

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



**Université de Batna**  
**Faculté de Technologie**  
**Département de génie Electrique**

**Mémoire**

De

Magistère en Electrotechnique

Option : Machines Electriques

Présenté par : Mr Adjina Miloud

**Thème**

**Contribution à l'étude d'un  
Moteur synchrone linéaire  
à Aimants permanents**

Soutenue le : 21/04/ 2011

Devant les membres du jury composé de :

Dr :Said	DRID	MC	U.de Batna	Président
Dr :Samir	BENDIB	MC	U.de Batna	Rapporteur
Dr :Achour	BETKA	MC	U.de Biskra	Examineur
Dr :Abdeljabar	BENSALAH	MC	U.de Batna	Examineur
Dr :Soufiane	TAIBI	MC	U.de Batna	Examineur

**2010/2011**

## *REMERCIEMENTS*

Je remercie le grand DIEU pour la force et la volonté qui m'a donné afin que je puisse achever ce mémoire.

J'adresse mes respectueux remerciements à mon encadreur Mr : Samir Bendib, Maître de Conférences à l'Université de Batna qui a bien voulu m'accepter pour l'élaboration de ce mémoire. Sa grande disponibilité et son suivi scientifique et ses conseils durant toute la durée de mon mémoire, pour m'avoir guidé tout au long des travaux, avec une objectivité et un pragmatisme nécessaires, Merci pour m'avoir fait profiter de l'originalité de tes idées, de ta culture scientifique, et pour ne jamais compter son temps lors des discussions scientifiques.

Je voudrais remercier aussi l'ensemble des membres du Jury, pour l'honneur qu'ils m'ont fait en acceptant de juger ce travail.

Que ceux qui se sentent oubliés, trouvent dans cette phrase ma profonde gratitude et mes remerciements pour l'aide et le soutien apportés durant ces années.

Je souhaite aussi remercier toutes les personnes qui m'ont nourri durant ma vie par leur savoir leur gentillesse et leur dévouement. Je ne saurais décrire en quelques mots ma gratitude.

Je suis immensément reconnaissant à mes parents qui m'ont soutenu tout au long de ma vie. Je leur dois beaucoup. Qu'ils trouvent dans ce manuscrit toute ma reconnaissance et le signe que je suis enfin arrivé au bout.

Enfin, comme dirait un poète de chez nous, « même si la mer devient encre, et le ciel du papier », cela ne saurait suffire pour exprimer tout ce que je dois à ma femme, pour son soutien, ses encouragements constants et la patience dont elle a su s'armer tout au long de ces années.

*A mes Parents Amar, et Daouia beroual*

*A mon épouse Salima*

*A ma fille Walaâ*

*A mon fils Abdelhamid*

## Table des matières

<b>Introduction Générale.....</b>	<b>1</b>
-----------------------------------	----------

### Chapitre I Etat de l'art des moteurs linéaires

I.1.Introduction.....	4
I.2. Différence essentielles entre les moteurs linéaires et tournants.....	4
I.4.1. Topologies des moteurs linéaires.....	5
I.4.2. Classification des moteurs linéaires.....	6
I.4.3. Principales architectures d'actionneurs linéaires.....	7
I.4.3.1. Les actionneurs linéaires plans.....	7
I.4.3.2. Les actionneurs linéaires cylindriques.....	9
I.5. Géométries des machines linéaires.....	10
I.6. Particularités du moteur linéaire.....	12
I.7. Différents types de moteurs linéaires.....	13
I.7.1. Moteur à inducteur simple.....	13
I.7.2. Moteur à inducteur simple sans circuit de retour.....	14
I.7.3. Moteur à induit en forme d'échelle.....	14
I.7.4. Moteur linéaire à induit composite.....	15
I.7.5. Moteur linéaire à induit massif.....	16
I.7.6. Moteur linéaire à aimant permanent.....	16
I.7.7. Moteurs pas à pas linéaires.....	17
I.7.7.1. Moteur pas à pas linéaire à réluctance variable.....	17
I.7.7.2. Moteur pas à pas linéaire polarisé.....	18
I.7.7.2.a. Moteurs pas à pas à aimants permanents.....	18
I.7.7.2.b. Moteurs linéaires hybrides.....	18
I.7.8. Actionneurs polyentrefers.....	20
I.7.8.2. Les actionneurs polyentrefers à bobinages globaux.....	21
I.7.8.1.a. Les actionneurs polyentrefers à réluctance variable.....	21
I.7.8.2.b. Les actionneurs à aimants permanents.....	21
I.8. Structure choisie et principe de fonctionnement.....	22
I.9. Développement des moteurs linéaires.....	23
I.10. Contraintes aux développements industriels des moteurs linéaires.....	23
I.11. Domaines d'application des moteurs linéaires.....	24
I.12. La recherche actuelle sur les moteurs linéaires.....	29
I.12. Matériaux ferromagnétiques utilisés.....	29
I.13.4. Pertes dans la matière.....	35
I.13.5. Les aimants.....	37
I.13.6. Notion de circuit magnétique à aimants permanents.....	41
I.13.7. Analogie entre circuits électriques et circuits magnétiques.....	44
I.14. Conclusion.....	45

### Chapitre II Modélisation de la structure choisie

II.1. Introduction.....	47
II.2. Cahier de charge et structure.....	47
II.3. Présentation du moteur linéaire employé dans notre étude.....	48
II.4. Caractéristiques physiques.....	49
II.5. Calcul des efforts d'un actionneur.....	49
II.6. Calcul de l'effort tangentiel.....	50
II.7. Calcul de l'effort normal.....	51
II.8. Notion d'énergie et coénergie.....	53
II.9. Outils de modélisation.....	54
I.10. Modélisation par réseaux de ré reluctances.....	55
II.11. Présentation de la méthode des éléments finis.....	58
II.12. Conditions aux limites et conditions d'interface.....	64
II.13. Résultats de simulation avec des aimants à flux normal ( $H_c$ appliqué sur l'axe X).....	66
II.14. Résultats de simulation avec des aimants à flux normal ( $H_c$ appliqué sur l'axe Y).....	71
Conclusion.....	84

### Chapitre III Analyse de la miniaturisation de la structure étudiée

III.1. Introduction.....	86
III.2. Les micromoteurs.....	86
III.3. Différents types d'actionnements dans les microsystèmes.....	87
III.4. Analyse de la miniaturisation des moteurs électromagnétiques.....	89
III.5. Caractéristiques générales des convertisseurs à interaction de champs magnétiques soumis à une réduction d'échelle.....	90
III.6.1. Résultats de simulation ( $H_c$ appliqué sur l'axe X et $h=0.1$ ).....	96
III.6.2. Résultats de simulation ( $H_c$ appliqué sur l'axe Y et $h=0.1$ ).....	100
III.7.1. Résultats de simulation ( $H_c$ appliqué sur l'axe X et $h=0.01$ ).....	103
III.7.2. Résultats de simulation ( $H_c$ appliqué sur l'axe Y et $h=0.01$ ).....	106
III.8. Comparaison des résultats.....	109
III.9. Evolution des efforts totaux tangentiels pour différents entrefers.....	110
III.10. Evolution des efforts totaux pour différentes hauteurs d'aimants.....	112
III.11. Evolution des efforts totaux en fonction de la densité de courant.....	113
III.12.1. Résultats de simulation ( $H_c$ appliqué sur l'axe X et pour différentes valeurs, avec $h=0.1$ ).....	115
III.12.2. Résultats de simulation ( $H_c$ appliqué sur l'axe X et pour différentes valeurs, avec $h=0.01$ ).....	117
III.13. Variation de l'effort pour différentes valeurs de perméabilités relatives.....	120
III.14. Variation de l'effort pour différents valeurs de nombre de pôles.....	121
III.15. Conclusion.....	123
Conclusion générale.....	124
Références bibliographiques.....	125

***Introduction***

***Générale***

## **Introduction Générale**

Les entraînements électriques pénètrent progressivement, depuis plus d'un siècle, tous les domaines de la société. Dans la plupart des cas, la charge est entraînée via une transmission mécanique plus ou moins complexe : réducteur, multiplicateur, pignon crémaillère, différentiel, joints de cardan... [1].

L'entraînement direct avec moteurs linéaires, bien que plus coûteux a l'avantage, de ne pas avoir de système de transmission, il remplace l'ensemble du système mécanique de conversion de mouvement par un seul composant sans pièce en mouvement, sans contact, et sans contrainte, il offre des avantages importants (fiabilité, maintenance, coût, précision, frottement, bruit, génération de la chaleur,...).

Le principe de fonctionnement d'un moteur linéaire repose simplement sur les lois physiques liées au théorème de Laplace. Un courant est appliqué dans les enroulements successifs ce qui les attire (ou les repousse) vers les différentes polarités provoquées par les aimants permanents du stator. La force attirant (ou repoussant) la partie mobile se transforme donc en une force permettant le déplacement, nous parlerons alors de force de poussée linéaire du translateur, [6].

De nos jours, les méthodes numériques par éléments finis sont de plus en plus utilisées du fait du développement en puissance des ordinateurs. En effet, ces méthodes permettent une représentation très fidèle de la distribution des champs et des courants à l'intérieur de la machine linéaire dans un temps de calcul considérable, malgré la complexité des systèmes mathématiques qui interviennent, par la suite une synthèse de l'ensemble des représentations numériques permet d'interpréter le résultat global.

Ce mémoire est organisé de la façon suivante :

Le premier chapitre présente un historique des moteurs linéaires, les différentes familles d'actionneurs linéaires pour les systèmes à entraînement direct et les

moteurs linéaires synchrones à aimants permanents qui font l'objet de l'étude sont plus particulièrement détaillées.

Une analyse de l'état de l'art montre d'une part l'essor récent des moteurs linéaires de type synchrone à aimants permanents, et finalement une synthèse sur les matériaux utilisés dans la construction des actionneurs linéaires et leurs domaines d'applications industriels.

Dans le deuxième chapitre on va établir un modèle d'un moteur linéaire, des phénomènes électriques et magnétiques présents dans les moteurs linéaires qui génèrent des forces perturbatrices sur la force de poussée d'un actionneur linéaire synchrone à aimants permanents, les différentes méthodes utilisées pour l'analyse des systèmes électromagnétiques, telles que la modélisation analytique basée sur les réseaux de réluctance et principalement la modélisation par la méthode des éléments finis pour voir l'impact de plusieurs paramètres de l'actionneur sur la force de poussée.

Le troisième chapitre traite les techniques et lois de similitude et l'effet d'échelle dans un actionneur linéaire synchrone à aimants permanents. Finalement, les résultats obtenus par la méthode des éléments finis sont présentés avec des interprétations.

***Chapitre I***  
***Etat de l'art des***  
***Moteurs Linéaires***



## **I.1. Introduction**

Les entraînements directs avec moteurs linéaires augmentent considérablement les performances du système puisque les limitations mécaniques sont supprimées. Ils sont caractérisés par une plus grande précision, une plus grande accélération et une plus grande vitesse.

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

Les moteurs linéaires sont depuis longtemps utilisés dans l'industrie, actuellement, ils sont de plus en plus amenés à remplacer les systèmes composés d'un moteur rotatif et d'une transmission. Pour concurrencer sérieusement les solutions classiques à moteur rotatif, il est encore handicapé par son prix.

Le développement des moteurs linéaires s'est d'abord fait en relation avec des applications liées aux systèmes de transport, il trouve notamment aussi des applications dans les machines d'emballage, les installations de soudage et les systèmes de mesure, sur les grosses machines outils que sur les petits équipements de fabrication de semi-conducteurs.

