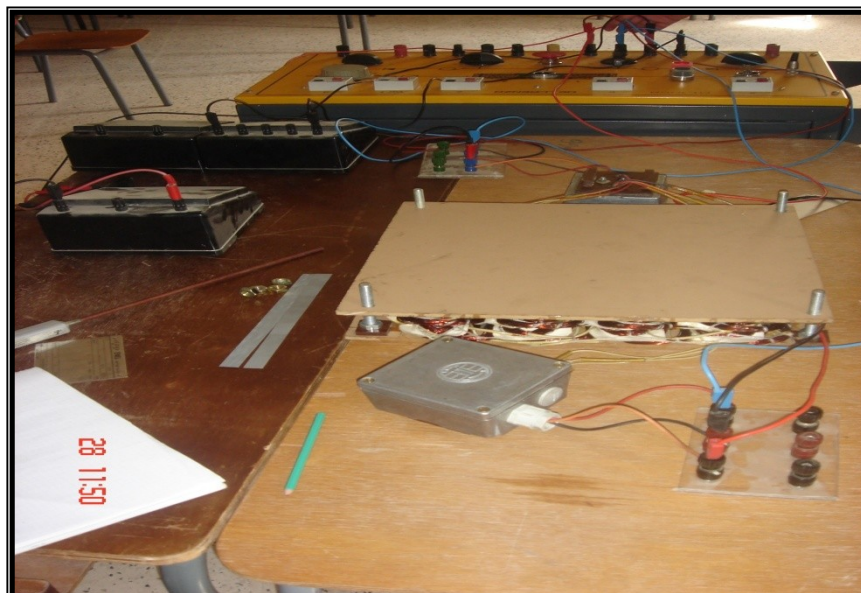


Figure IV-5- Les deux stators superposés

Les trois essais effectués au laboratoire Q /ETH du département d'électrotechnique de l'université Mouloud Mammeri de Tizi-Ouzou sur la machine qu'on a réalisé à l'Electro-industries d'AZAZGA, sous les conditions représentées dans le tableau suivant :

Essais Grandeurs	Stator à grain orienté	Stator à grain non orienté	Les deux stators superposés
Courant I [A]	2	1,5	1,7
Tension V [V]	81	54	60

Les résultats de mesure d'induction magnétique sont les suivants :

Essais	Stator à grain orienté	Stator à grain non orienté	Les deux stators superposés
Induction B [mT]	16,2	13	17,6

**Observation :** Lors de ces essais, on a observé le déplacement de la charge.

## IV-7-Applications

### IV-7-1-Première application

#### ❖ Cas de 3 encoches

#### ➤ Caractéristiques géométrique

Le modèle géométrique traité dans le cadre de cette application est un dispositif d'une machine linéaire, il est tel que représenté par la figure IV-1, ayant les caractéristiques suivantes :

#### a- Inducteur (Fer-Silicium) :

Longueur : 42 mm.

Profondeur : 251.2 mm.

Hauteur: 16 mm.

Hauteur de l'encoche : 6 mm.

Largeur de l'encoche : 8 mm.

#### b- Induit (aluminium) :

Longueur: 42 mm.

Epaisseur : 1 mm.

#### c- Entrefer (air) :

Epaisseur : 2 mm.

#### ➤ Les différentes étapes de réalisation de la structure à l'aide de FEMM :

La construction d'une structure pour l'étude se fait dans la partie preprocesseur et se compose de quatre taches essentielles.

- Représenter les points extrêmes des lignes qui composent la structure.
- Relier les points extrêmes avec les segments de lignes.
- Ajouter l'étiquette « bloc label » pour chaque région dans le domaine, puis leur affecter des matériaux dont on connaît les propriétés.
- définir les conditions aux limites (types Dirichlet) et l'imposer aux contours concernés.

➤ **Définition du problème :**

-Type de problème	cartésien
-Unité de longueur	millimètre
-fréquence	50Hz
- La profondeur	1000mm
-Précision de calcul	1e-008

➤ **Les matériaux assignés pour les différentes régions, leurs propriétés et la taille de leurs maillages :**

**L'air :**

-perméabilité relative	$\mu_r=1$
-finesse du maillage	1
-groupe	1

**Le fer-silicium :**

-perméabilité relative	$\mu_r= 5500$
-finesse de maillage	0.1
-groupe	2

**L'aluminium :**

-perméabilité relative	$\mu_r=1$
-finesse de maillage	0.1
-groupe	3
-conductivité électrique	$\sigma =34 \text{ Ms/m}$

**Le cuivre :**

-perméabilité relative	$\mu_r=1$
-densité de courant	$J=12,250 \text{ MA/m}^2$
- finesse de maillage	1
-groupe	4
-conductivité électrique	$\sigma =5.9*1 \text{ e}7 [\text{m}\Omega^{-1}]$

**➤ Etude en 2D cartésien :****a- Conditions aux limites et maillage du domaine :****1- Conditions aux limites :**

Le domaine de résolution qui concerne le dispositif physique de la figure (I) auquel sont associées des conditions aux limites sur les frontières du domaine, elles sont de type Dirichlet homogènes.

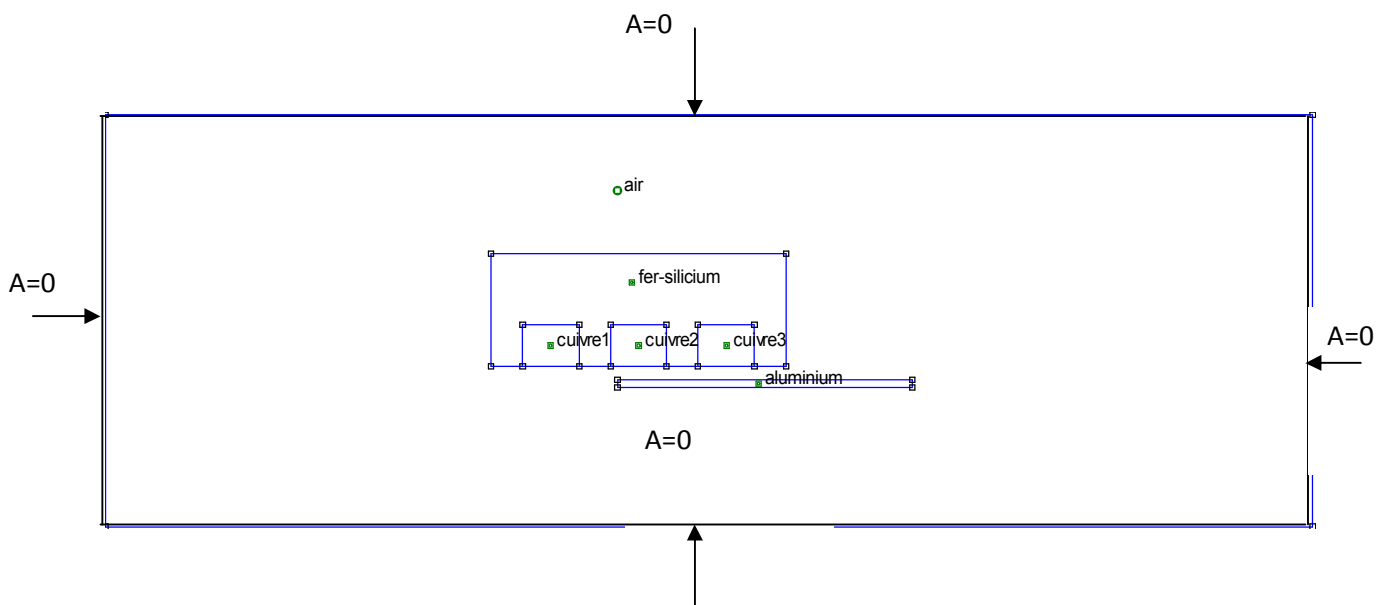


Figure IV-6- : Domaine de résolution et conditions aux limites.

## 2- Maillage du domaine :

Afin de résoudre le problème électromagnétique 2D en régime magnétodynamique dans le plan  $[x, y]$ , la figure suivante illustre le maillage de la structure étudiée pour la résolution par éléments finis.

-On remarque que le maillage est très affiné au niveau de la charge et de l'induit.

□

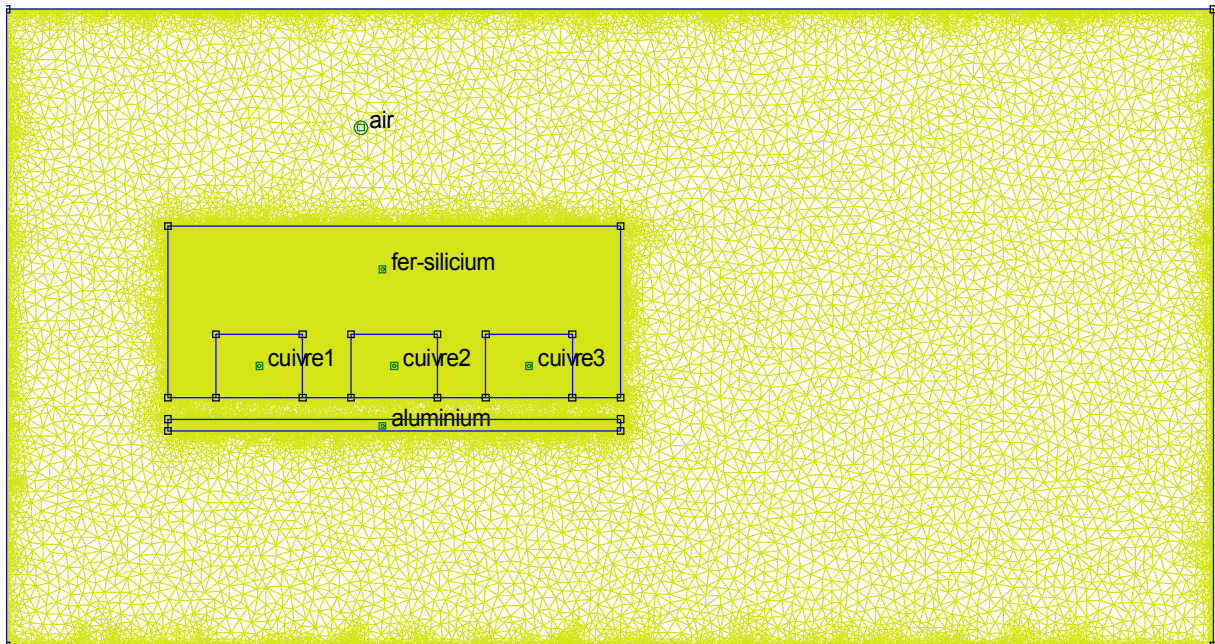


Figure IV-7- : Maillage éléments finis du domaine d'étude

-On remarque que le maillage est très affiné au niveau de la charge et de l'inducteur

### b- Déplacement linéaire :

Dans cette application un déplacement horizontal de l'induit est étudié pour 20 itérations avec un pas déplacement de 3 mm chacun, nous allons nous intéresser à l'étude de la force électromagnétique et l'induction magnétique.