Dans notre étude on utilise un moteur linéaire synchrone à aimants permanents d'une forme plate, présenter leur principe de fonctionnement, ainsi que les phénomènes physiques auxquels il est sujet en fonctionnement nominal.

## **I.2. Différence essentielles entre les moteurs linéaires et tournants**

Le moteur linéaire diffère du moteur rotatif par les points fondamentaux suivants, [4] :

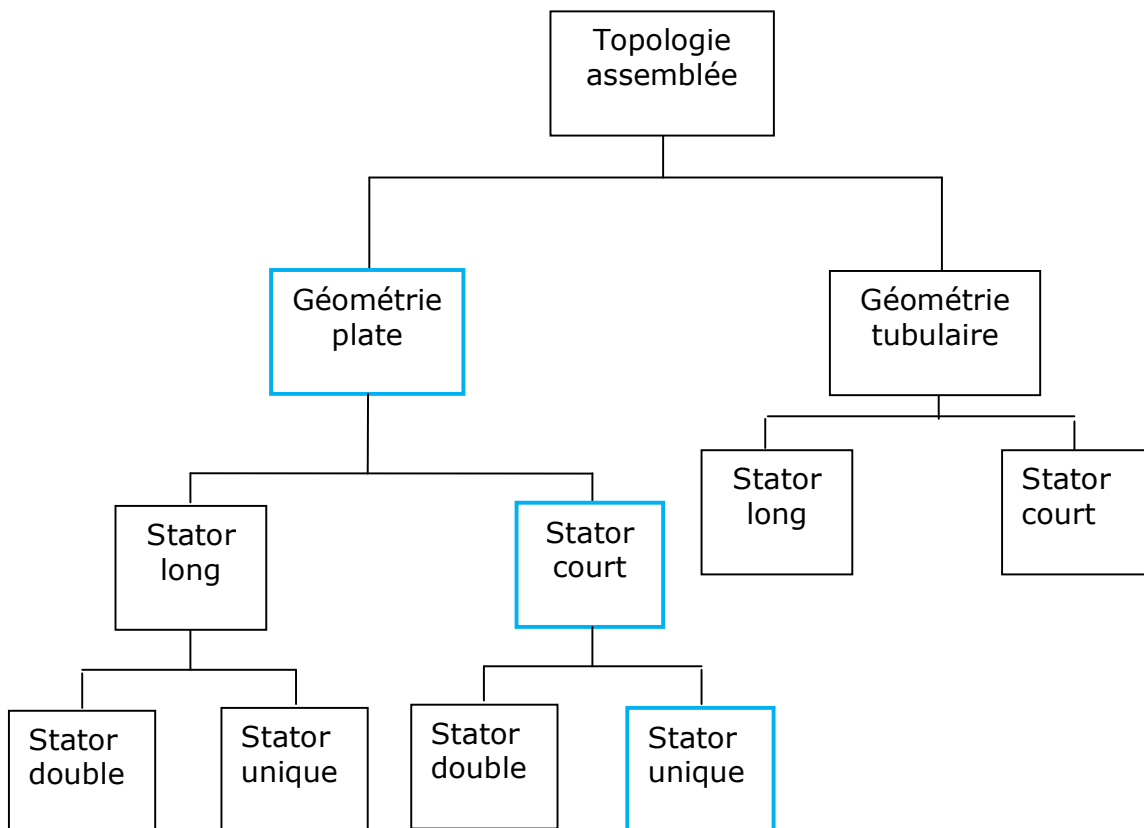
- circuit magnétique (inducteur) ouvert aux deux extrémités, ce qui donne en outre la possibilité d'y ménager soit un nombre pair, soit un nombre impair de pôles.
- induit constitué, par une masse conductrice, généralement homogène et isotrope, où des conducteurs isolés transportent les courants dans des directions imposées.
- entrefer important et occupé, dans sa majeure partie, par l'induit.

## I.4. Topologies et classification des moteurs linéaires

### I.4.1. Topologie des moteurs linéaires

Les moteurs linéaires peuvent être soit synchrones ou asynchrones avec un flux transversal ou longitudinal, [19].

Ils sont caractérisés par plusieurs topologies; stator court ou stator long, tubulaire ou non. Ces différentes variantes offrent une multitude de possibilités pour effectuer un mouvement linéaire, figure (I.1).

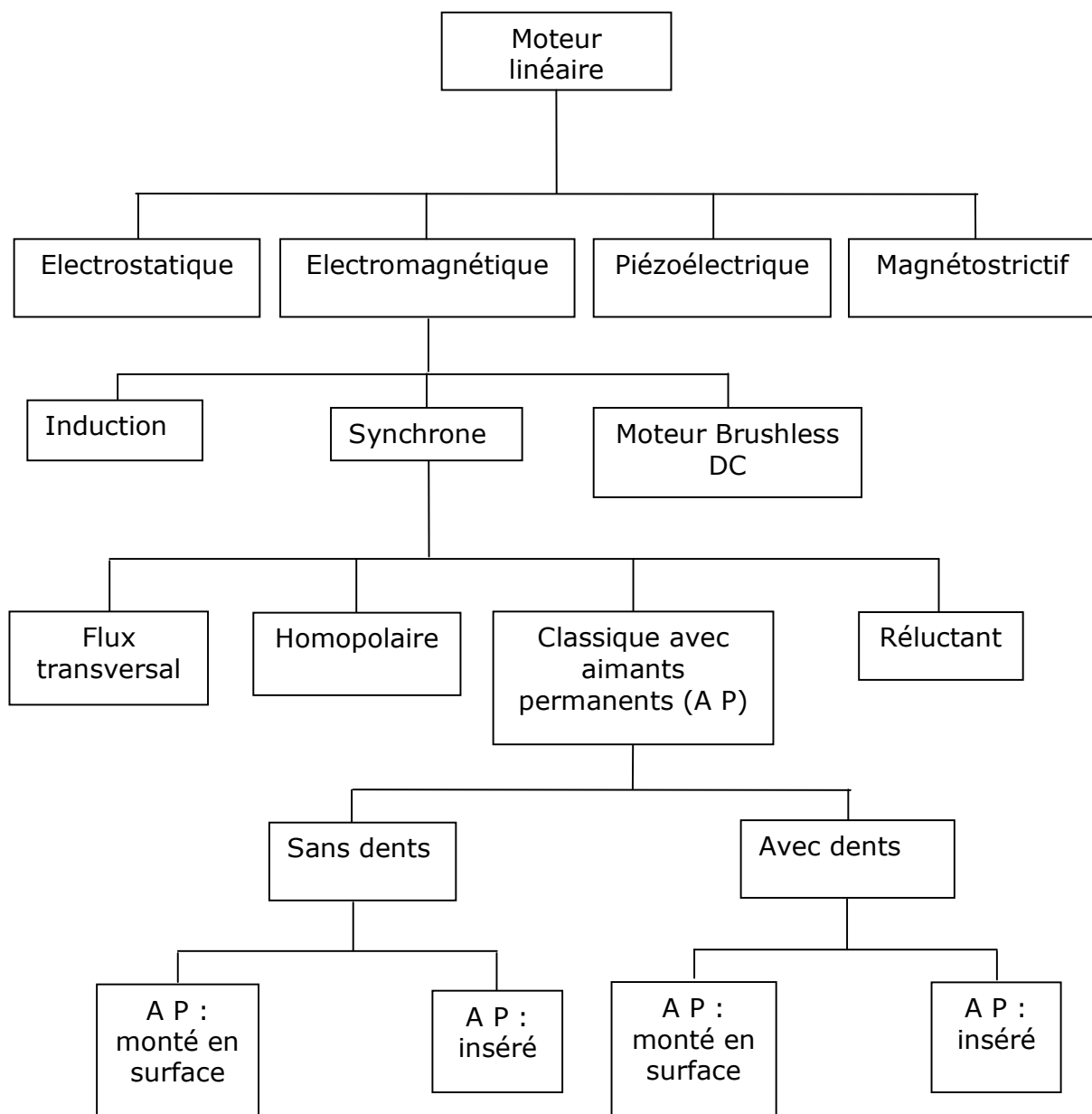


**Figure (I.1) :** Topologie du moteur linéaire.

## I.4.2. Classification des moteurs linéaires

Il y a principalement quatre approches différentes pour produire un mouvement linéaire, [19] : (voir figure I.2).

- La première solution est d'employer les propriétés électrostatiques.
- La deuxième solution par une manière électromagnétique qui est d'intérêt pour ce mémoire.
- Les troisième et quatrième solutions basées sur les frottements mécaniques utilisant les propriétés piézoélectriques ou magnétostrictives d'agir l'un sur l'autre avec un moteur.

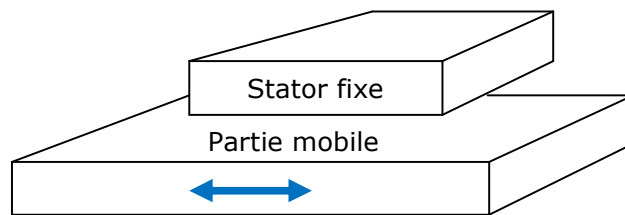


**Figure (I.2) :** Classification des moteurs linéaires.

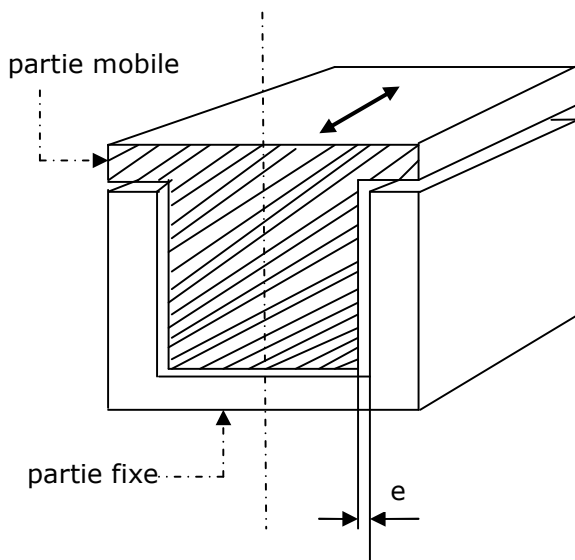
### I.4.3. Principales architectures d'actionneurs linéaires

Contrairement au cas des machines rotatives où le stator et le rotor sont généralement coaxiaux, elles sont constituées d'une partie mobile et d'un stator fixe dont les positions peuvent être inversées. Les machines linéaires peuvent se présenter sur trois formes de structures : figure (I.3), [1].

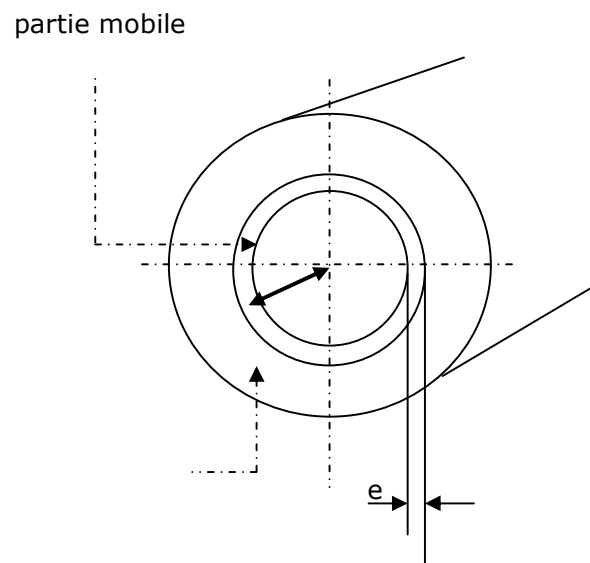
- a)- forme plate.
- b)- forme plate en U.
- c)- forme cylindrique.