Et on obtient les résultats suivants :

➤ Pour :  $J = 12,250 \cdot 10^6 \text{ A/m}^2$ ,  $\mu_r = 5500$

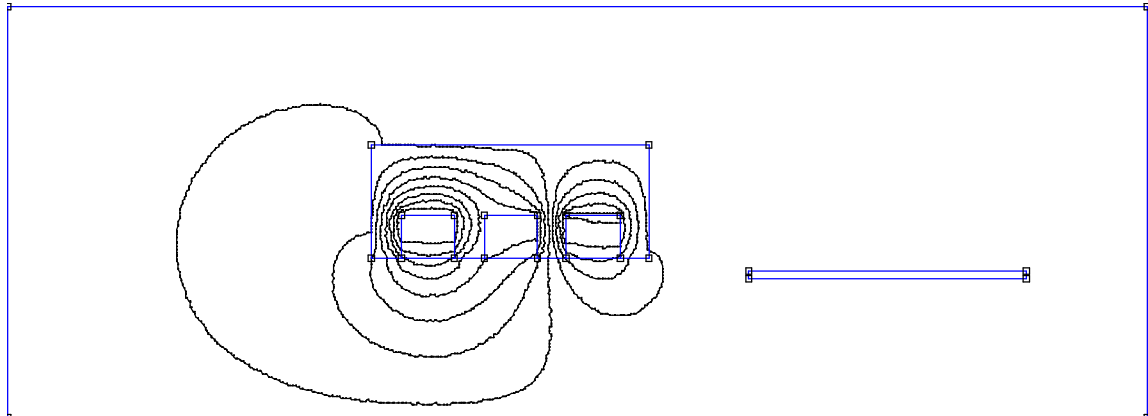


Figure IV-8 : Distribution du potentiel vecteur magnétique a la fin du déplacement

- Le module d'induction magnétique

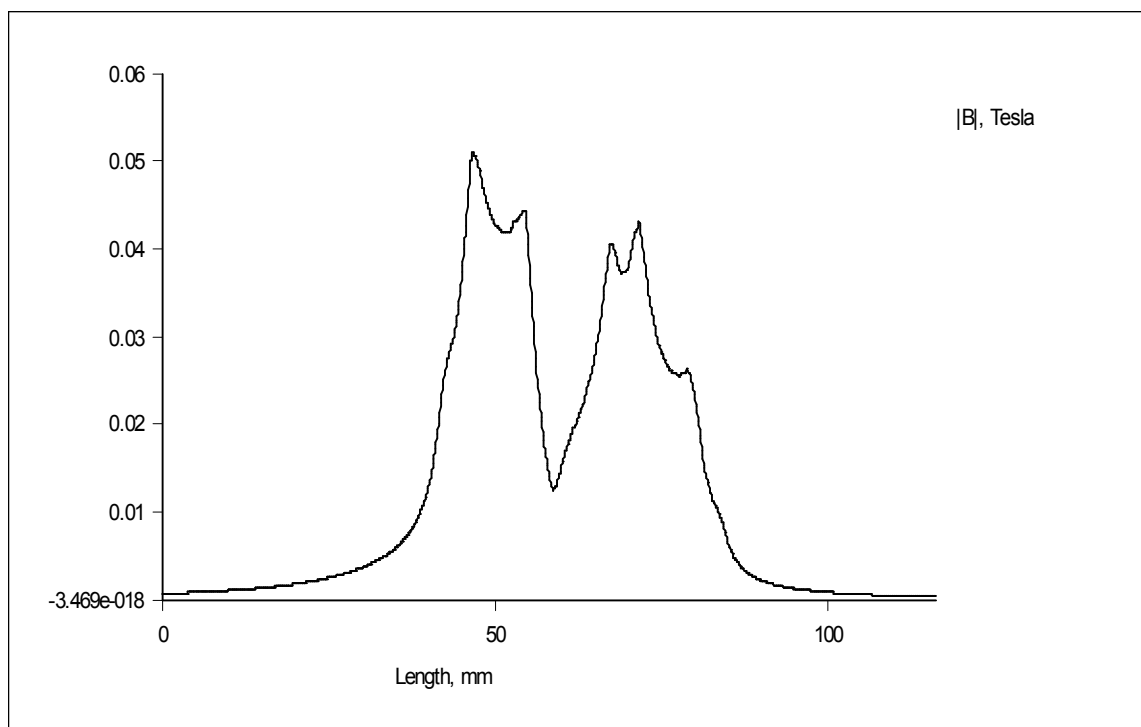


Figure IV-9 : Le module d'induction magnétique le long du segment ab

- Le module de la composante normale de l'induction magnétique

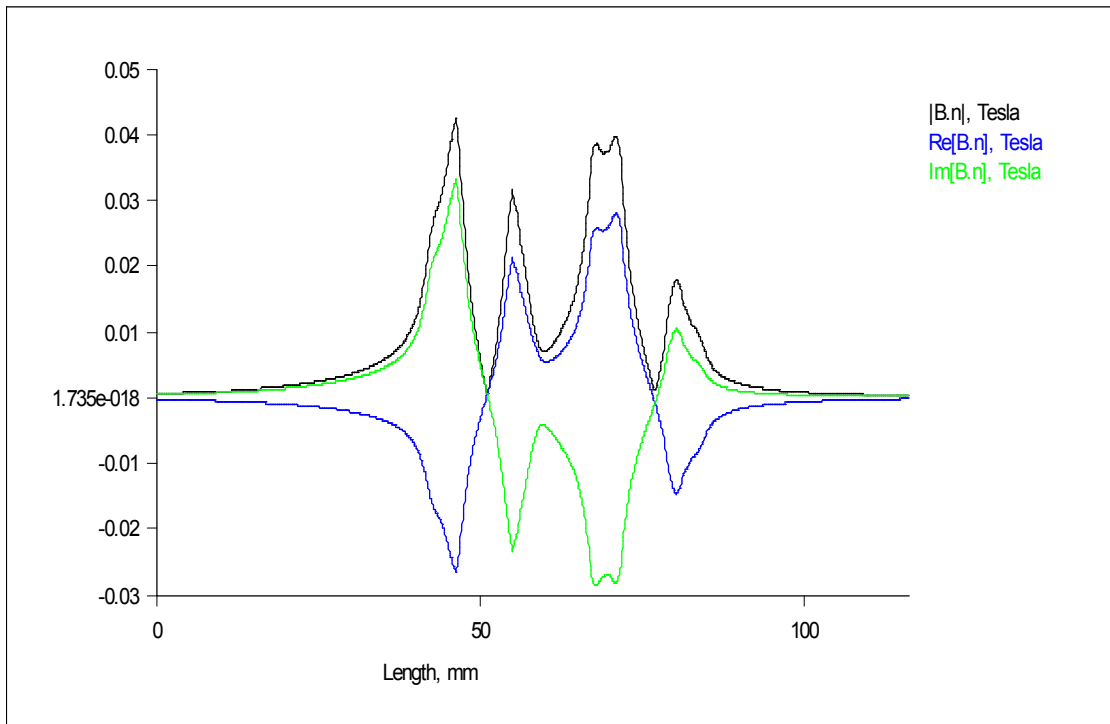


Figure IV-10 : le module de la composante normale d'induction

- La force magnétique :

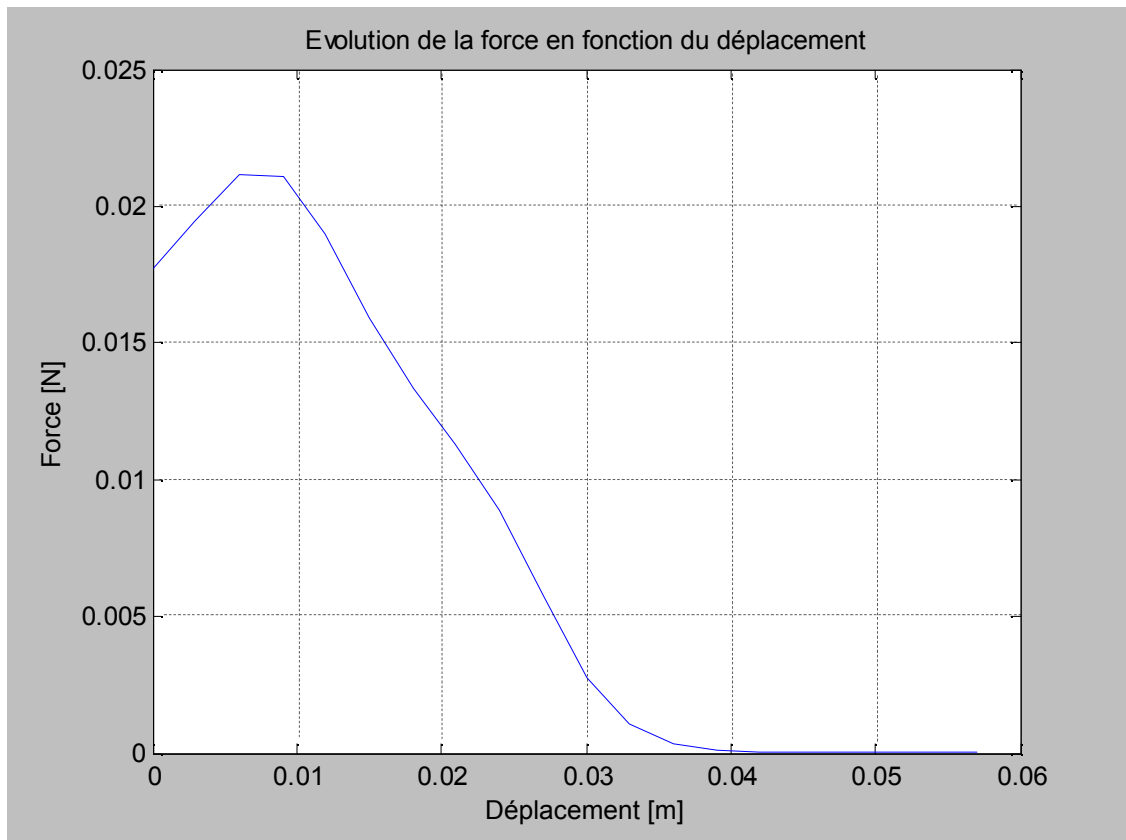


Figure IV-11 : La force en fonction du déplacement.

**IV-7-2-DEUXIEME APPLICATION**

➤ **Cas six encoches**

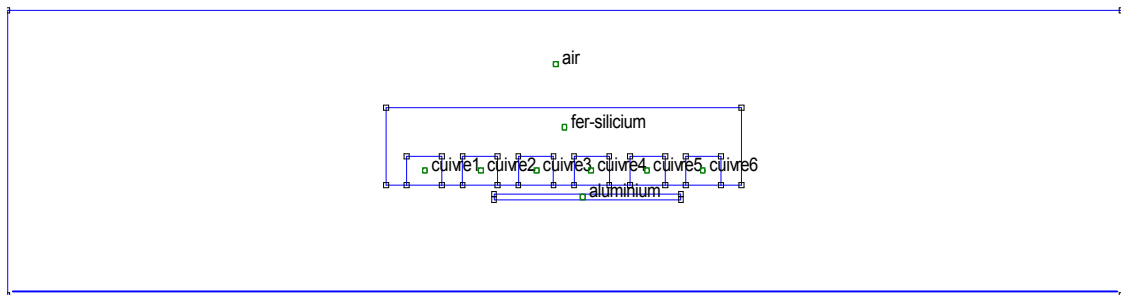


Figure IV-12 : La géométrie du dispositif.

➤ Pour :  $J = 12.250 \cdot 10^6 \text{ A/m}^2$ ,  $\mu_r = 2500$

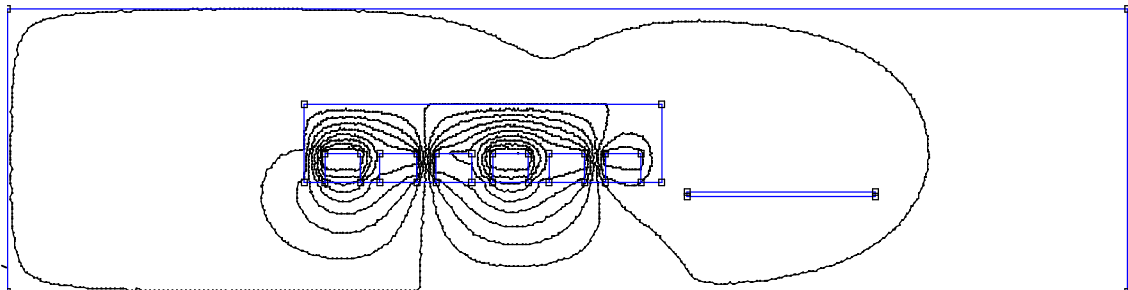


Figure IV-13 : Distribution du potentiel vecteur magnétique a la fin du déplacement

- Le module d'induction magnétique

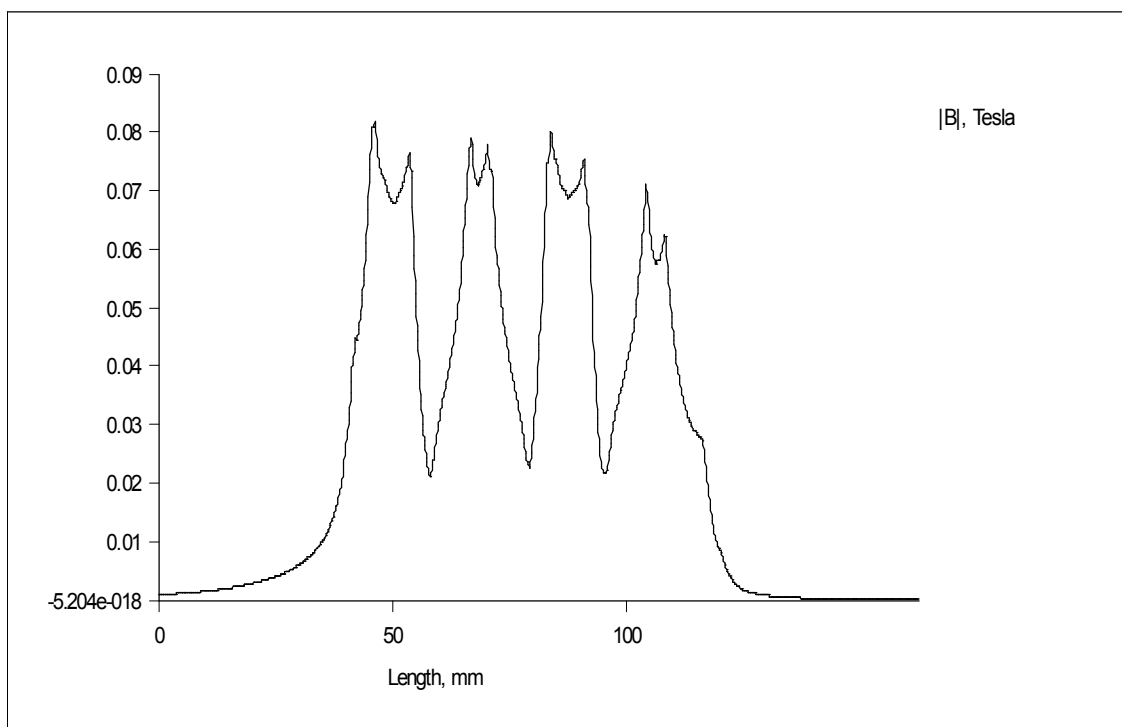


Figure IV-14 : Le module d'induction magnétique le long du segment ab

- Le module de la composante normale de l'induction magnétique

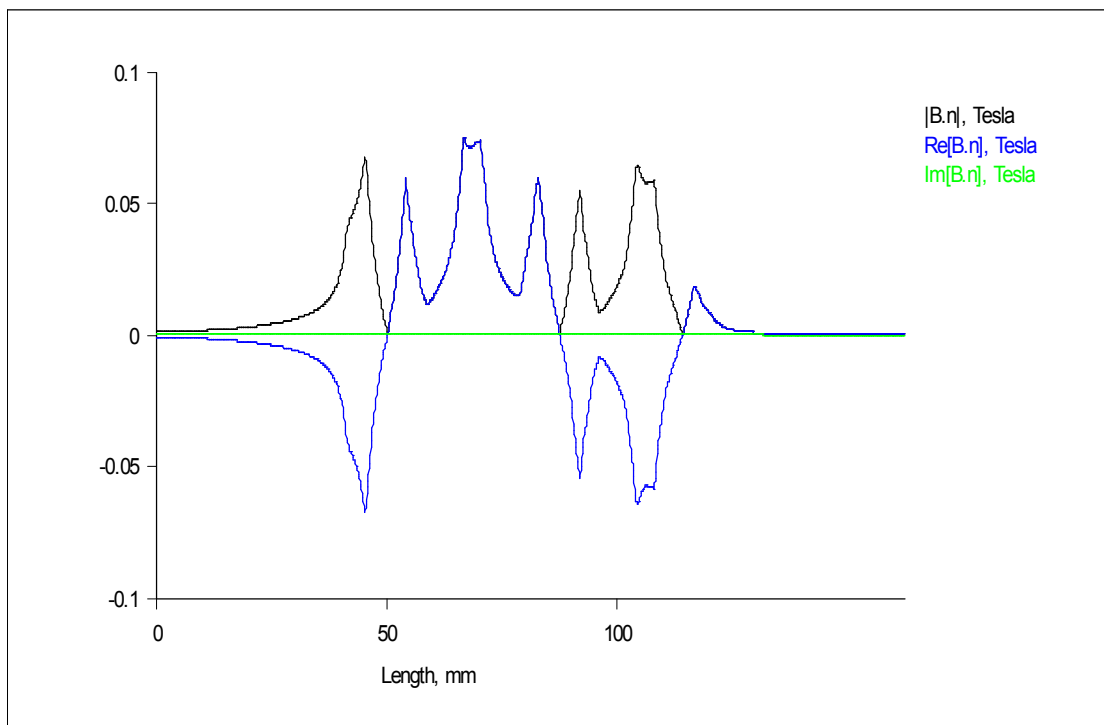


Figure IV-15 : Le module de la composante normale d'induction

- La force magnétique

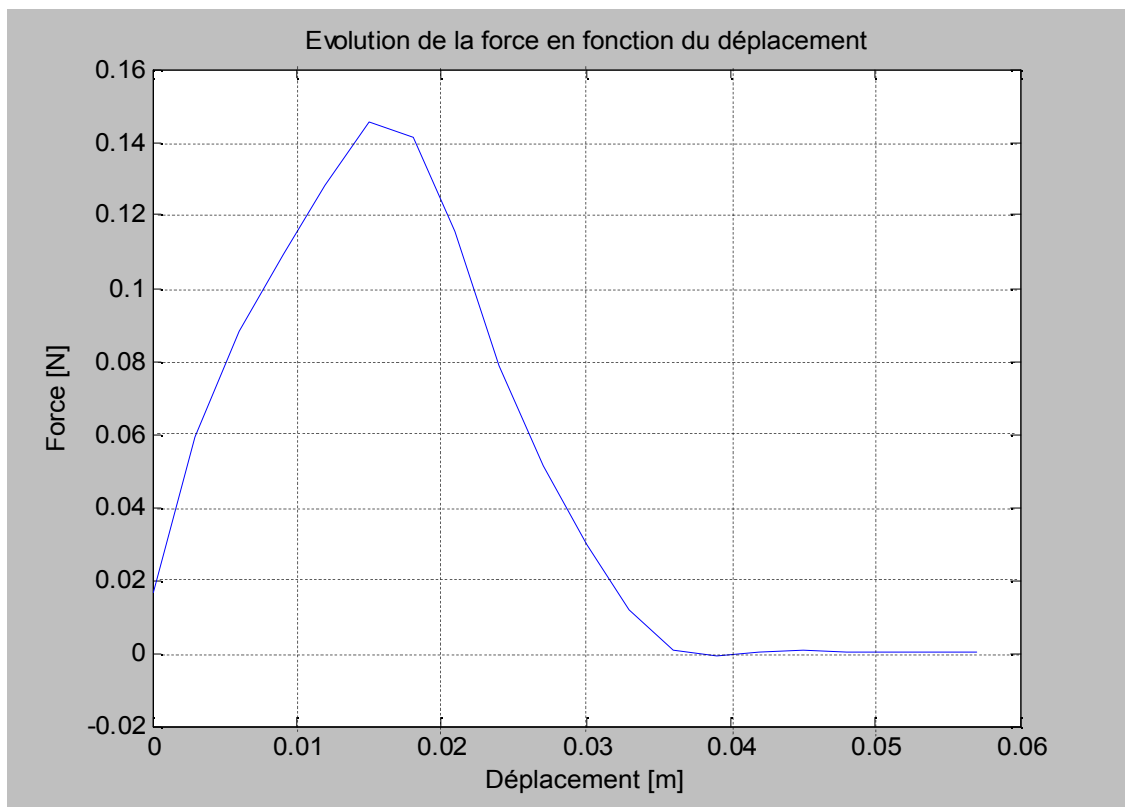


Figure IV-16: La force en fonction du déplacement.

➤ Pour :  $J = 12.250 \cdot 10^6 \text{ A/m}^2$ ,  $\mu_r = 5500$

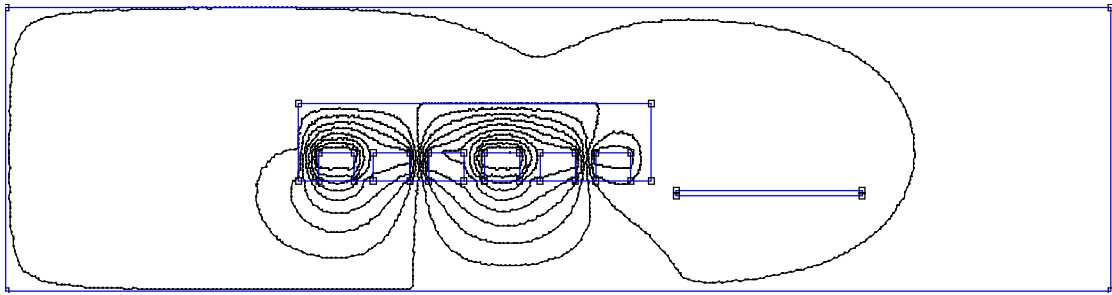


Figure IV-17 : Distribution du potentiel vecteur magnétique a la fin du déplacement