Structure linéaire plate.



Structure linéaire plate en U



Structure linéaire cylindrique

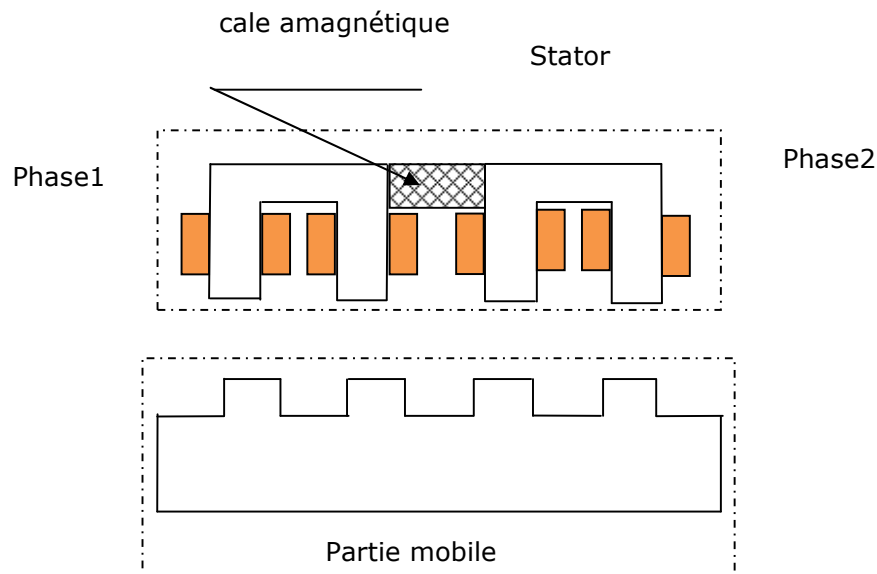
**Figure (I.3) :** Formes de l'induit en U et tubulaire.

### I.4.3.1. Les actionneurs linéaires plans

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

#### a. Stator unique

C'est une variante simple qui s'intègre aisément dans les applications courantes mais qui présente une force d'attraction importante entre stator et partie mobile, figure (I.4).

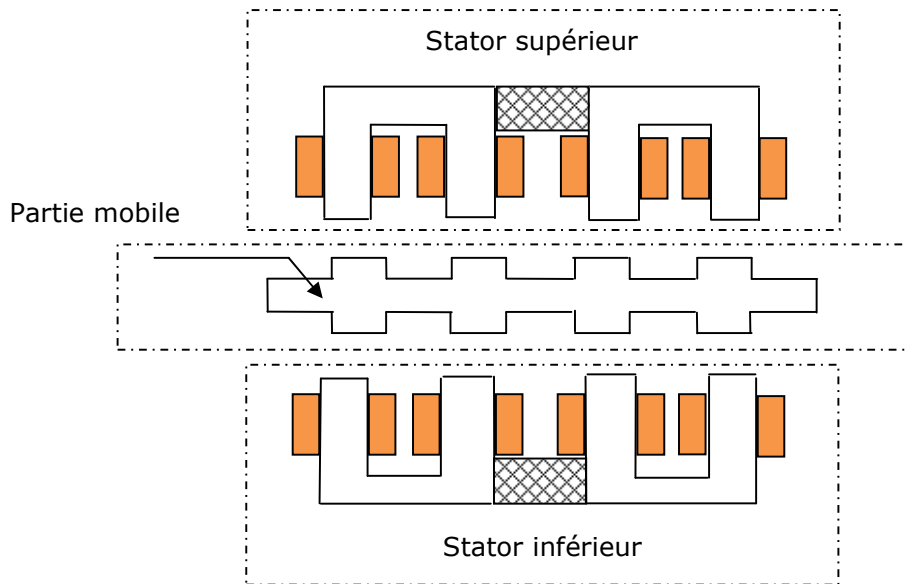


**Figure (I.4) :** Structure à stator simple.

#### b. Stator double

La structure à stator double permet d'obtenir, d'une part des forces de poussées plus élevées que pour la structure à stator unique et d'autre part d'alléger la partie mobile, car si cette dernière est bien centrée, la résultante des forces

d'attraction est alors nulle. Cette structure est particulièrement bien adaptée au cas où le stator est fixe, figure (I.5), [13].

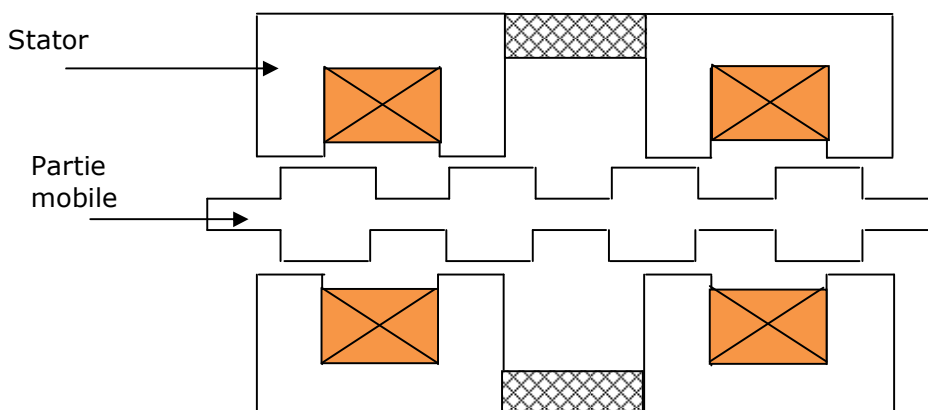


**Figure (I.5) :** Structure à stator double.

### I.4.3.2. Les actionneurs linéaires cylindriques

#### a. Structure tubulaire à partie mobile interne

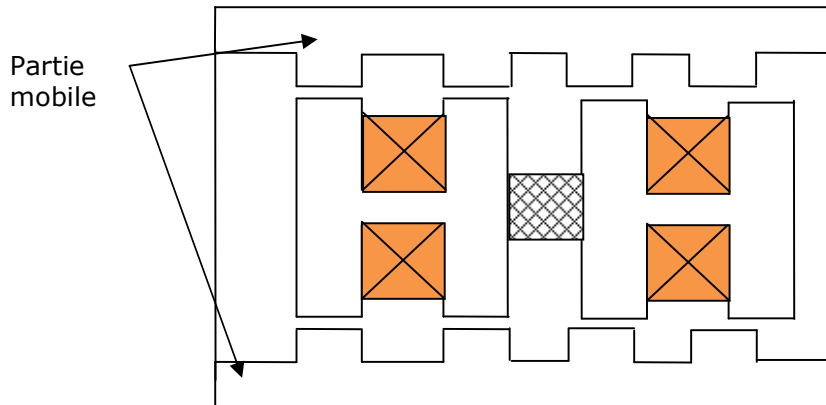
Cette variante permet une meilleure utilisation du volume disponible. Tout comme la structure à stator double, la résultante des forces d'attraction est théoriquement nulle à condition que la structure soit bien centrée, figure (I.6).



**Figure (I.6) :** Structure tubulaire à partie mobile interne.

### b. Structure tubulaire à partie mobile externe

La puissance volumique d'une structure à partie mobile externe est très comparable à celle d'une structure à partie mobile interne, figure (I.7). Cependant, la structure à partie mobile externe est plus délicate à ajuster.



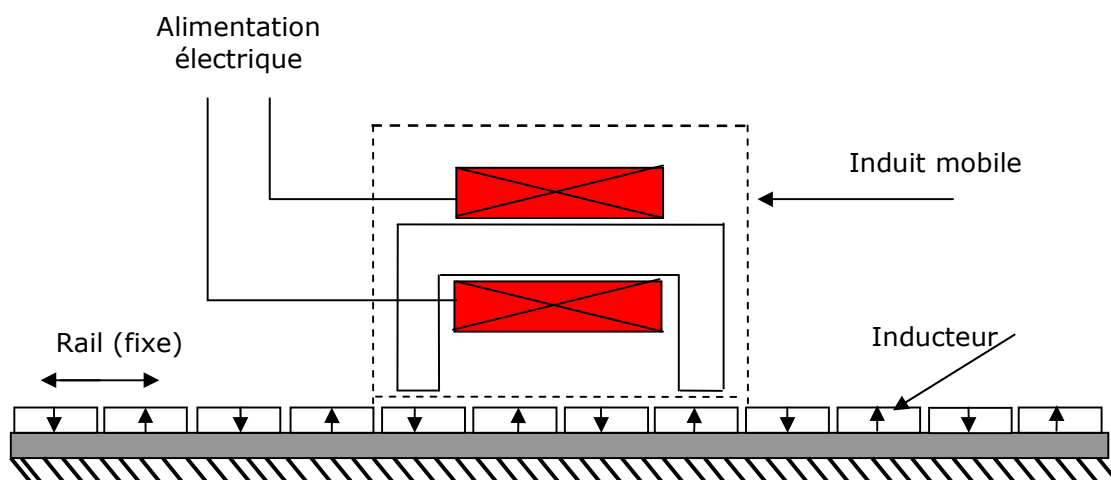
**Figure (I.7) :** Structure tubulaire à partie mobile externe.

Pour les différentes structures de moteur linéaire, le mouvement de la partie mobile est soit dû à un effet de réluctance variable pur, soit à la présence d'aimants permanents, ou alors à un effet combiné.

## I.5. Géométries des machines linéaires

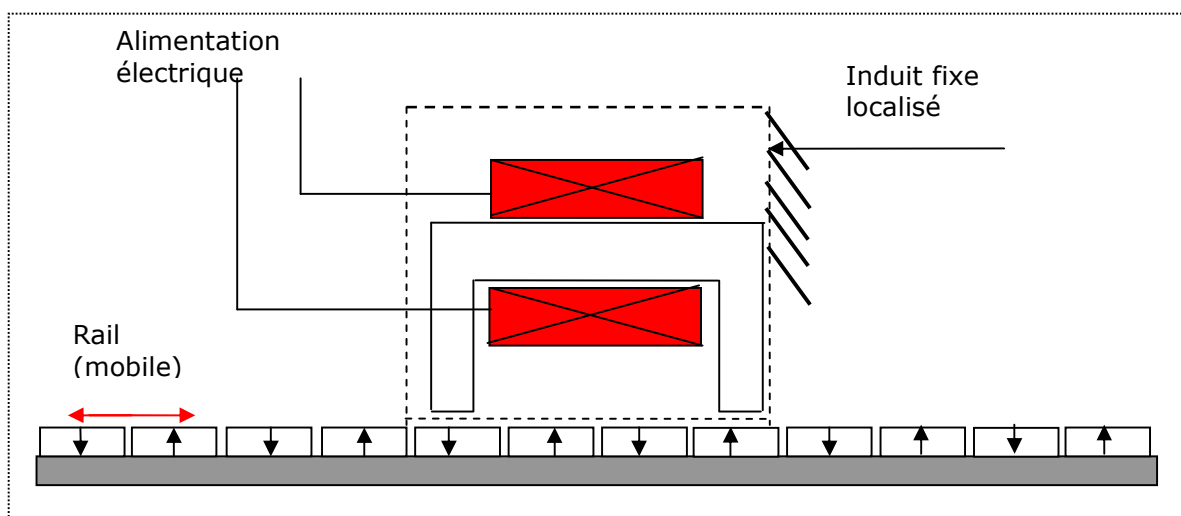
Sans aborder les principes de conversion électromécanique, trois familles d'architectures peuvent être distinguées, [1] :

- a. inducteur solidaire du rail, donc fixe, et induit mobile dont l'alimentation peut s'effectuer par un câble souple (mouvement limité) ou par transmission d'énergie sans contact, l'énergie peut être également embarquée, figure (I.8).