- Le module d'induction magnétique

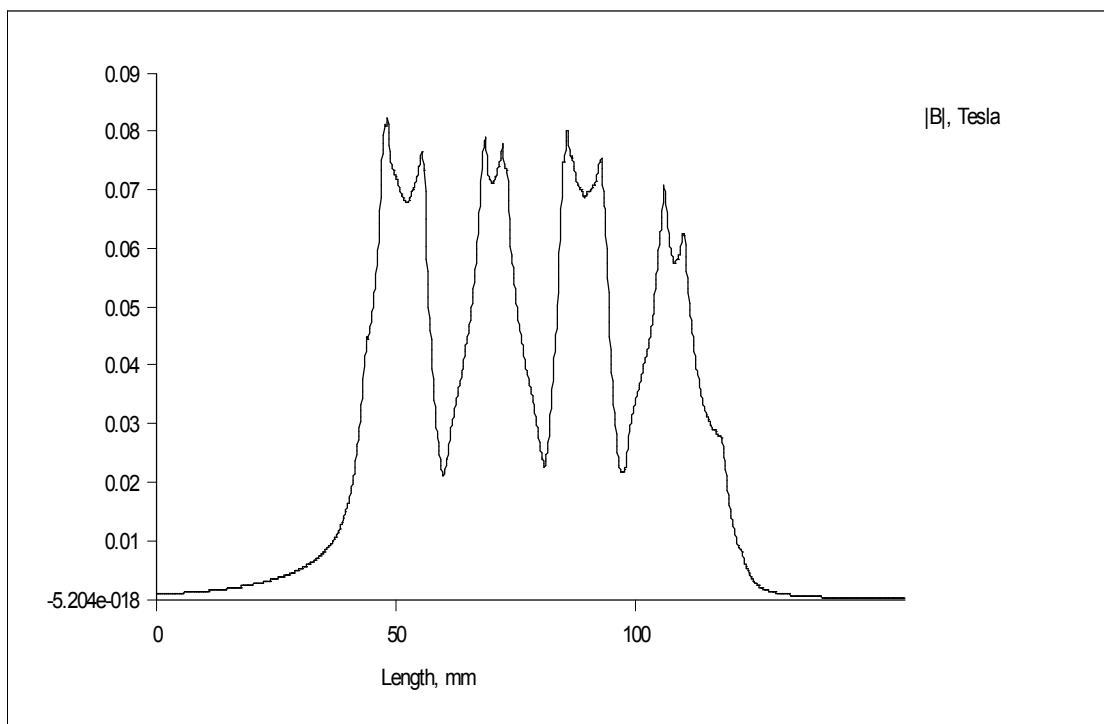


Figure IV-18 : Le module d'induction magnétique le long du segment ab

- Le module de la composante normale de l'induction magnétique

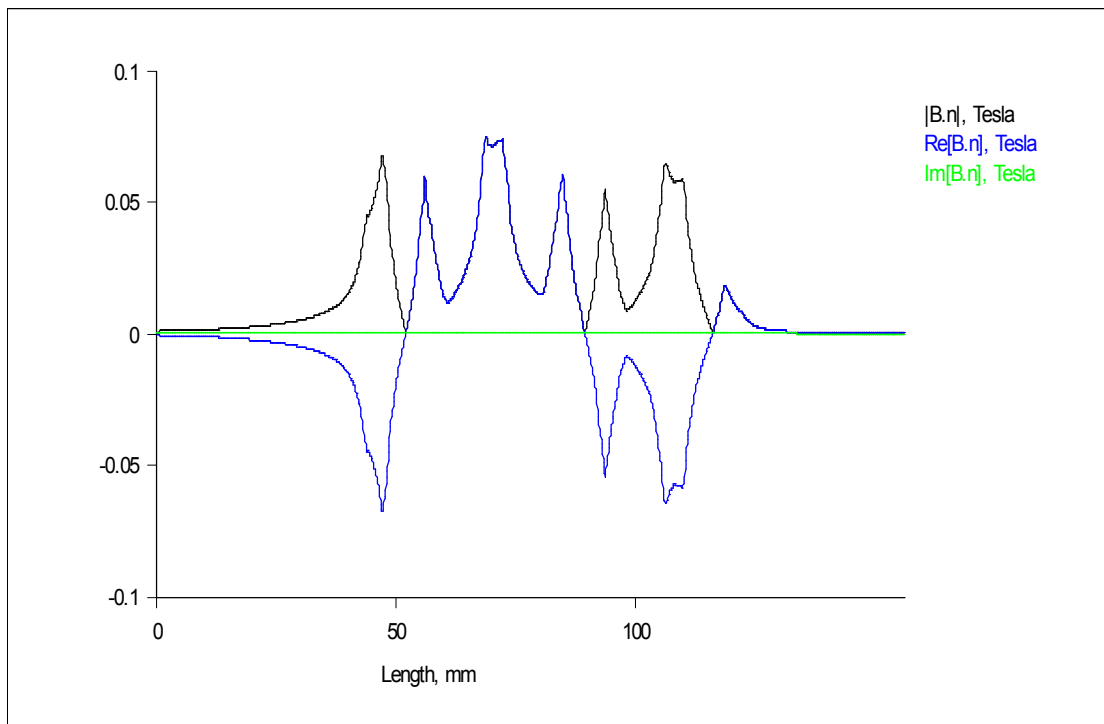


Figure IV-19 : Le module de la composante normale d'induction

- La force magnétique

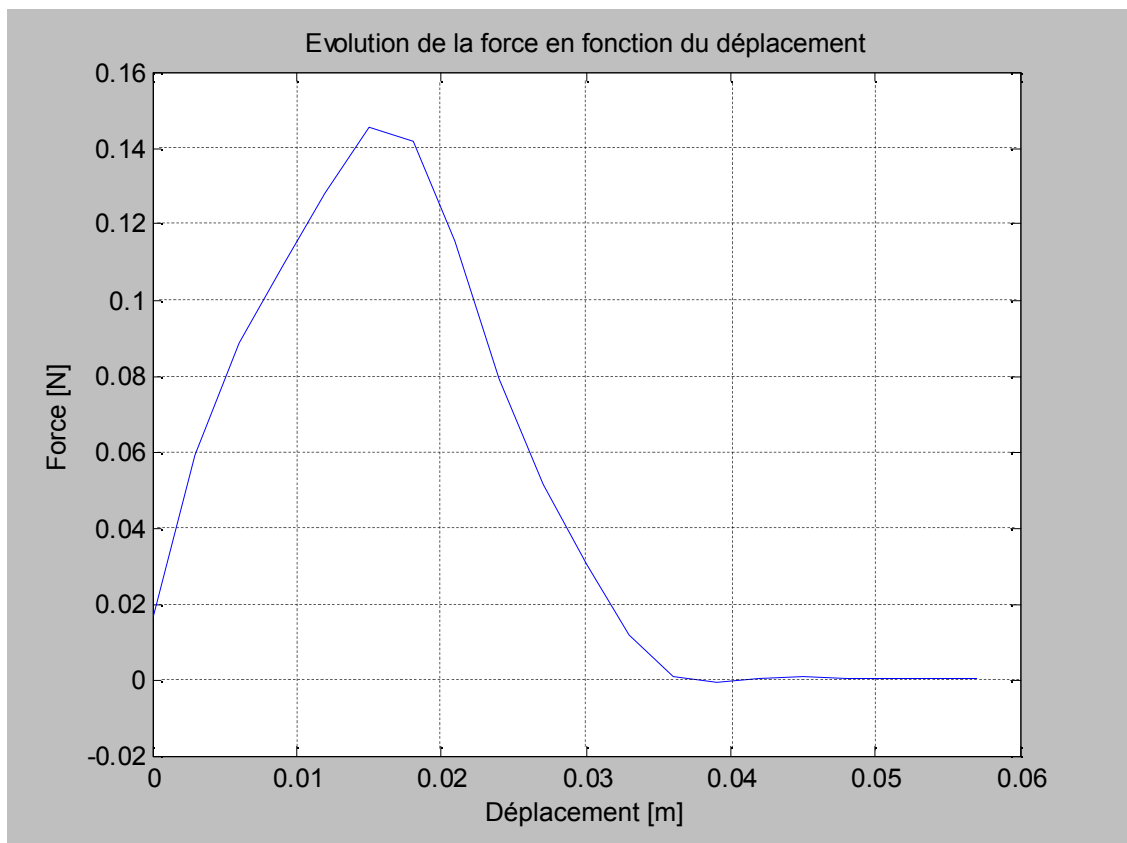


Figure IV-20: La force en fonction du déplacement.

➤ Pour :  $J = 12,250 \cdot 1,5 \cdot 10^6 \text{ A/m}^2$ ,  $\mu_r = 5500$

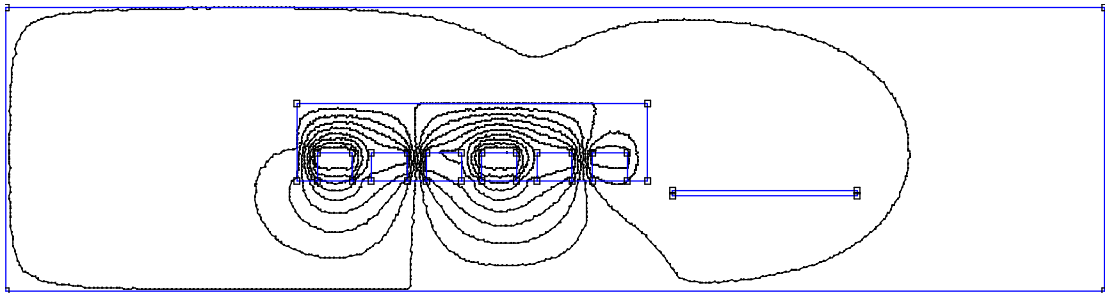


Figure IV-21 : Distribution du potentiel vecteur magnétique a la fin du déplacement

- Le module d'induction magnétique

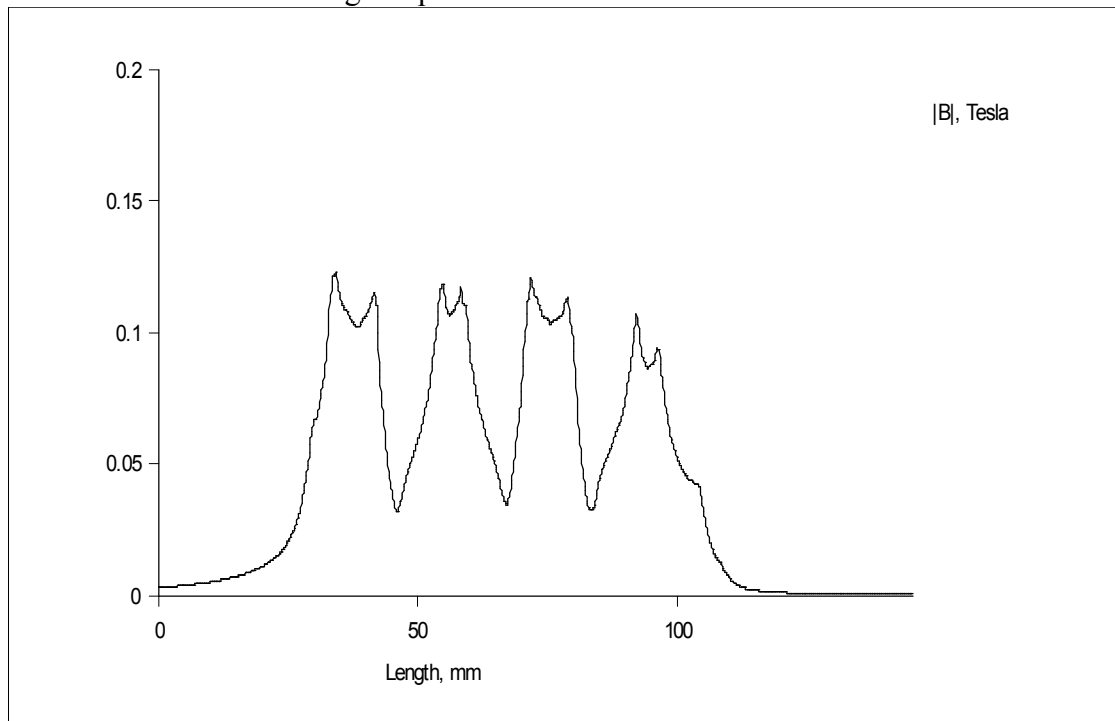


Figure IV-22 : Le module d'induction magnétique le long du segment ab

- Le module de la composante normale de l'induction magnétique

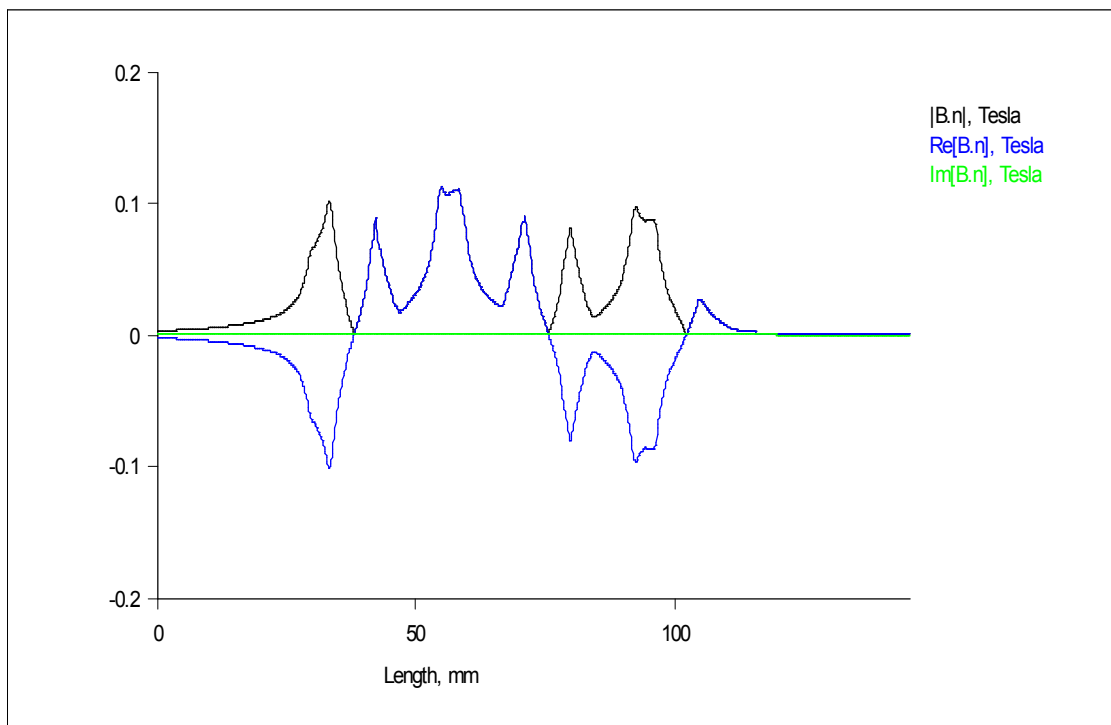


Figure IV-23 : le module de la composante normale d'induction

- La force magnétique

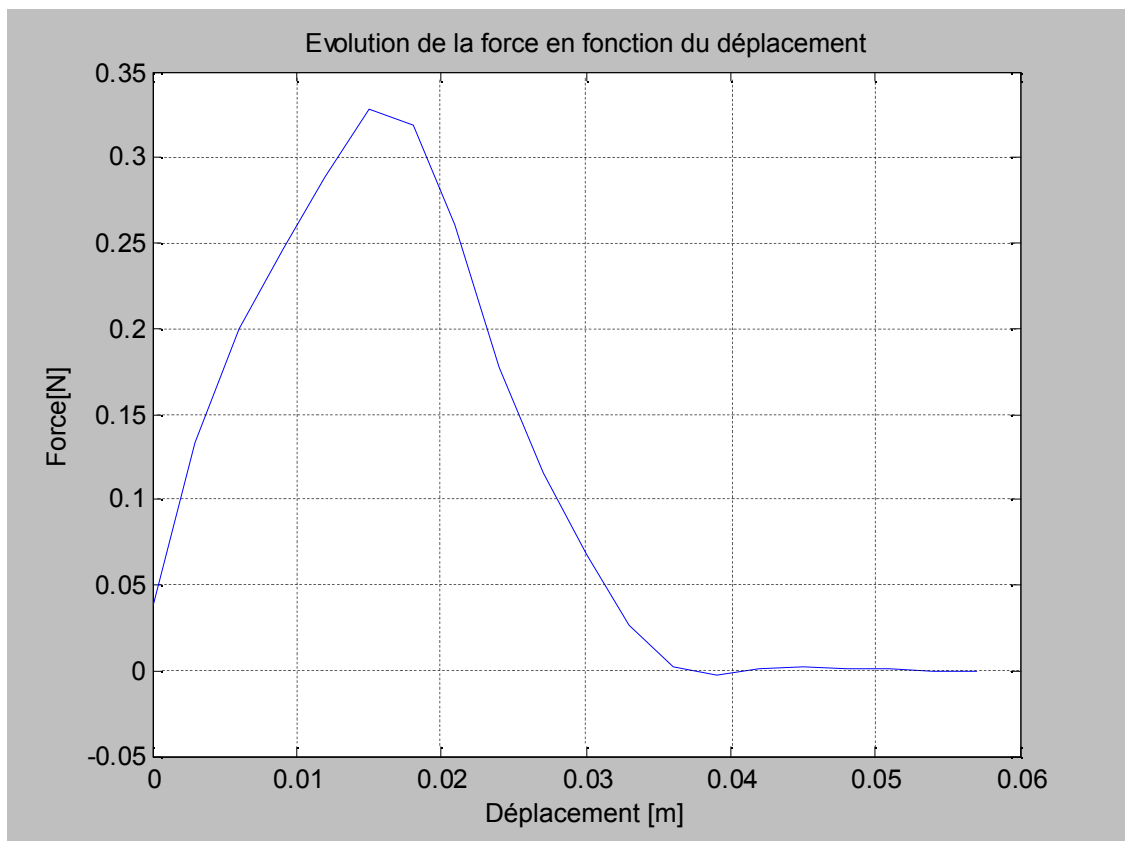


Figure IV-24 : La force en fonction du déplacement.

➤ Pour :  $J = 12,250 \cdot 2 \cdot 10^6 \text{ A/m}^2$ ,  $\mu_r = 5500$

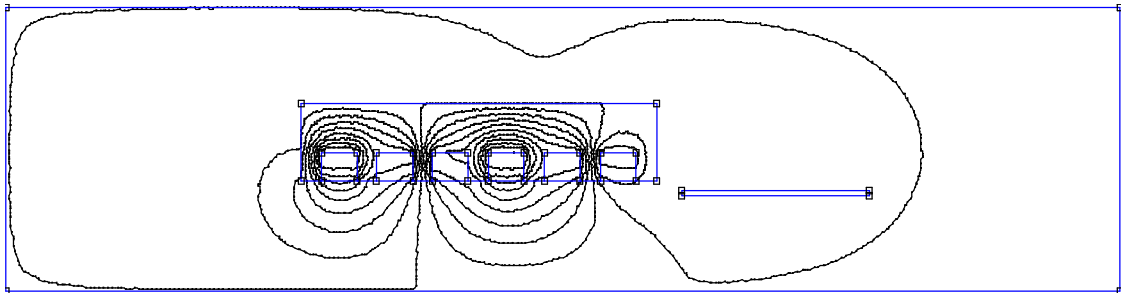


Figure IV-25 : Distribution du potentiel vecteur magnétique a la fin du déplacement.

- Le module d'induction magnétique

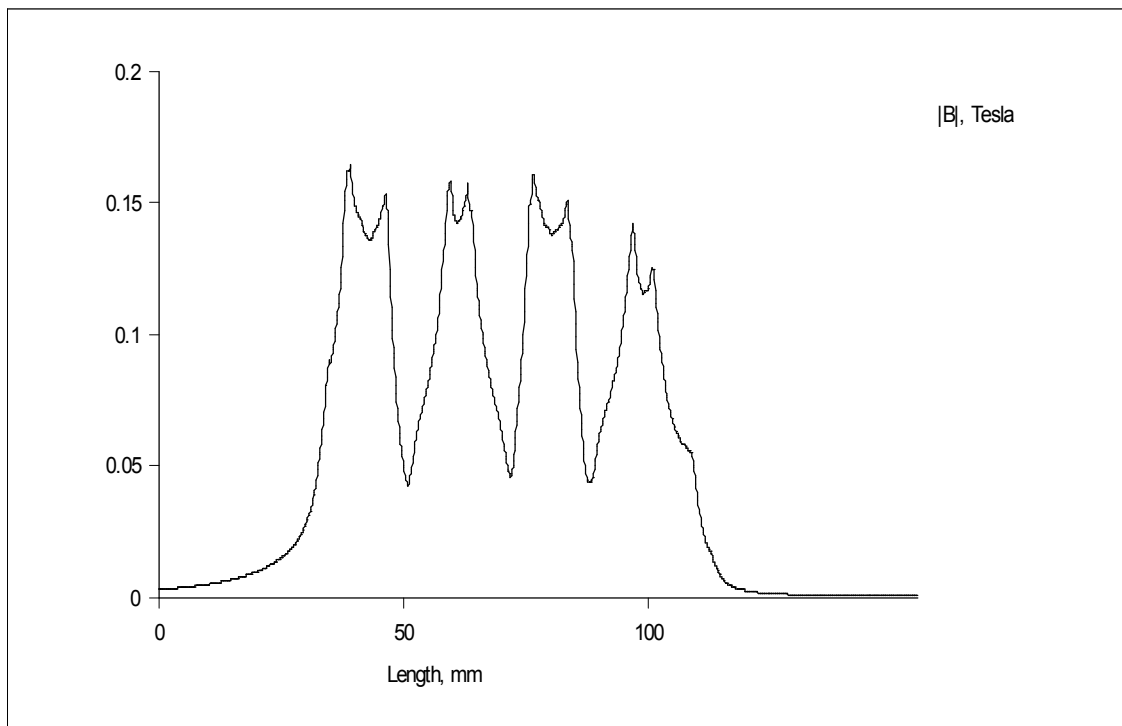


Figure IV-26 : Le module d'induction magnétique le long du segment ab

- Le module de la composante normale de l'induction magnétique

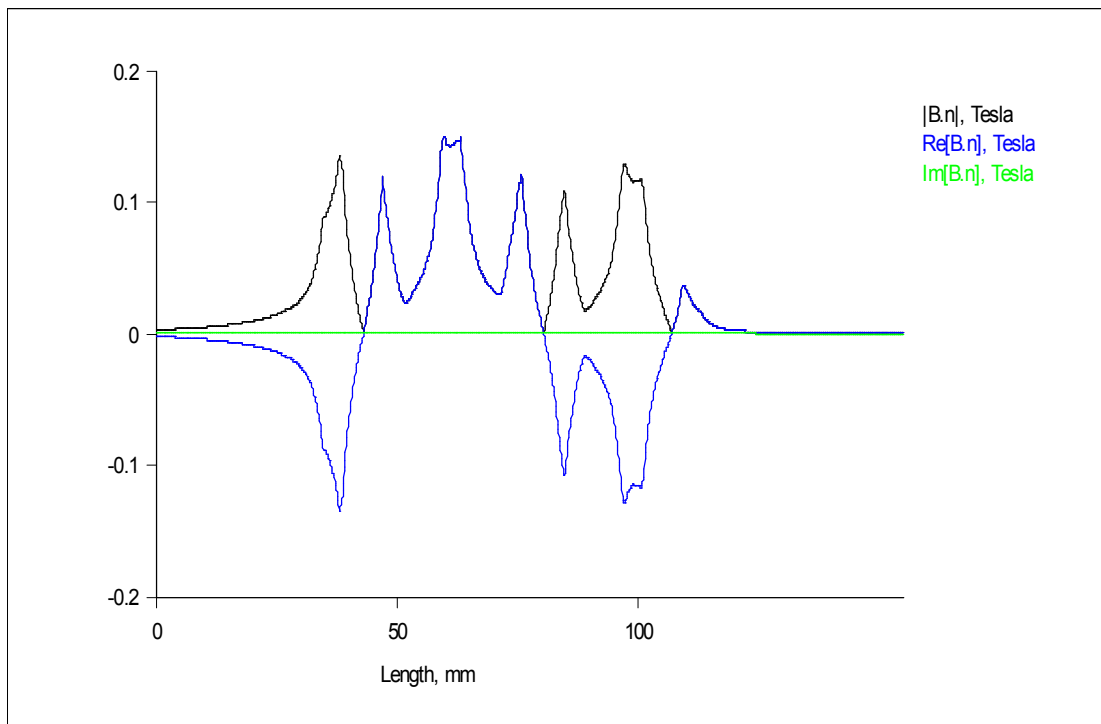


Figure IV-27 : Le module de la composante normale d'induction

- La force magnétique

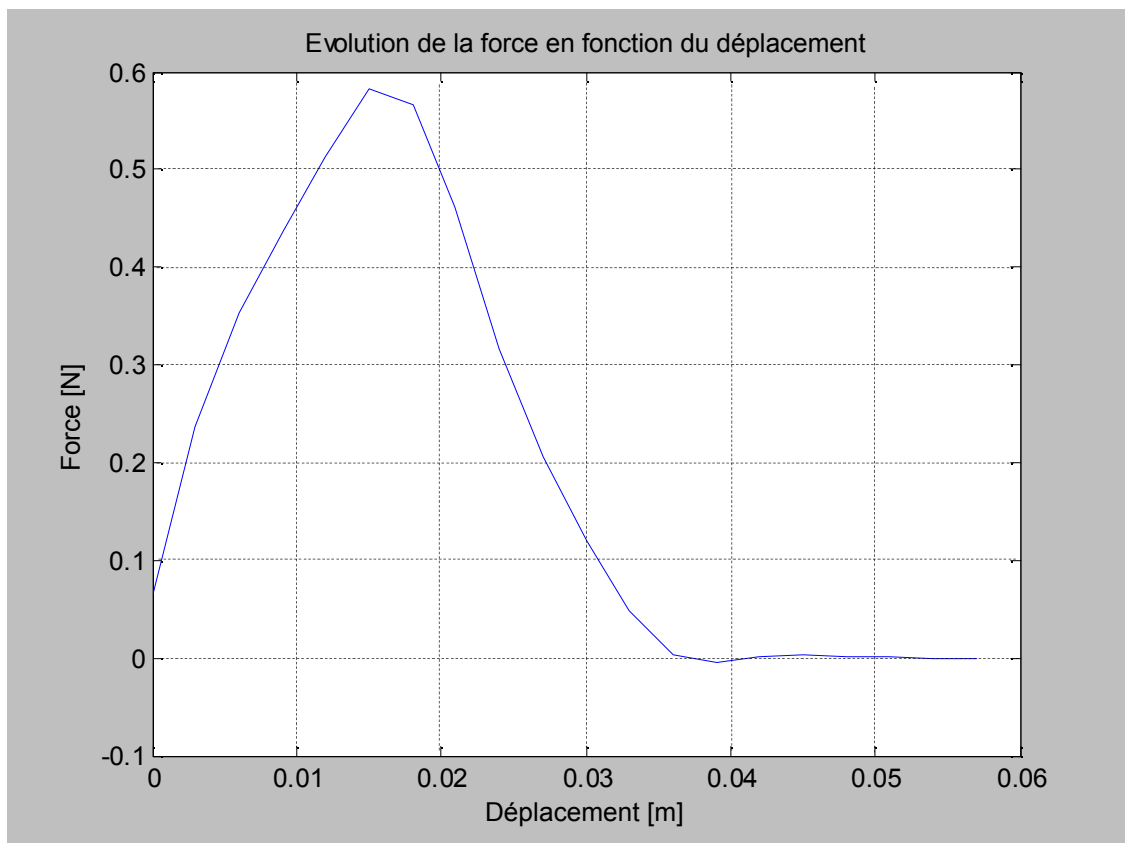


Figure IV-28: La force en fonction du déplacement.

### IV-7-3-TROISIEME APPLICATION

#### ➤ Cas six encoches profondes

Dans ce cas l'encoche est de type 2

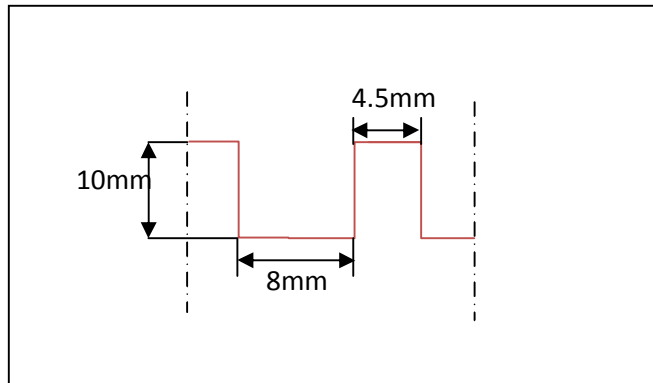


Figure IV-29 : Caractéristiques géométriques de l'encoche.

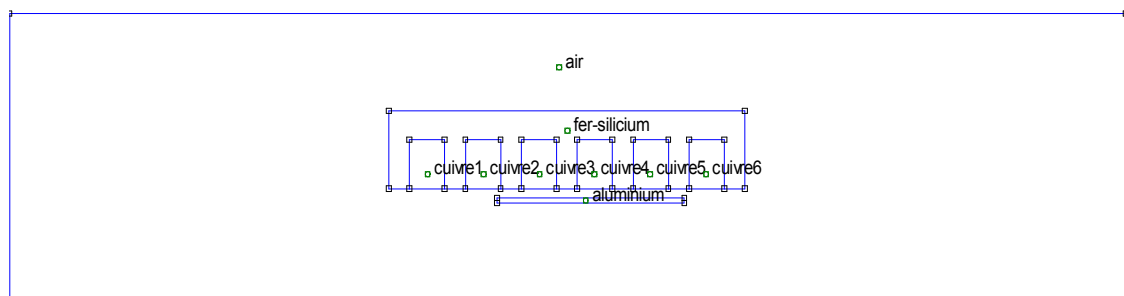


Figure IV-30: La géométrie du dispositif.