**Figure (I.8) :** Structure à inducteur solidaire du rail fixe.

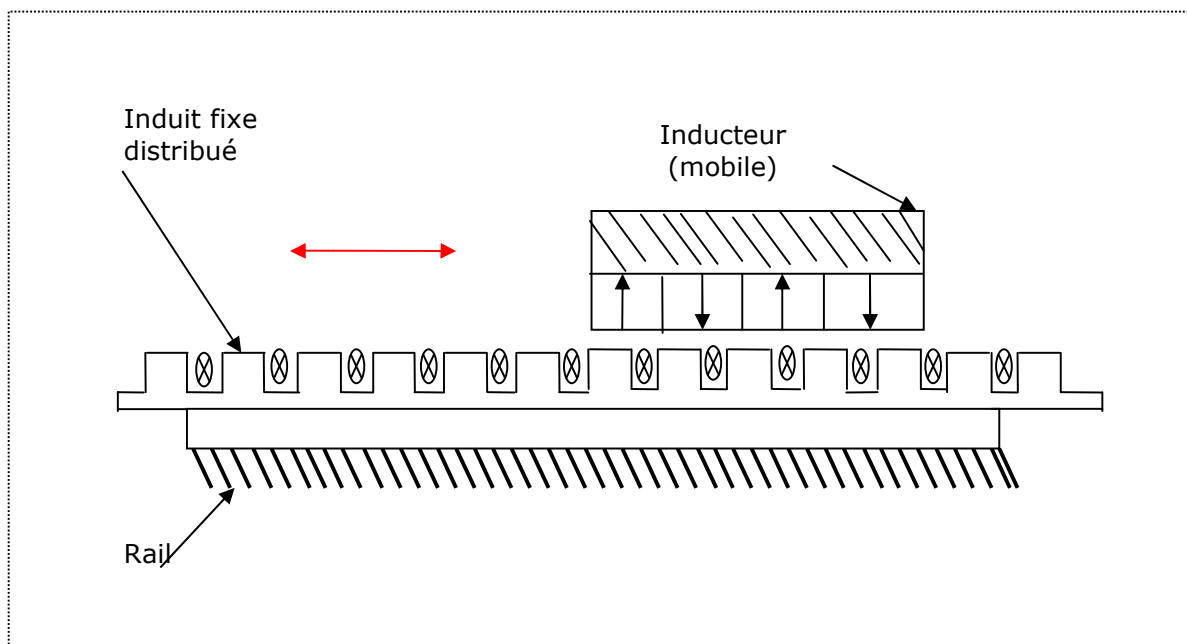
- b.** inducteur solidaire du rail (ex. table de machine outil) mobile et induit fixe localisé (alimentation facilitée), figure (I.9).



**Figure (I.9) :** Structure à inducteur solidaire du rail mobile.

- c.** induit fixe, figure (I.10) et distribué sur la longueur du rail (voie active dans le cas des trains), la partie mobile supporte uniquement l'inducteur. Dans ce cas, l'énergie est amenée à la partie fixe ce qui évite les difficultés de transmission mais le système d'alimentation est complexe et coûteux.





**Figure (I.10) :** Structure à induit fixe et inducteur mobile.

## I.6. Particularités du moteur linéaire

Suite à leur fonctionnement, le moteur linéaire présente des spécificités dues à la disposition de leur partie mobile par rapport à leur partie fixe, où s'introduisent des effets spéciaux, généralement parasites, et qui interviennent peu dans les machines rotatives. Notamment des systèmes de guidage particuliers, entraînant de nouvelles contraintes au niveau de l'entrefer magnétique. De plus, les moteurs linéaires présentent des effets d'extrémités provoqués par les discontinuités de leur structure géométrique. Ces différences technologiques par rapport aux moteurs rotatifs doivent être prises en compte au moment de la conception et de la réalisation pratique, [13].

### I.6.1. Guidage

Comme les autres moteurs électriques, les moteurs linéaires comportent deux parties agissant l'une sur l'autre sans contact, à travers des surfaces actives maintenues en vis-à-vis aussi proche que possible, par des dispositifs de centrage auxiliaires. Dans les moteurs rotatifs, les surfaces sont cylindriques et les dispositifs de centrage par des boîtes de roulements sont beaucoup plus simples et efficaces que le guidage sur une structure linéaire où les surfaces sont planes et les

dispositifs de centrage sont le plus souvent extérieurs aux moteurs et confondus avec les moyens de guidage du mobile et la résultante des forces d'attraction peut être importante et difficile à maîtriser à cause de la distance entre les appuis. Toutefois, certaines structures permettent de s'affranchir de cette force d'attraction et de faciliter ainsi le guidage.

### **I.6.2. Entrefer**

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

### **I.6.3. Effets d'extrémités**

Le stator d'un moteur rotatif est fermé sur lui-même. Il assure donc la continuité des phénomènes électromagnétiques contrairement à tout moteur linéaire caractérisé par une discontinuité à ses extrémités. Cette discontinuité crée des différences de trajets pour les lignes de champs circulant dans le fer, ces effets d'extrémités sont classés en deux catégories :

**a- L'effet de longueur finie** : qui est dû principalement :

- à la variation de la perméabilité à l'entrée et à la sortie ;
- aux flux parasite se fermant aux extrémités et sur les cotés ;
- aux f.e.m à l'entrée et à la sortie dues au courants d'induit, qui se ferme en dehors de la carcasse magnétique de la machine ;
- aux f.e.m dues à la discontinuité de l'induction à l'entrée et à la sortie ;

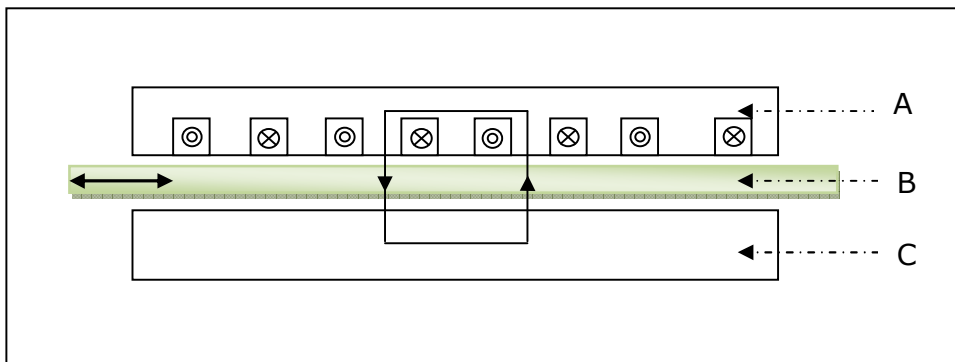
**b- L'effet de largeur finie** : ou effet de bord, dû à la fermeture des courants à l'intérieur de la partie active de l'induit.

## **I.7. Différents types de moteurs linéaires**

### **I.7.1. Moteur à inducteur simple**

Le principe de fonctionnement est celui du couplage magnétique : les bobines de l'inducteur traversées par le courant de l'alimentation créent un champ magnétique qui engendre dans l'induit des f.e.m, donc des courants. L'interaction

des courants induits et du champ inducteur se traduit par une force de poussée. Ce type de moteur comporte un circuit magnétique de retour, figure(I.11).



**Figure (I.11) :** Moteur linéaire à inducteur simple.

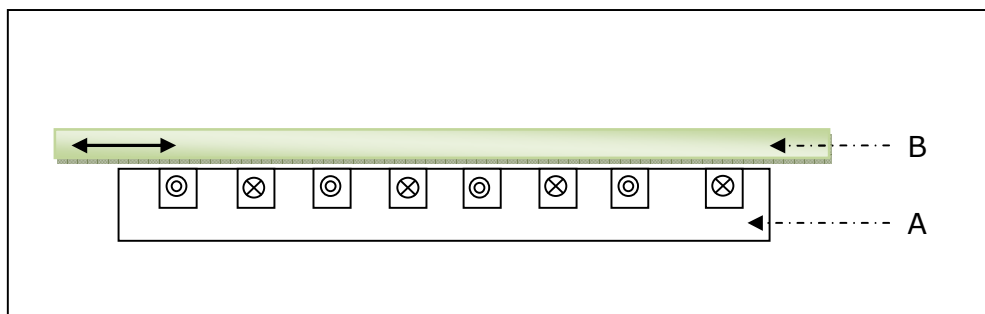
A : inducteur.

B : induit.

C : circuit magnétique de fermeture.

### I.7.2. Moteur à inducteur simple sans circuit de retour

Le même principe que le précédent, sauf que les lignes d'induction se ferment dans l'air, figure (I.12) :



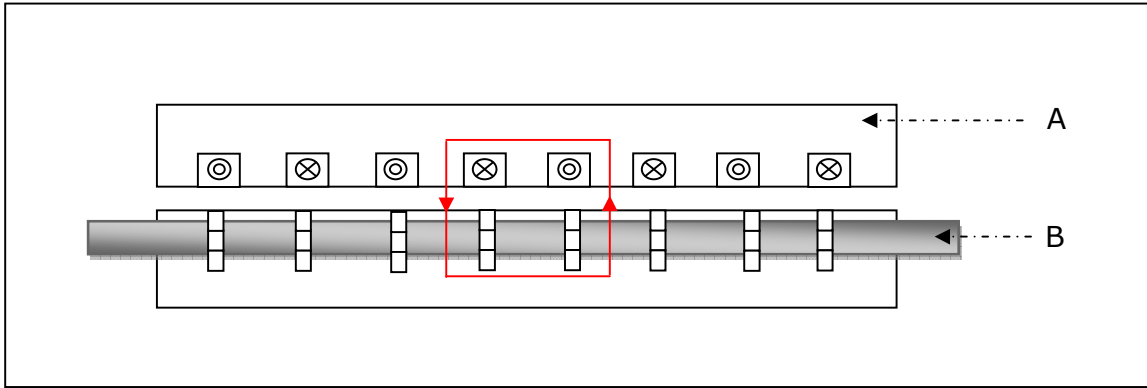
**Figure (I.12) :** Moteur linéaire à inducteur simple sans circuit magnétique de retour.

A : inducteur.

B : induit.

### I.7.3. Moteur à induit en forme d'échelle

Dans lequel on dispose, dans les encoches de l'induit ferromagnétique, une échelle conductrice, dont les barreaux sont équivalents aux barres des moteurs à cage et les montants aux anneaux de court-circuit, figure (I.13).