#### ➤ Pour : $J = 12,250 \cdot 10^6 \text{ A/m}^2$ , $\mu_r = 5500$

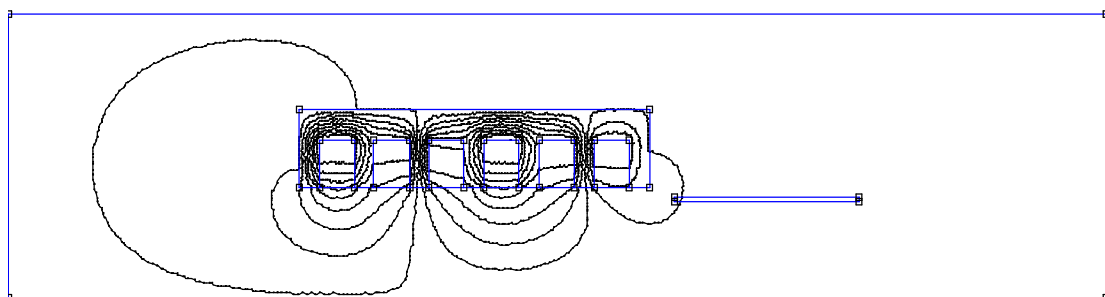


Figure IV-31 : Distribution du potentiel vecteur magnétique a la fin du déplacement.

- Le module d'induction magnétique

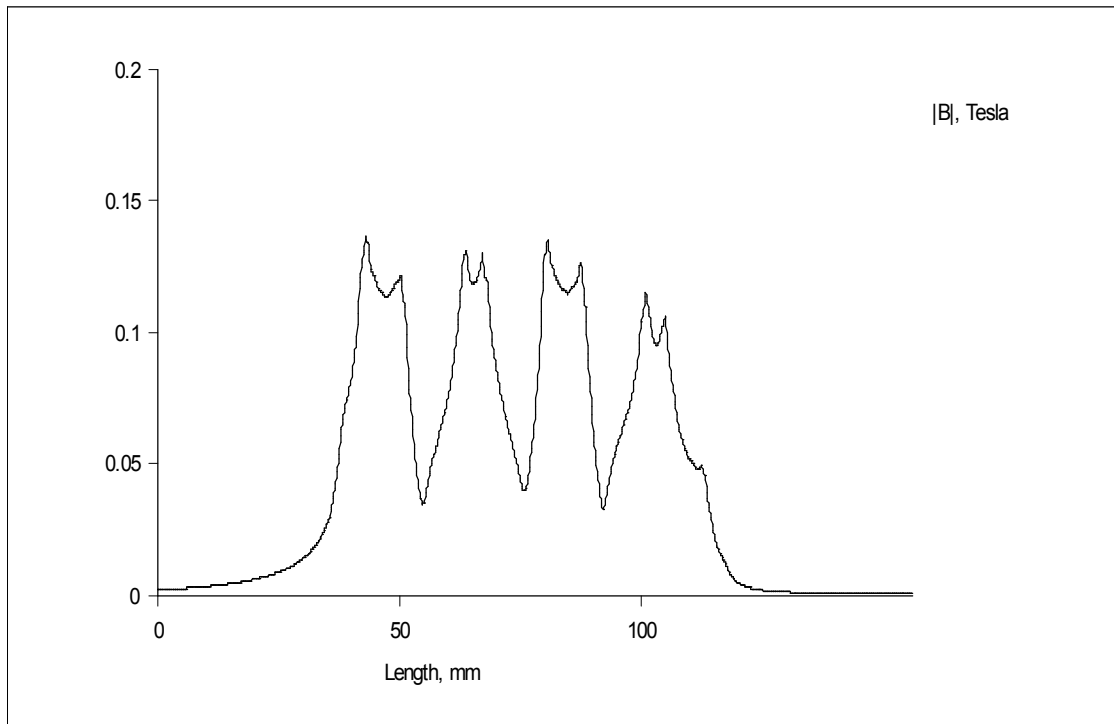


Figure IV-32 : Le module d'induction magnétique le long du segment ab

- Le module de la composante normale de l'induction magnétique

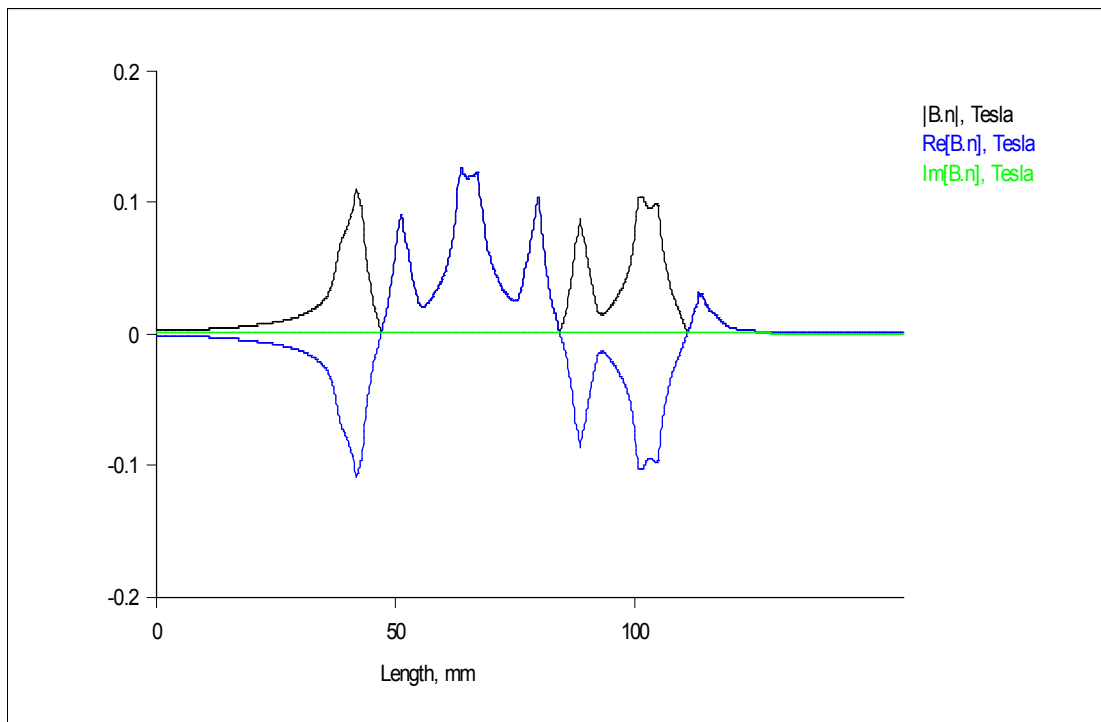


Figure IV-33 : le module de la composante normale d'induction

- La force magnétique

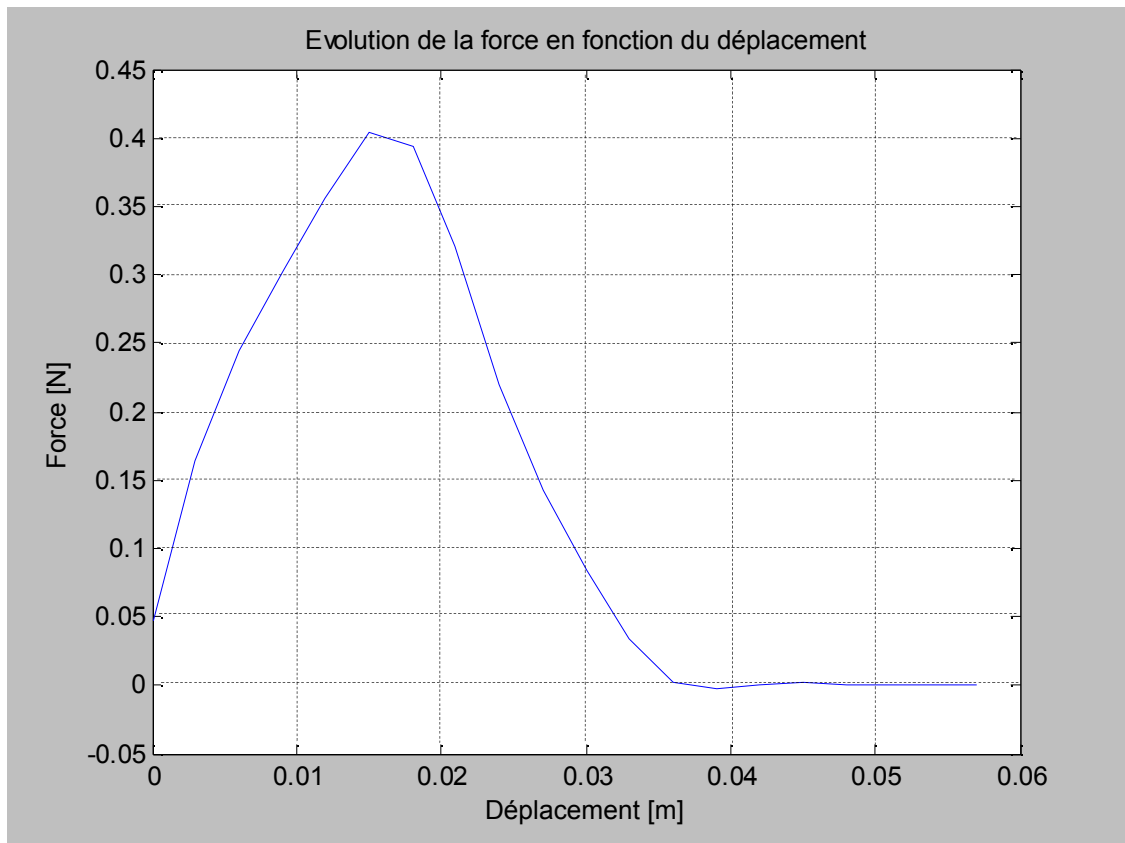


Figure IV-34 : La force en fonction du déplacement.

Les figures ci-dessous représentent la superposition de la force électromagnétique pour les différents paramètres.

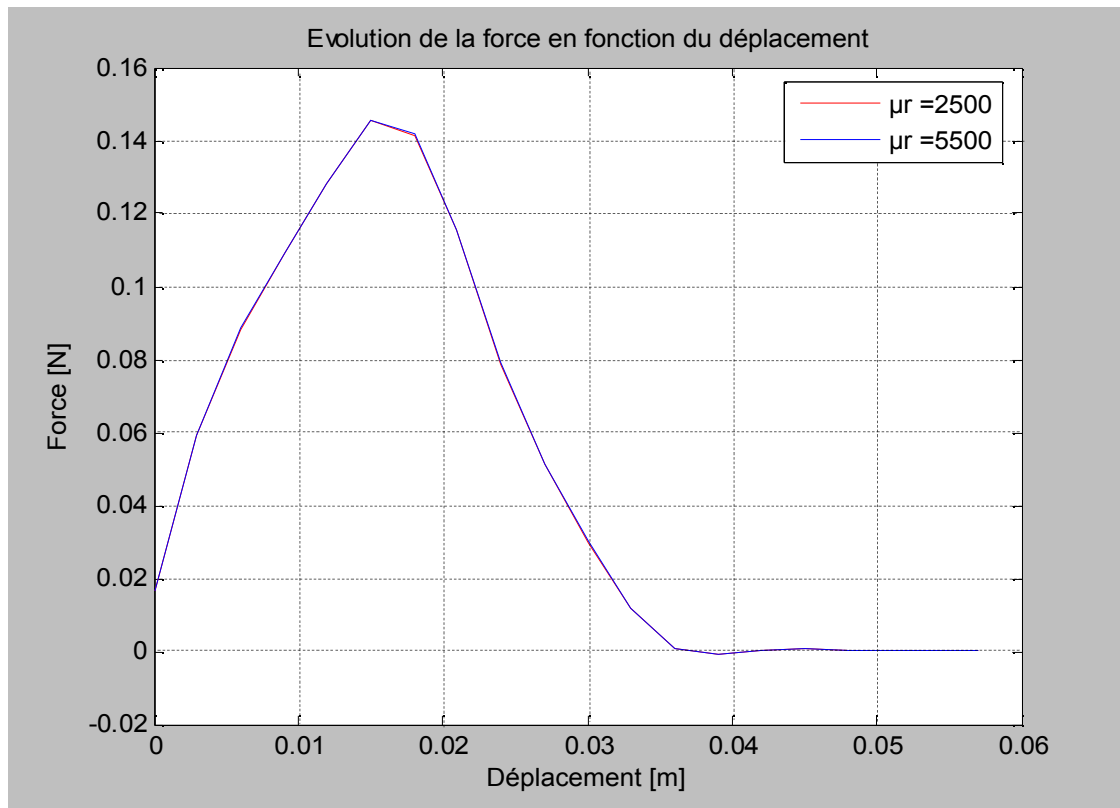


Figure IV-35 : Evolution de la force en fonction du déplacement pour deux valeurs de la perméabilité

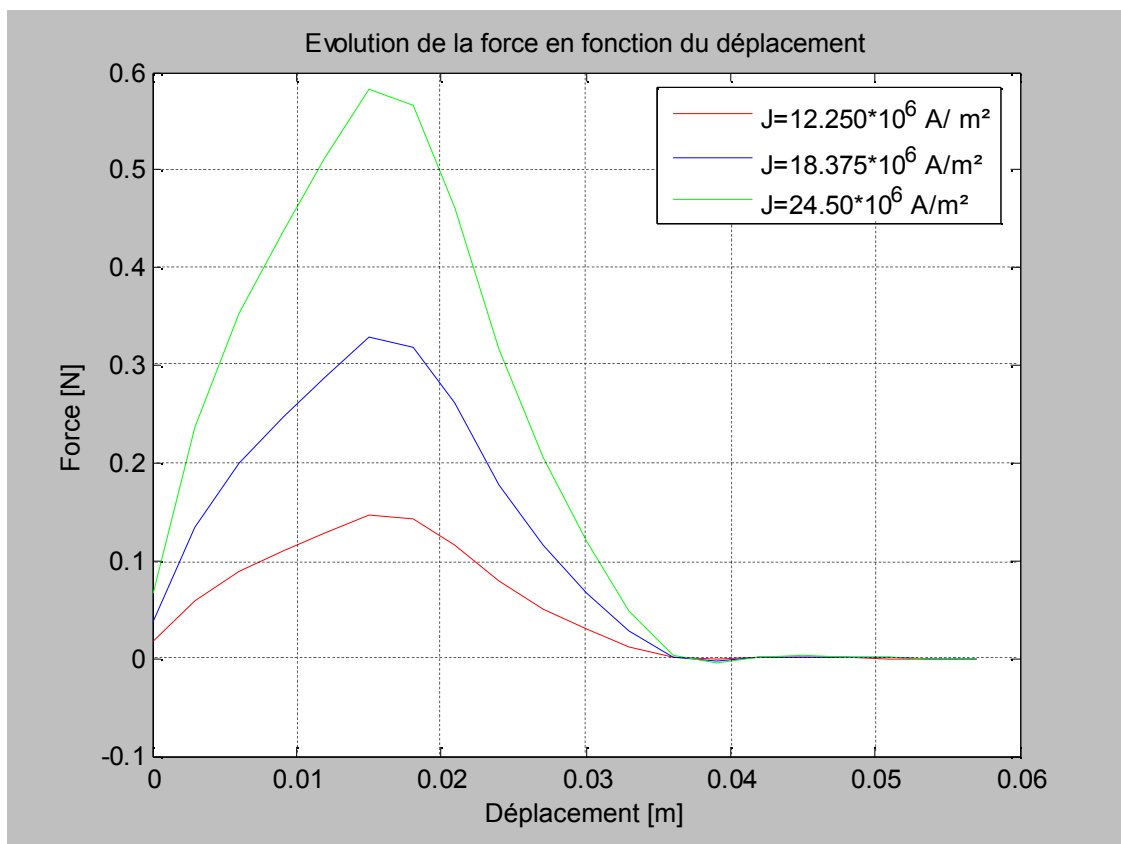


Figure IV-36 : superposition de la force en fonction du déplacement pour trois valeurs de la densité de courant.

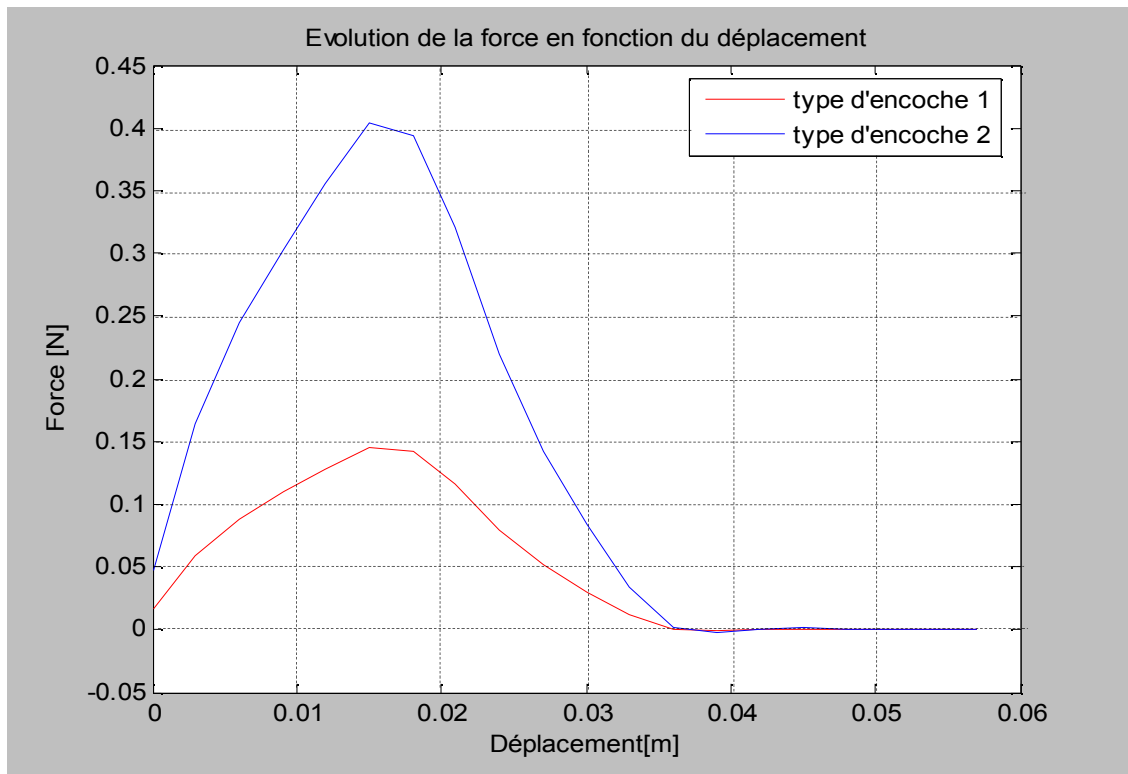


Figure IV-37 : Superposition de la force en fonction du déplacement pour deux types d’encoches différents.

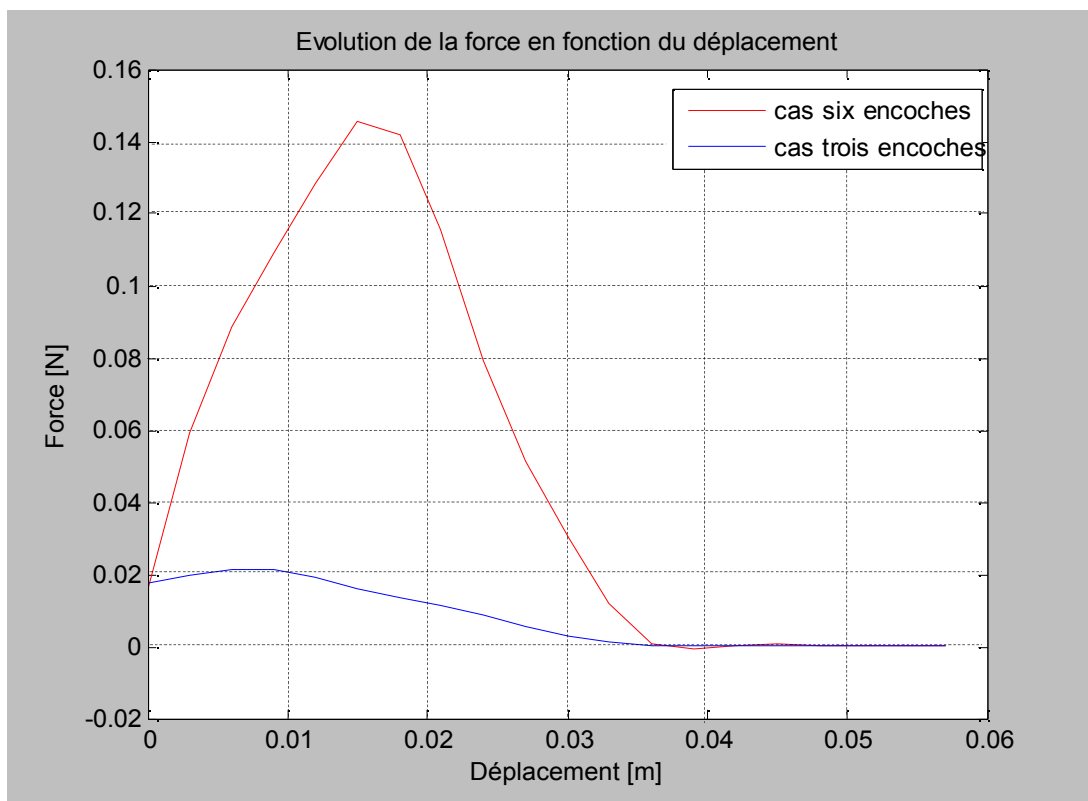


Figure IV-38 : superposition de la force en fonction du déplacement pour deux nombres d’encoches différents.

### **IV-8-Interprétation des courbes**

Les figures (IV-9), (IV-10), (IV-14), (IV-15),(IV-18), (IV-19),(IV-22), (IV-23) , montrent l'évolution du module et les composantes normales de l'induction magnétique B sur la frontière inférieure de la partie statorique, on constate que l'augmentation de la densité de courant ainsi le nombre de bobines permet d'augmenter l'amplitude de l'induction magnétique et de fournir une meilleur répartition de cette dernière a la frontière de l'entrefer ce qui permet de limiter les ondulations de l'induction dans l'entrefer.

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-8), (IV-13), (IV-17), (IV-21), (IV-25),(IV-31), illustrent le potentiel vecteur magnétique sur la partie inférieure de l'inducteur et pour les différentes valeurs de courant d'induction et de perméabilité relative du fer-silicium (inducteur).

En examinant les différentes allures. On constate que la distribution du potentiel vecteur magnétique dans les différentes parties de la machine linéaire étudiée pour les valeurs du courant d'induction est la même.

Les figures (IV-11), (IV-16), (IV-20), (IV-24), (IV-28),(IV-34), Représentent l'allure de la force électromagnétique en fonction du déplacement, on remarque que la force atteint son maximum lorsque l'induit est sous la zone d'influence des bobines conductrices qui engendre une force de poussée importante, cette force diminue au fur à mesure que la charge quitte cette zone et elle s'annule une fois l'induit est complètement à l'extérieur.

On remarque que l'augmentation de la densité de courant, la profondeur de l'encoche et le nombre de bobines dans l'inducteur engendre une force de poussée très importante, par contre l'augmentation de la perméabilité relative influe légèrement sur la force.

### **IV-9-Conclusion**

L'analyse des résultats montre que les performances les plus adéquates sont obtenues pour un inducteur de structure géométrique bien étudiée, les essais montre que pour avoir une force de poussé importante l'augmentation de la densité de courant, le nombre de bobines et la profondeur de l'encoche sont nécessaire.

Nous nous sommes intéressés au cours de ce travail à la réalisation d'un moteur linéaire comportant deux stators, aux essais expérimentaux et d'observer le déplacement de la charge qui est du à une force électromagnétique.

L'effet de déplacement de cette charge, son emplacement se voit dès les premiers résultats en terme d'augmentation ou de diminution de la force électromagnétique.

Un induit se trouvant en phase de sortir du champ d'influence de l'inducteur mené au fait que les grandeurs magnétiques tendent à s'annuler. Ce modèle nous à permis ensuite d'étudier l'effet d'un paramètre sur l'autre.

La méthode des éléments finis est exploitée pour la modélisation du dispositif étudié pour cela, un modèle représentatif est obtenu et il permet l'étude des performances de la machine.

En vue de l'importance de la méthode des éléments finis dans l'industrie, le critère économique s'impose pour l'ingénieur la notion du temps minime dans l'étude et la réalisation des projets.

Cela a contribué à l'apparition des logiciels où on s'inspire de leurs programmes utiles pour l'étude et la mise en œuvre de la méthode des éléments finis à l'aide de l'outil informatique.

Parmi ces logiciels, Finit Elément Méthode Magnétique (FEMM), que nous avons exploitée dans notre travail.