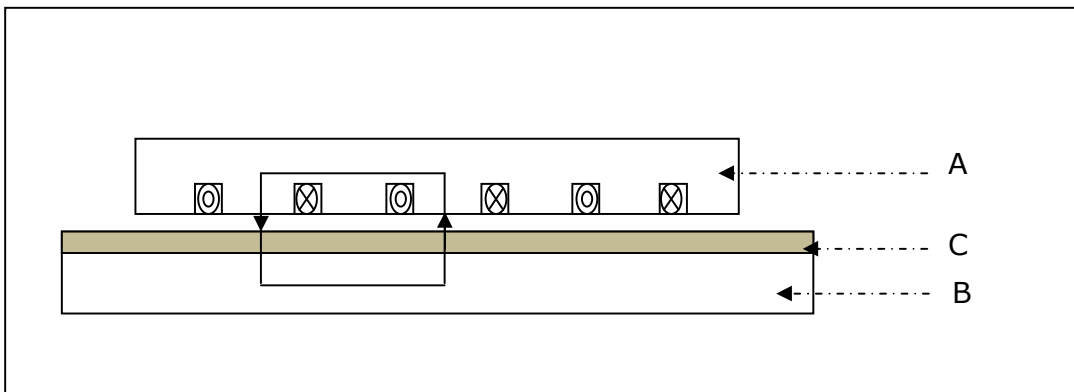
**Figure (I.13) :** Moteur linéaire à induit en forme d'échelle.

A : inducteur.

B : induit ferromagnétique des barreaux conducteurs.

#### I.7.4. Moteur linéaire à induit composite

Le courant est induit dans une couche conductrice généralement en aluminium appliquée sur une plaque d'acier magnétique assurant le retour du flux, figure (I.14).



**Figure (I.14) :** Moteur linéaire à induit composite.

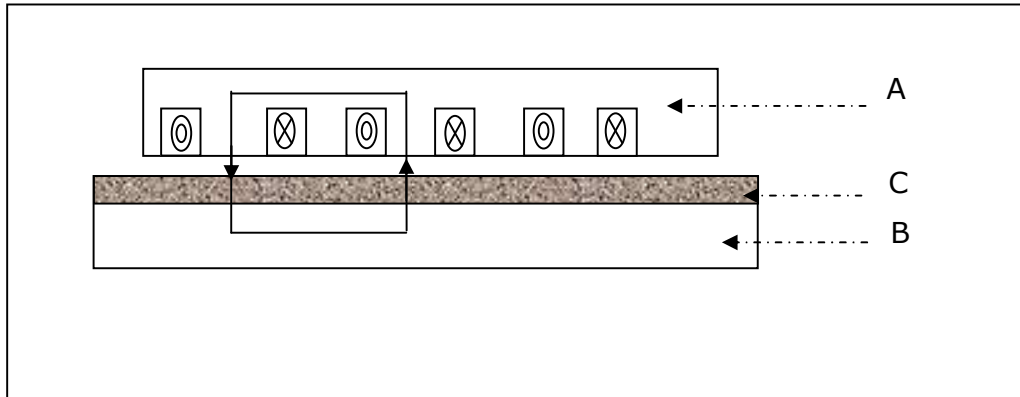
A : inducteur.

B : plaque d'acier magnétique.

C : couche conductrice.

### I.7.5. Moteur linéaire à induit massif

L'inducteur peut être soit simple soit double.



**Figure (I.15) :** Moteur linéaire à induit magnétique massif.

A : inducteur.

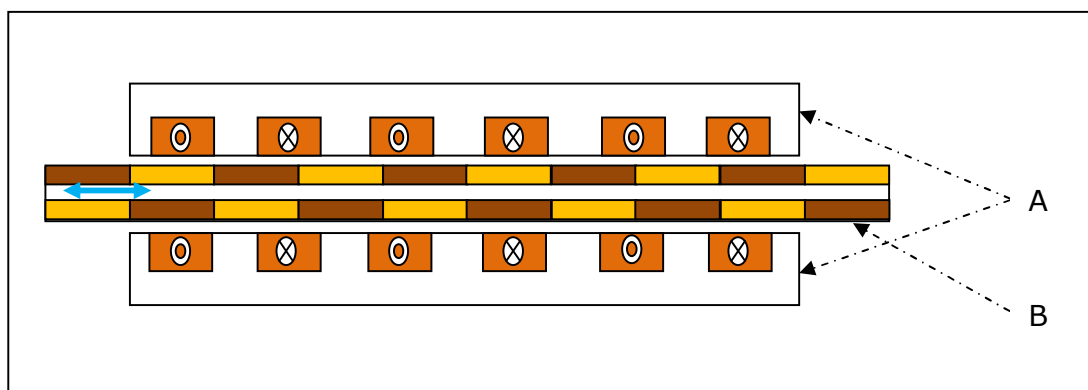
B : induit magnétique.

C : zone pelliculaire de circulation du courant.




### I.7.6. Moteur linéaire à aimants permanents

Le principe de fonctionnement du moteur linéaire à aimant permanent est assuré par l'action d'un champ électromagnétique de l'inducteur sur l'induit composé d'aimants permanents. Les enroulements sont bobinés sur les dents régulièrement réparties dans l'inducteur. Généralement, les aimants utilisés dans les moteurs linéaires synchrones à aimants permanents sont du type Néodyme-Fer-Bore.

Les moteurs linéaires à aimants permanents sont souvent alimentés en bipolaire ainsi les enroulements, sont mis en série pour former deux phases décalées de l'angle  $\pi/2$ . L'alimentation des deux phases par des courants positifs et négatifs provoque un mouvement linéaire appliqué sur l'induit.



**Figure (I.16) :** Moteur linéaire à aimants permanents.

- |                |   |                                |
|----------------|---|--------------------------------|
| A : inducteur. |  | Aimant permanent sens inverse. |
| B : induit.    |  | Aimant permanent sens direct.  |
|                |  | Bobine inductrice.             |

### I.7.7. Moteurs pas à pas linéaires

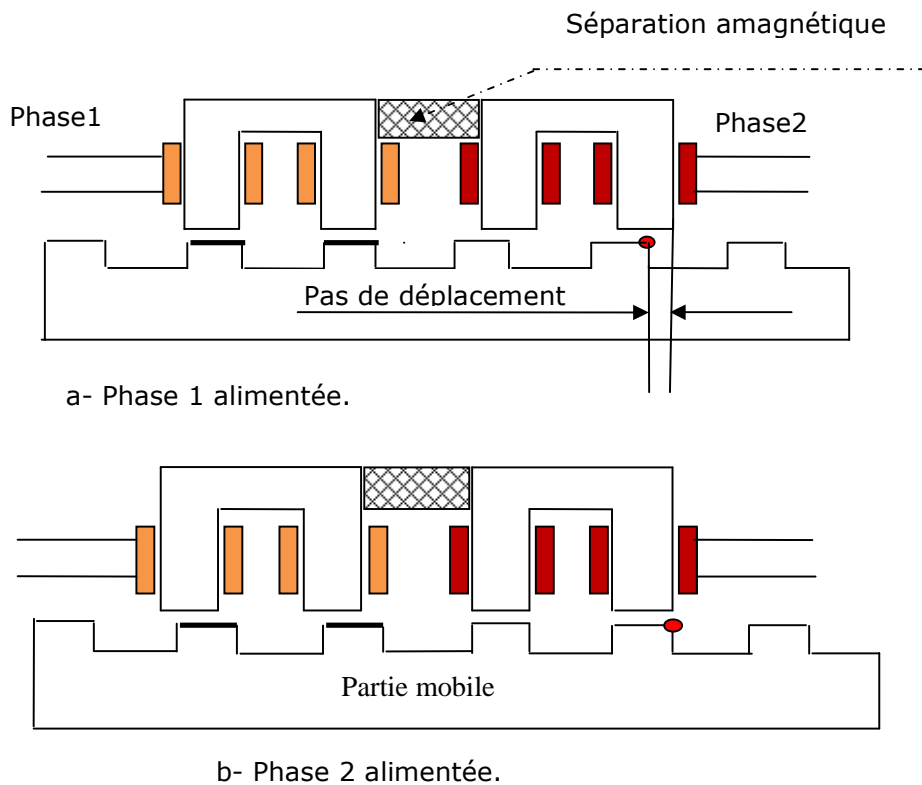
Le moteur pas à pas linéaire se compose d'un stator portant le bobinage et d'une partie mobile se déplaçant linéairement.

Cette partie mobile peut être réalisée à partir d'une pièce ferromagnétique dentée, dans ce cas la structure est dite à réluctance ou passive ; ou alors la partie mobile est maniée d'aimants permanents et dans ce cas la structure est dite polarisée ou active, [13].

#### I.7.7.1. Moteur pas à pas linéaire à réluctance variable

Ce type de moteur est caractérisé par une structure dentée au niveau du stator et de la partie mobile. Le circuit magnétique est généralement assemblé à partir de tôles magnétiques de forte perméabilité. Toutefois, les machines destinées au positionnement ou à une translation lente, peuvent être réalisées avec des pièces massives. Les enroulements du circuit électriques sont généralement concentrés autour des plots du stator et donc faciles à réaliser. La figure (I.17) présente une structure linéaire à réluctance variable à deux modules stator. Chaque module comporte deux plots autour desquels sont enroulées les bobines. Chaque phase de la machine est formée par la mise en série du deux bobines d'un même module. Des séparations amagnétiques sont nécessaires entre les différents modules statoriques afin d'imposer un décalage. En effet, si les plots d'un module

sont alignés avec les dents de la partie mobile, les plots des autres modules stator doivent être décalés pour pouvoir créer une force de déplacement. Chaque phase de la machine impose à la partie mobile une position d'équilibre correspond à l'alignement de ces dents avec les plots statoriques de la phase alimentée, [13].



**Figure (I.17)** : Moteur pas à pas linéaire à réluctance variable.

### **I.7.7.2. Moteur pas à pas linéaire polarisé**

Deux types de moteurs :

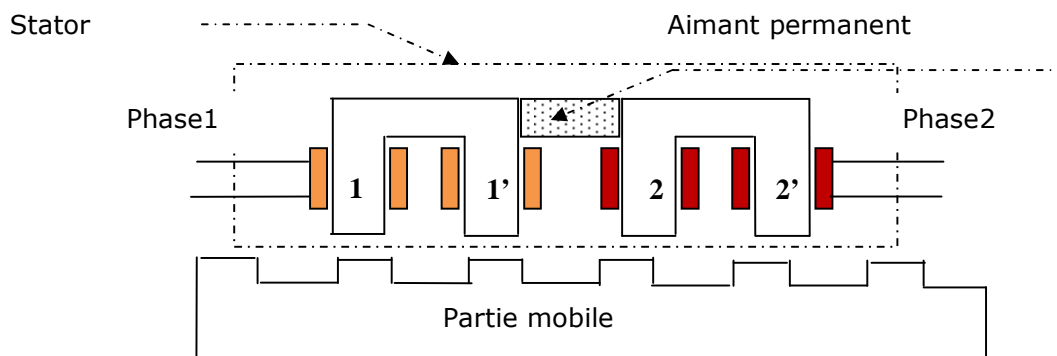
#### **a)- Moteurs pas à pas à aimants permanents**

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

#### **b)- Moteurs linéaires hybrides**

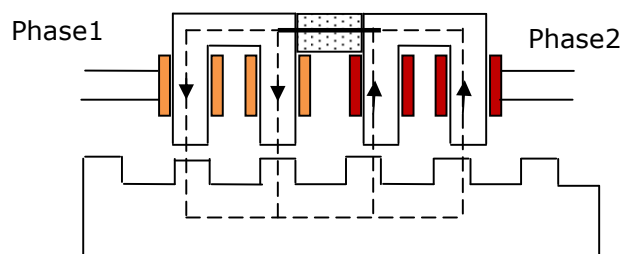
Le mouvement des moteurs hybrides résulte de la superposition de la force développée par l'effet réluctant des dents et de la force créée par l'aimant. La contribution des amplitudes et des périodes géométriques de ces forces permet de

réaliser des caractéristiques statiques très diversifiées. En effet l'aimant, placé dans la structure hybride, assure une certaine distribution des lignes de champs. L'alimentation des bobines produit un phénomène d'aiguillage des lignes de champs plus ou moins important suivant l'intensité du courant d'alimentation. En jouant sur l'orientation des lignes de champs, il est possible de maîtriser la variation de la force réluctante. La figure (I.18) représente un moteur linéaire réluctant polarisé bipolaire où l'aimant et les bobines sont placés sur le même support fixe, [13].