L'élaboration de ce présent mémoire, nous a permis d'approfondir et d'enrichir nos connaissances dans le domaine de l'électrotechnique en général et modélisations des moteurs en particulier.

En perspectives, nous souhaitons pouvoir réaliser d'autres prototypes pour obtenir des performances plus importantes.

# Annexe 1

## Valeurs expérimentales pour la tôle M800-50A

B [T]	H [A/m]	Ps [W/Kg]	Ss [VA/Kg]	$\mu_r$
2,124	11450	7,63	248,5	147,6
2,076	9250	4,41	192,6	178,6
2,032	7208	6,62	147,2	224,3
1,986	5609	6,42	109,6	281,8
1,94	4260	6,02	79,57	362,4
1,894	3153	5,95	55,83	480,8
1,85	2240	5,64	38,79	657,2
1,807	1605	5,38	27,16	895,9
1,763	1144	5,1	19,27	1226
1,72	836	4,83	14,25	1637
1,678	622,7	4,541	11,27	2144
1,653	488,8	4,29	9,25	2662
1,593	402,7	4,054	7,904	3148
1,549	341,1	3,825	6,934	3614
1,506	299,9	3,616	6,226	3996
1,463	267,5	3,421	5,642	4352
1,421	244,6	3,236	5,213	4623
1,379	224,4	3,051	4,79	4890
1,337	209,3	2,89	4,443	5083
1,294	196	2,717	4,211	5254
1,251	185,7	2,562	3,929	5361
1,207	175,5	2,409	3,647	5473
1,165	168,1	2,267	3,411	5515
1,122	161,4	2,128	3,19	5532
1,08	155,3	1,995	2,977	5534
1,038	149,5	1,867	2,777	5525
0,995	144,4	1,744	2,587	5483
0,952	140,4	1,626	2,42	5396
0,909	135,9	1,51	2,249	5323
0,866	131,7	1,399	2,085	5233
0,823	127,8	1,221	1,933	5125
0,78	124	1,188	1,786	5006
0,738	120,4	1,086	1,678	4878
0,695	116,8	0,9914	1,537	4735
0,652	112,9	0,8982	1,399	4596
0,609	109,6	0,8096	1,272	4422
0,566	105,8	0,7227	1,145	4257
0,523	102,4	0,6407	1,028	4064
0,48	98,7	0,5597	0,9124	3870
0,438	95,3	0,4849	0,8067	3657
0,395	91,9	0,4131	0,7046	3420
0,353	88,3	0,3453	0,6085	3181
0,31	84,3	0,2804	0,5299	2926
0,267	80,2	0,221	0,4345	2649
0,225	75,8	0,1666	0,3465	2362
0,182	70,9	0,118	0,2666	2043
0,138	64,5	0,0753	0,1905	1703
0,096	56,5	0,0418	0,1235	1352
0,053	45	0,018	0,06449	937,2
0,01	27,7	0,0042	0,01921	287,3
0	2,1	0,0002	0,000016	0

## Valeurs expérimentales pour la tôle à grain orienté

B [T]	H [A/m]	Ps [W/Kg]	Ss [VA/Kg]	$\mu_r$
1.936	5125	2.400	77.97	300.6
1.896	2077	2.245	36.41	726.4
1.856	1243	2.089	21.63	1188
1.814	733.0	1.919	12.89	1969
1.777	454.3	1.746	8.094	3113
1.735	283.9	1.578	5.139	4863
1.696	183.1	1.432	3.522	7371
1.656	127.6	1.304	2.615	10330
1.617	933.0	1.197	2.043	13790
1.577	72.60	1.109	1.704	17290
1.538	59.00	1.035	1.475	20750
1.498	50.00	0.9723	1.319	23840
1.459	42.60	0.9131	1.184	27250
1.418	37.10	0.8549	1.064	30420
1.380	32.20	0.8023	0.9626	34100
1.341	33.50	0.7611	0.9324	31850
1.301	30.20	0.9140	0.8538	34280
1.263	27.90	0.6687	0.7886	36020
1.224	27.00	0.6284	0.7351	36080
1.184	27.70	0.5955	0.7121	34010
1.146	26.40	0.5578	0.6636	34540
1.106	25.30	0.5214	0.6169	34790
1.067	24.50	0.4892	0.5810	34660
1.027	24.90	0.4631	0.5603	32820
0.988	23.80	0.4317	0.5214	33030
0.949	22.30	0.4003	0.4780	33860
0.909	20.80	0.3448	0.4120	33280
0.830	19.60	0.3147	0.3736	33700
0.791	18.78	0.2860	0.3370	33660
0.752	18.10	0.2638	0.3121	33060
0.713	17.50	0.2399	0.2852	32420
0.673	17.00	0.2213	0.2639	31500
0.634	16.20	0.1983	0.2390	31140
0.595	15.50	0.1728	0.2100	30550
0.555	14.70	0.1514	0.1866	30040
0.516	14.10	0.1348	0.1683	29120
0.477	13.40	0.1190	0.1497	28330
0.437	12.60	0.1010	0.1277	27600
0.398	11.90	0.0866	0.1114	26610
0.358	11.10	0.0725	0.09361	25670
0.319	10.20	0.0589	0.07809	24890
0.280	9.400	0.0470	0.06325	23700
0.241	8.500	0.0369	0.05115	22560
0.202	7.500	0.0272	0.03821	21430
0.162	6.500	0.0192	0.02797	19830
0.123	5.400	0.0123	0.01861	18130
0.084	4.300	0.0070	0.01114	15550
0.045	3.100	0.0033	0.005394	11550
0.007	2.000	0.0008	0.001675	2785
0.000	0.900	0.0000	0.0000007	0000

# Annexe2

## Analyse vectorielle

### 1. Calcul différentiel et operateur

#### ➤ Le gradient

Le gradient d'un vecteur est un vecteur dont le module est le taux maximum de la variation de la fonction dans l'espace, et sa direction est celle dans laquelle elle progresse la plus vite dans l'espace.

#### ➤ La divergence :

La divergence d'un vecteur est un scalaire représentant le flux du vecteur, sortant à travers un volume délimité par une surface fermée/.

#### ➤ Le rotationnel :

Le rotationnel  $\vec{\nabla} \wedge \vec{A}$  est un vecteur dont la direction est perpendiculaire au  $\vec{\nabla}$  et  $\vec{A}$ . Son sens s'obtient en utilisant la règle du tire-bouchon.

Le rotationnel est égal à la limite, quand  $S \rightarrow 0$  se la circulation du champ le long d'une courbe fermée, divisée par la surface engendrée.

$$\vec{\nabla} \wedge \vec{A} = \lim_{S \rightarrow 0} \frac{1}{S} \oint A \cdot dl$$

#### • En coordonnées cartésiennes :

$$\vec{\nabla} \wedge \vec{A} = \begin{bmatrix} \vec{u}_x & \vec{u}_y & \vec{u}_z \\ \frac{\partial}{\partial x} & \frac{\partial}{\partial y} & \frac{\partial}{\partial z} \\ A_x & A_y & A_z \end{bmatrix} = \left( \frac{\partial A_z}{\partial y} - \frac{\partial A_y}{\partial z} \right) \cdot \vec{u}_x - \left( \frac{\partial A_z}{\partial x} - \frac{\partial A_x}{\partial z} \right) \cdot \vec{u}_y + \left( \frac{\partial A_y}{\partial x} - \frac{\partial A_x}{\partial y} \right) \cdot \vec{u}_z$$

#### • En coordonnées axisymétriques :

$$\vec{\nabla} \wedge \vec{A} = \begin{bmatrix} \vec{u}_\rho & r\vec{u}_\theta & \vec{u}_z \\ \frac{\partial}{\partial \rho} & \frac{\partial}{\partial \theta} & \frac{\partial}{\partial z} \\ A_\rho & \rho A_\theta & A_z \end{bmatrix} = \frac{1}{\rho} \cdot \left( \frac{\partial A_z}{\partial \theta} - \frac{\partial(\rho A_\theta)}{\partial z} \right) \cdot \vec{u}_\rho - \left( \frac{\partial A_z}{\partial \rho} - \frac{\partial A_\rho}{\partial z} \right) \cdot \vec{u}_\theta + \frac{1}{\rho} \cdot \left( \frac{\partial(\rho A_\theta)}{\partial \rho} - \frac{\partial A_\rho}{\partial \theta} \right) \cdot \vec{u}_z$$

## 2. Théorème de Gauss-Ostrogradski :

Le flux du champ de vecteur  $D$ , sortant à travers la surface fermée  $S$ , est égal à l'intégrale dans le volume  $V$  de divergence de ce champ de vecteur.

$$\Phi = \iiint_V \vec{\nabla} \cdot \vec{D} dV = \iint_S \vec{D} \cdot d\vec{s}$$

## 3. Théorème de Stocks :

La circulation d'un vecteur le long d'un contour fermé, est égale, au flux de son rotationnel à travers la surface délimitée par ce contour.

$$\oint_C \vec{E} \cdot d\vec{l} = \iint_S (\vec{\nabla} \wedge \vec{E}) \cdot d\vec{S}$$

## 4. Théorème de Green :

Soit l'expression intégrale 2D suivant :

$$\iint_{\Omega} \Psi \cdot \Delta A \, dx dy = 0$$

En appliquant le théorème de Green, on obtient :

$$\iint_{\Omega} \Psi \cdot \Delta A \, dx dy = - \iint_{\Omega} \vec{\nabla} A \cdot \vec{\nabla} \Psi \, dx dy + \int_{\Gamma} \frac{\partial A}{\partial n} \Psi \, d\Gamma$$

## ***Bibliographie***

- [1] M. Azzouz, S. Bouamara, R. Bedrne, « Etude des performances dynamiques d'un actionneur électromagnétique linéaire » Mémoire d'Ingénieur, UMMTO, 2007.
- [2] R. Amimer, N. Belhanafi, « Prise en compte de l'aimantation magnétique dans la modélisation par éléments finis en régime dynamique d'une machine synchrone linéaire à aimant permanent », Mémoire d'Ingénieur, UMMTO, 2002.
- [3] H. Aci, K. Ameer, « Etude des actionneurs électromagnétiques par la méthode des éléments finis avec prise en compte de la saturation », Mémoire d'ingénieur, UMMTO, 2006.
- [4] 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 Macro-élément », Mémoire d'Ingénieur, UMMTO, 2001.
- [5] S. Yaici, « Modélisation électromagnétique et évaluation des performances d'une machine linéaire synchrone à aimant permanent », Thèse Magister, U.S.T.H.B, 1996.
- [6] G. Fournet, « Electromagnétisme », Edition Masson.
- [7] A. Amrouchi, A. Oukaci, « Etude de l'alimentation d'un actionneur électromagnétique », Mémoire d'Ingénieur, 2006.
- [8] Théorie wildi, gilbert, sylbille « électrotechnique » 3<sup>eme</sup> édition de boek
- [9] M. Handhala « Cours de la haute tension (Tec 424) », Université Mouloud Mammeri de Tizi-Ouzou, Année 2006-2007.
- [10] P. Lorie, R. Corson « champs et ondes électromagnétiques », paris, 1979

- [11] H. Mohellebi, « cours 5<sup>eme</sup> année ingénieur en Electrotechnique (TEC 431)», Université Mouloud Mammeri de Tizi-Ouzou, Année 2007-2008.
- [12] A. Irad, A. Ghanem, « Modélisation des structures électromagnétiques utilisant la technique d'impédance de surface », Mémoire d'Ingénieur, 1999, UMMTO.
- [13] A. Diche, « développement de modèles de transformation- pour l'étude des courant de Foucault » mémoire de magistère, 2003
- [14] H. Mahdid, M.S. Khelil « Etude des pertes fer et des harmoniques du champ et de l'induction magnétiques dans les tôles FeSi 0.35 et 0.50 mm », mémoire d'ingénieur, UMMTO, 2008
- [15] P. Brissonneau, «Mangétisme et matériaux magnétiques », Hermèr, Paris, 1997
- [16] P. Robert, « Matériaux d'électrotechnique »,Edition Dunod, Paris 1979.
- [17] M.IMACHE « Etude de la technologie et des caractéristiques de l'alliage magnétique fer-silicium », Mémoire magister, Université de Mouloud Mammeri de Tizi-Ouzou, 2001.
- [18] J.E. Thomson, « the magnetic proprieties of materials » Edition nownes Books, New York,1968.
- [19] Christian Garing « Milieu magnétiques », Edition Marketing, Paris 1996
- [20] M. Dubois « Matériaux d'électrotechnique » 2006.
- [21] A. Mahdi, D. Houssaoui « Mangétisme » EMP, Alger.
- [22] A. K. Le bouc « Matériaux magnétiques en génie électrique 1 » Edétion la Voisier. 2006.