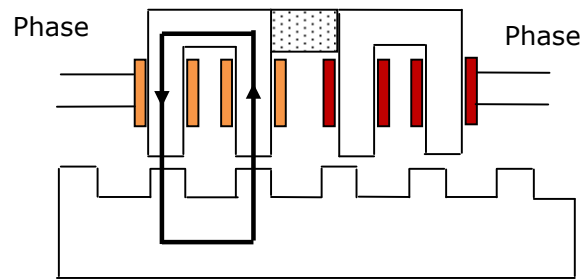
**Figure (I.18) :** Moteur linéaire réluctant.

Les deux paires de plots adjacents (1,1') et (2,2') de la structure de la figure (I.18) sont parcourus dans le même sens par le flux de l'aimant. Les quatre bobines forment deux phases constituées chacune par deux bobines montées en série. Si le sens d'enroulement des bobines est opposé, alors le flux créé par une phase circule conformément à la distribution de la figure (I.19.b). La superposition du flux créé par l'aimant à celui créé par la bobine de la phase 1 produit une nouvelle distribution des lignes de flux, donc de la force, figure (I.19.c).

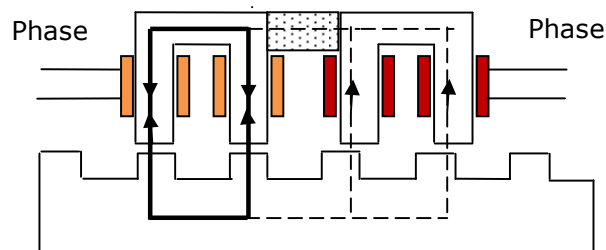


a- Flux créé par l'aimant.





b- Flux créé par l'alimentation de la phase1.



c- Flux résultant.

**Figure (I.19) :** Distribution du flux dans un moteur linéaire réluctant polarisé.

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

### **I.7.8. Actionneurs polyentrefers**

Parmi les topologies électromagnétiques non conventionnelles, les actionneurs polyentrefers tiennent probablement la place la plus innovante. L'objectif est d'augmenter les performances (force ou couple) des actionneurs de grandes dimensions. Pour cela, l'idée de base est de remplir au mieux le volume disponible, afin d'augmenter ses performances volumiques. Un actionneur est alors constitué de plusieurs modules de base, plus ou moins indépendants, ayant chacun leur propre zone active d'entrefer. On augmente, de cette façon, la surface d'entrefer dans un volume donné les performances globales en effort augmentent

de plusieurs modules de base, plus ou moins indépendants, ayant chacun leur propre zone active d'entrefer, [2]:

### **I.7.8.1. Les actionneurs polyentrefers à bobinages globaux**

L'idée est toujours d'augmenter les surfaces d'entrefer dans un volume donné, mais en exploitant les avantages d'un bobinage de puissance global, commun, pour une même phase, à toutes ces surfaces. Rappelons que cette

architecture permet de découpler les échelles locales (correspondant à la génération du couple) et l'échelle globale liée au bobinage. Ceci permet d'engendrer des efforts par unité de volume importants supérieurs à ceux obtenus à partir d'une disposition « classique » à bobinage répartis. Et on distingue deux types :

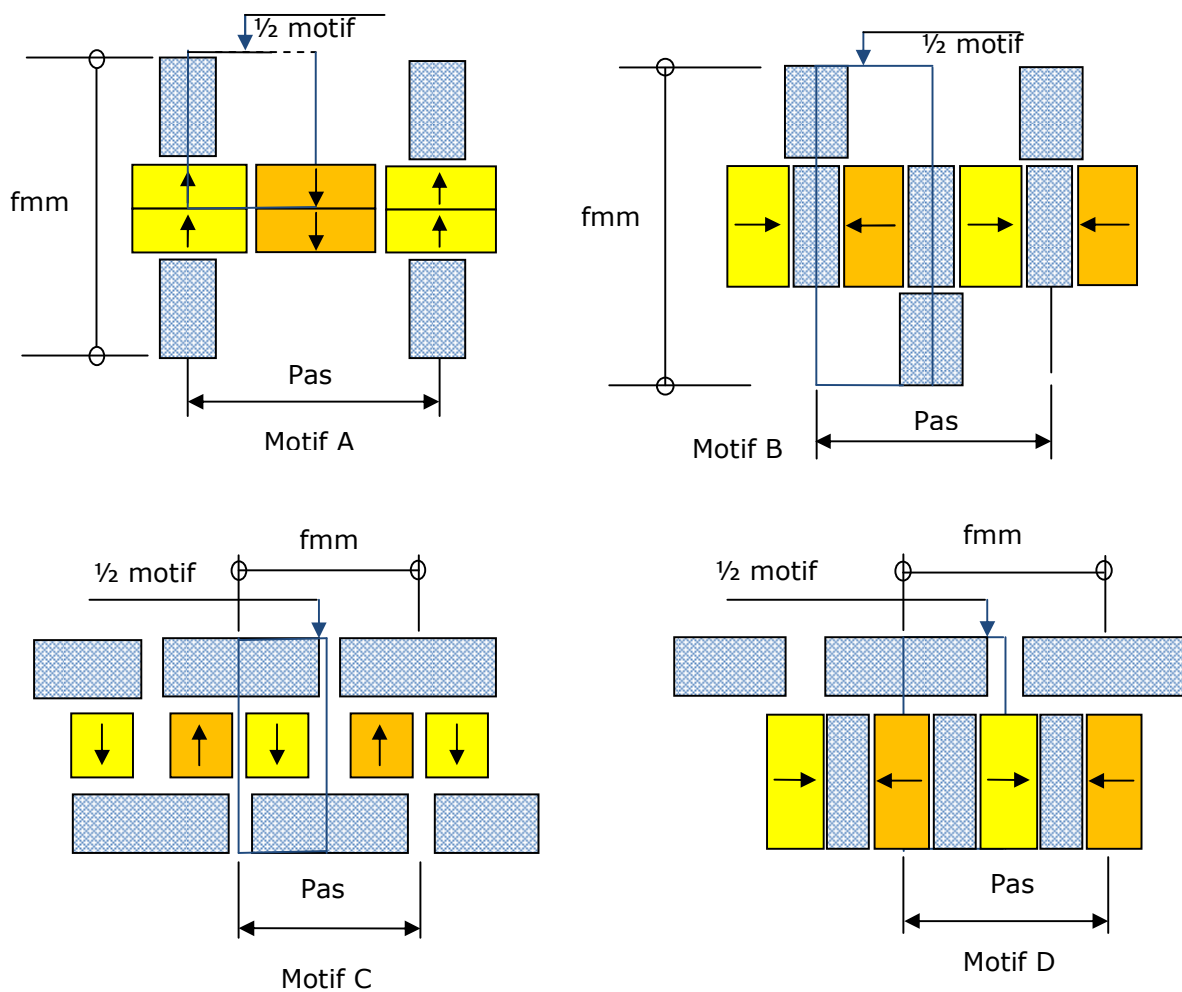
#### **a)- Les actionneurs polyentrefers à réluctance variable**

C'est le même principe de fonctionnement qui avait été présenté précédemment, il présente deux particularités :

- Il s'agit d'un actionneur à excitation bobinée homopolaire, basé sur les mêmes motifs réluctants.
- Le couplage est dentaire vernier (répartition du bobinage dans des encoches). Son couple massique est cependant resté faible (200Nm pour 100 kg de masse active).

#### **b)- Les actionneurs à aimants permanents**

En ce qui concerne les actionneurs à aimants permanents, on peut établir suivant des considérations simples quatre motifs élémentaires donnés sur la figure (I.20). Ces quatre motifs de bases sont retrouvés dans différents actionneurs, la partie mobile peut être indifféremment la partie réluctante ou la partie aimantée. Toutes ces réalisations polyentrefers à bobinage global ont permis de mettre en évidence l'intérêt de la multiplication des surfaces d'entrefers dans une configuration à bobinage global ou centralisé. Néanmoins, leurs performances ont été souvent limitées par les difficultés mécaniques en particulier de guidage et de réalisation.



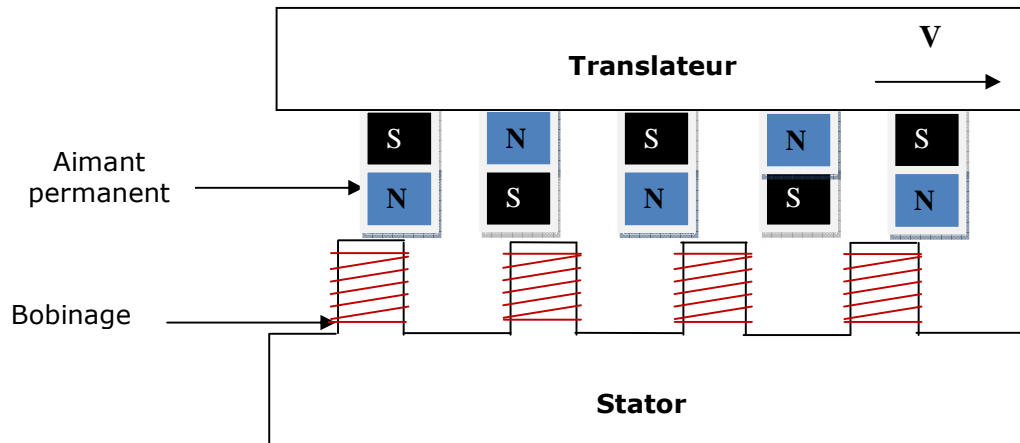
**Figure (I.20) :** Motifs élémentaires fondamentaux.

## I.8. Structure choisie et principe de fonctionnement

Un moteur linéaire, utilisé comme convertisseur d'énergie électrique en énergie mécanique, leur fonctionnement se base sur les mêmes principes électromagnétiques qu'un moteur rotatif. Les principaux éléments, bobines et aimants, sont simplement arrangés différemment pour produire une force et non un couple. Il est essentiellement composé de deux parties, figure (I.21), [6]:

- un primaire, partie mobile, composée d'un bobinage et d'un circuit ferromagnétique, c'est le translateur (équivalent du rotor dans les moteurs rotatifs).

- un secondaire, partie fixe, composée d'une série d'aimants permanents déposés sur un socle en fer (équivalent du stator dans les moteurs rotatifs).



**Figure (I.21) :** Schéma de principe d'un moteur linéaire à aimants permanents.

## I.9. Développement des moteurs linéaires

Un moteur linéaire a un prix initial élevé, essentiellement lié aux coûts des matériaux magnétiques. En effet, contrairement aux moteurs rotatifs, la partie active d'un moteur linéaire ne concerne à chaque instant qu'une zone réduite du moteur entier, en d'autres termes, si le moteur linéaire peut se déplacer sur 3 mètres de longueur, la partie fixe doit être bobinée ou équipée d'aimants sur les 3 mètres, alors que 20 cm peuvent suffire pour la partie mobile. Cela implique un coût plus élevé des matériaux pour les moteurs linéaires que pour les moteurs rotatifs. Les moteurs linéaires sont donc utilisés dans des applications où leurs performances dépassent les limites physiques des moteurs tournants.

## I.10. Contraintes aux développements des moteurs linéaires

Il existe principalement deux types de contraintes aux développements industriels des moteurs linéaires synchrones à aimants permanents :

**a-** Des limitations liées à la fabrication des moteurs linéaires :

- Le coût d'un moteur linéaire synchrone à aimants permanents est étroitement lié au marché des aimants permanents. En effet, le frein principal au développement

des moteurs linéaires est le coût initial élevé des matériaux. Un verrou important concerne donc la fabrication d'aimants permanents à moindre coût avec une valeur de  $(B.H)_{\max}$  élevée. Généralement, les aimants utilisés dans les moteurs linéaires synchrones à aimants permanents sont de type Néodyme-Fer-Bore. Ils présentent l'avantage d'avoir une courbe de démagnétisation de pente  $\mu_r \approx 1,05$ . Plusieurs raisons conditionnent le choix de la technologie (Nd-Fe-B) au détriment du Samarium-Cobalt (Sm-Co) ou de l'Aluminium-Nickel-Cobalt (Alnico) :

– Un niveau d'induction rémanente suffisamment élevé,  $B_r > 1.18T$ , à température ambiante,  $(B.H)_{\max} > 300 \text{ kJ/m}^3$  (contre moins de  $250 \text{ kJ/m}^3$  pour les Sm-Co).

– La pente de la courbe de démagnétisation étant très proche de celle de l'air, les aimants, Nd-Fe-B conservent leurs caractéristiques magnétiques même après ouverture et fermeture du circuit magnétique (contrairement aux Alnico). Par contre, il existe un inconvénient majeur à la technologie Néodyme-Fer-Bore :

– Un échauffement limité ( $< 150^\circ\text{C}$ ) dans les moteurs linéaires est prévu lors de leur conception, contre près de ( $300^\circ\text{C}$ ) pour les SmCo.

**b-** Des limitations liées à la commande de ces technologies : le défi pour les nouvelles commandes de moteurs linéaires dans le domaine de la machine-outil, est d'atteindre, en termes de précision de positionnement, une valeur de référence de  $0,01\mu\text{m}$ . Pour être plus précis, il existe déjà des moteurs linéaires à réluctance variable capables d'atteindre ces performances.

### **I.11. Domaines d'application des moteurs linéaires**

Pour illustrer la diversité des besoins en entraînements directs, nous avons choisi une classification par domaine d'application. Dans chaque situation, nous nous efforçons de mettre en évidence les caractéristiques recherchées et les solutions actuelles. Nous évoquerons également des tentatives de réalisations d'entraînements directs et les raisons pour lesquelles elles ont échoué. [1]

## **I.11.1. Transports**

### **I.11.1.1. Traction ferroviaire**

Dans la très grande majorité des cas, les trains et métros sont motorisés par des moto-réducteurs tournants placés dans des boggies. Lorsque l'on cherche de plus grandes performances (plus grandes vitesses, accélérations élevées et freinage efficaces quelles que soient les conditions d'adhérence, confort, suppression du bruit de roulement, plus faible rayon de courbure des lignes...), une traction par moteurs linéaires peut se révéler intéressante. Dans ces systèmes, il existe des roues dont la seule fonction est le guidage. Inconvénient : le moteur a un rendement plus faible et la consommation d'énergie a augmenté d'environ 10%. Exemple : Figure (I.22).



**Figure (I.22) :** Métro à moteurs linéaires sur roues.

Dans le domaine des trains à grandes vitesses et à sustentation magnétique, les avantages attendus, en traction ferroviaire résident dans l'absence d'usure par frottements, la réduction du bruit (particulièrement en zone urbaine et à vitesse modérée), le confort, maintenance réduite, un plus faible bruit et un plus haut rendement. Pour l'instant le coût des trains à voie active se révèle très élevé. Les grandes vitesses (> 400 km/h) au niveau du sol posent des problèmes difficiles de bruit aérodynamique. Bien que techniquement possible, il n'est pas encore certain que ces trains aient une vie commerciale, voir figure (I.23).



**Figure (I.23) :** Train à grande vitesse TGV japonais, à voie active, à vitesse de 500 km/h.

#### **I.11.1.2. Traction routière**

- Pour les véhicules électriques (hybrides ou autres), qu'il s'agisse d'automobiles, autobus, il est comme dans le cas des trains, tentant de vouloir supprimer les organes de transmission. Les avantages sont la suppression des organes d'usure (lubrification, bruit) et une meilleure contrôlabilité. La transmission à un moteur par roue (même s'ils ne sont pas directs) permet un contrôle indépendant des roues qui doit offrir un meilleur comportement routier dans le cas des transports en commun.
- Propulsion navale (sous-marins, bateaux) dans ces applications, le couple à fournir est croissant avec la vitesse, un fonctionnement à puissance maximale constante est, en général, inutile. La compacité et une plus grande manoeuvrabilité sont les améliorations recherchées. Le moteur à l'hélice (comme dans les ventilateurs) et à réluctance variable sont intégrés dans les petits engins sous marins. Dans les gros bateaux, le moteur électrique entraîne généralement l'hélice à travers une « ligne d'arbre ». Afin de pouvoir faire varier l'orientation de l'hélice, une solution consiste à placer le moteur accoupler directement à l'hélice dans une nacelle mais, pour que cela soit possible, une grande compacité est nécessaire et des moteurs basse vitesse à très grande puissance volumique doivent être conçus.

- Ascenseurs habituellement les moteurs d'ascenseur sont situés dans une cabine en haut de la cage et l'ascenseur est tiré par un système de câbles. Pour diverses raisons, gain de place (suppression de la cabine), élimination des câbles (limite de longueur), accroissement des accélérations, on est amené à éliminer le système de câbles. Deux solutions sont actuellement sur le marché : l'ascenseur est un véhicule avec des roues qui se déplace dans un couloir vertical ou un moteur linéaire propulse la cabine. La masse embarquée du moteur représente une part non négligeable et il est nécessaire d'optimiser le système complet. Des entraînements directs se rencontrent également dans des systèmes à câbles : lorsque l'on recherche des grandes vitesses (de 2,5 à 10 m/s), le moteur est accouplé directement à l'enrouleur, il peut s'agir de moteurs à courant continu (solutions anciennes) ou de moteurs asynchrones.

### **I.11.2. Applications domestiques**

Les contraintes sont, ici : coût, discrétion acoustique et ergonomie (compacité en général). Très souvent, l'exigence de compacité nécessite un moteur rapide associé à un réducteur mais la diminution du bruit pourrait conduire à sa suppression, à condition de trouver des moteurs fort couple et bas coût, par exemple piézo-électriques. Mais lorsque la vitesse requise par la fonction est suffisamment élevée (centrifugeuses, mixers, moulinettes, aspirateurs, sèche-cheveux, petits ventilateurs...), les moteurs entraînent directement leur charge. En revanche, de nombreuses applications (robots culinaires, batteurs, presseagrumes, couteaux électriques, ouvre-boîtes...) utilisent encore un réducteur car celui-ci confère le meilleur prix et le meilleur encombrement du système compte tenu des contraintes et des exigences des utilisateurs.

#### **I.11.2.1. Réfrigérateurs**

Dans le cas des compresseurs de réfrigérateur, un système à piston du compresseur entraîné par un moteur linéaire à aimants a été réalisé et testé, il permet un plus grand silence de fonctionnement.



### **I.11.2.2. Fermetures de rideaux**

Dans le domaine de la domotique, une application des moteurs linéaires est à signaler, il s'agit des tringles de rideaux. L'intégration dans des tringles standards (par exemple 24 sur 16 mm de section) ainsi que la discrétion acoustique (pas de système mécanique de conversion rotation translation) a conduit à la réalisation de moteurs linéaires spéciaux tirant actionnant directement les rideaux. Les ordres de grandeurs des caractéristiques sont quelques 10 N pour des vitesses de moins de 1 m/s (puissance utile de l'ordre de 10 W) et pour des fonctionnements de courte durée (moins d'une minute).

### **I.11.3. Quelques applications fort couple**

L'entraînement des bras de robot industriels nécessite de grandes accélérations (réduction du moment d'inertie ramené au moteur) et une très grande répétabilité. Les meilleures performances sont obtenues avec des moteurs directs de type synchrones à aimants ou à réluctance variable. La précision est alors liée à la qualité du capteur de position utilisé pour l'autopilotage et pour le contrôle de position. Les grands télescopes demandent également des grandes performances sur le plan de la qualité du mouvement à très basse vitesse et de la précision. Les actionneurs sont à aimants généralement disposés en secteurs.

### **I.11.4. Quelques applications linéaires**

Dans le cas des tables de machines-outils, des centres d'usinage, des machines de découpe (laser, jet d'eau)...., les moteurs linéaires permettent des accélérations, des vitesses et, surtout des raideurs, des précisions et des répétabilités que l'on ne peut pas atteindre avec des systèmes mécaniques. Les machines adoptées sont la plupart du temps à aimants permanents, quelquefois asynchrones et, plus rarement, à réluctance. Pour obtenir de très grandes accélérations et de grandes précisions de positionnement, les actionneurs à bobine mobile se placent parmi les meilleurs (machines de fabrication et d'assemblage comme celles de placement de circuits intégrés). Actionneur à bobine mobile (ETEL), les pompes à pétrole terrestres produisent un mouvement linéaire du piston à partir d'un moteur tournant actionnant un dispositif à balancier. Pour remplacer

cette structure encombrante, un moteur synchrone linéaire à inducteur bobiné a été conçu et testé pour générer directement le mouvement linéaire de pompage. Un mouvement sinusoïdal d'amplitude crête à crête 3 m et de fréquence 8 cycles par minute est requis, la force utile est de

50 000 N à laquelle il faut ajouter une force d'accélération maximale de 30 000 N environ. La puissance mécanique crête atteint 100 kW. La structure retenue pour le moteur linéaire est de type induit mobile et inducteur concentrique extérieur est fixe. Ce projet n'a pas abouti industriellement à cause des difficultés mécaniques. La force normale est une force de parasite qui peut produire vibration et bruit.

## **I.12. La recherche actuelle sur les moteurs linéaires**

Depuis les années 1960, le Japon est le pays le plus innovateur dans le domaine des moteurs linéaires, les études actuelles au Japon sont basées sur :

- Les systèmes motorisés multidirectionnels,
- Les méthodes d'analyse systématique des systèmes à moteurs linéaires,
- Les méthodes de mesure et d'évaluation des moteurs linéaires industriels,
- La promotion des moteurs linéaires dans l'industrie médicale (IRM).

Actuellement, les activités de recherche pour les moteurs linéaires s'articulent autour des axes suivants :

- Commandes permettant de réduire les perturbations extérieures (efforts de coupe, etc.)
- Commandes limitant les variations de paramètres (évolution et répartition de la masse, etc.)
- Commandes et structures de machines réduisant les effets d'ondulation de force et de force de détente.

Ce travail s'inscrit donc parfaitement dans les problématiques actuelles sur l'étude de commande qui vise à optimiser la force de poussée d'un moteur linéaire miniaturisé à aimants permanents.

## **I.13. Matériaux ferromagnétiques utilisés**

### **I.13.1. Définition**

Tous les matériaux ont une perméabilité très proche ou égale à celle du vide, à l'exception des matériaux ferromagnétiques. Ceux-ci sont constitués de fer,

de nickel, de cobalt et de leurs alliages. Ils sont caractérisés par une perméabilité  $\mu_f$  nettement plus élevée que celle du vide :

$$\mu_f \gg \mu_0$$

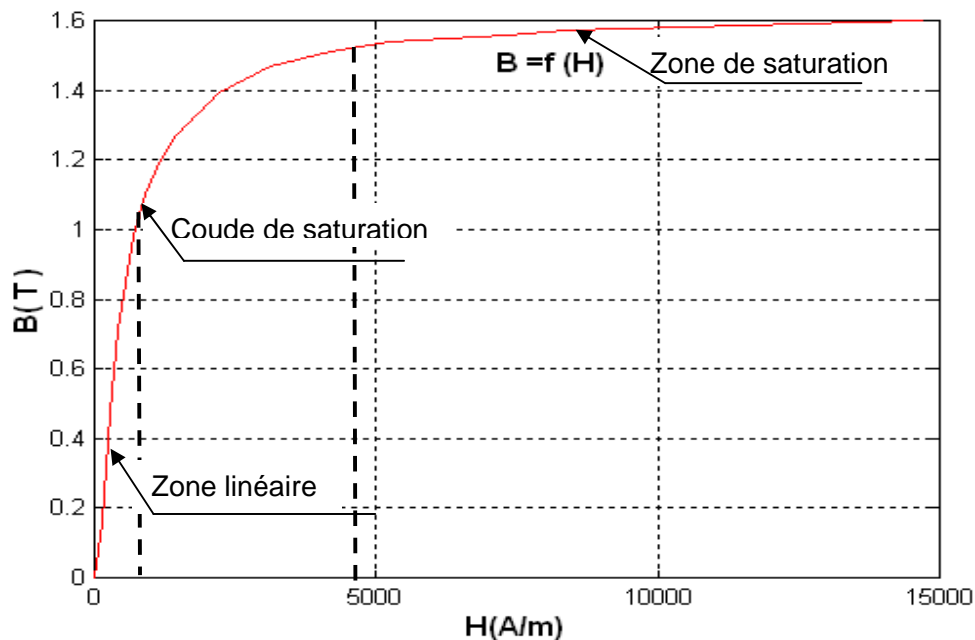
La perméabilité relative  $\mu_r = \mu_f / \mu_0$  varie de 10 à 10 000, selon les matériaux et le niveau de saturation.

### I.13.2. Loi comportementale des milieux ferromagnétiques

Où on définit la courbe de la première aimantation et le cycle d'hystérésis. Ces courbes montrent comment un corps ferromagnétique réagit à l'excitation magnétique H.

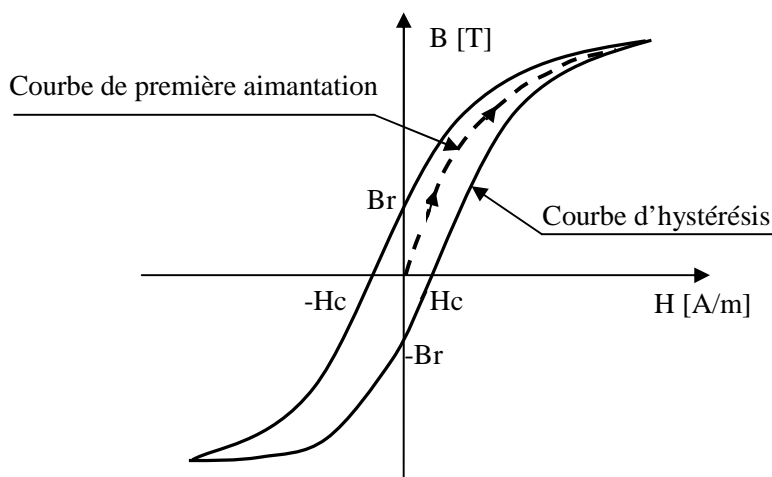
- a. Courbe de première aimantation** : courbe  $B = f(H)$  lorsque le corps ferromagnétique ne possède aucune aimantation.

La figure (I.24) présente la caractéristique de la première aimantation du matériau ferromagnétique utilisé.



**Figure (I.24)** : Courbe de 1<sup>ère</sup> aimantation du matériau ferromagnétique utilisé.

**b. Cycle d'hystérésis** : courbe  $B = f(H)$  lorsque le corps ferromagnétique possède déjà une aimantation.



**Figure (I.25)** : Caractéristique de matériau ferromagnétique.

On définit plusieurs zones dans la courbe  $B=f(H)$ .

**Zone linéaire** : Dans cette zone,  $B = \mu.H$  avec  $\mu$  constante. C'est cette zone qui est généralement exploitée pour les transformateurs et les machines tournantes.

**Saturation du milieu ferromagnétique** : lorsque  $H$  devient trop grand,  $B$  ne varie presque plus. Le matériau magnétique est dit saturé. On a toujours  $B = \mu.H$ , mais  $\mu$  n'est plus constant (« il s'écroule »).  $B$  tend vers le champ de saturation  $B_{sat}$ .

**Champ rémanent  $B_r$**  : Champ qui subsiste lorsque  $H = 0$  ( $i = 0$ ).

**Excitation coercitive  $H_c$**  : Excitation  $H$  nécessaire pour annuler le champ rémanent.

**Hystérésis** : C'est le dédoublement de la caractéristique  $B(H)$  du matériau magnétique. Donc  $B$  dépend non seulement de  $H$ , mais aussi de l'aimantation antérieure. Les substances ferromagnétiques sont donc douées de mémoire. Le cycle d'hystérésis a pour conséquence qu'il subsiste une induction rémanente  $B_r$ .

lorsque l'on annule l'excitation. Si l'on souhaite annuler B, il faut inverser le champ d'excitation H, on appelle la valeur de ce champ le champ coercitif  $H_c$ .

Un matériau ferromagnétique est caractérisé par des propriétés de saturation (diminution de la perméabilité avec le niveau d'induction) et d'hystérésis. Celles-ci sont représentées par un cycle d'hystérésis.

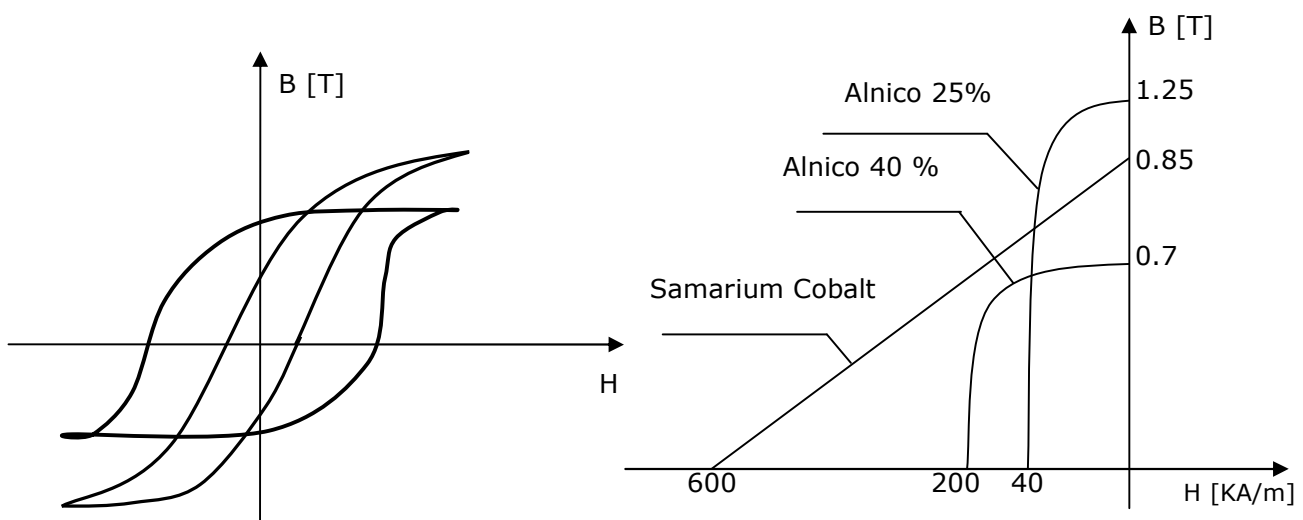
Les propriétés des matériaux ferromagnétiques sont utilisées dans la conception et la construction des transformateurs et des moteurs.

### I.13.3. Classification des matériaux ferromagnétiques

On sépare les matériaux magnétiques en deux familles qui se distinguent par leur courbe  $B=f(H)$ .

#### A. Matériaux durs

Les matériaux durs sont des matériaux qui présentent une forte aimantation rémanente et difficile à annuler ( $H_c$  est grand). Ils sont utilisés pour faire des aimants permanents (ex : acier). Ce sont des matériaux qui présentent un cycle d'hystérésis très large ( $10^4 \text{ A/m} < H_c < 10^6 \text{ A/m}$ ). Ils sont utilisés en général comme aimant. On les utilise dans le 2<sup>ème</sup> quadrant ( $B > 0$  et  $H < 0$ ).  $H_c$  devient alors le champ démagnétisant à ne pas dépasser.



Caractéristiques d'aimants.

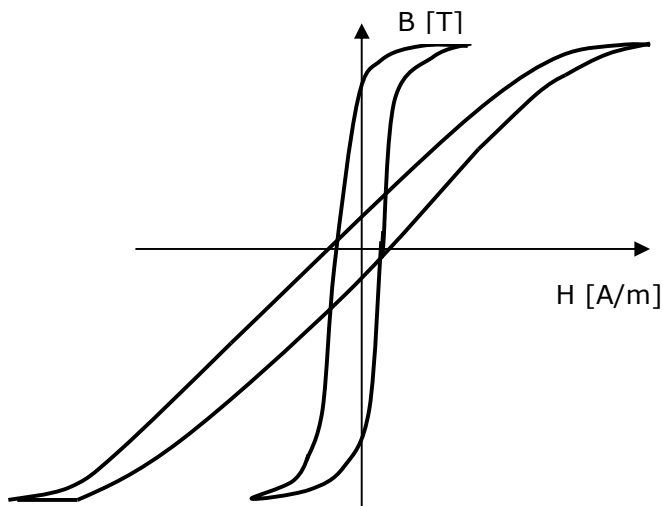
**Figure(I.26) :** Caractéristiques magnétiques  $B(H)$ .

Exemples d'alliages utilisés pour les aimants.

Ferrite (oxyde de fer)	Samarium-Cobalt (Sm-Co)
Saturation à $B_{\text{sat}} \approx 0.6 \text{ T}$ $B_r \approx 0,4 \text{ T}$ ; $H_C \approx 200 \text{ kA/m}$	Saturation à $B_{\text{sat}} \approx 1 \text{ T}$ $B_r \approx 0,8 \text{ T}$ ; $H_C \approx 500 \text{ kA/m}$

## B. Matériaux doux

Les matériaux doux sont des matériaux qui possèdent une aimantation rémanente facile à annuler ( $H_C$  est petit). A l'opposé des matériaux durs, un matériau doux présente un cycle d'hystérésis très petit ( $0.01 \text{ A/m} < H_C < 100 \text{ A/m}$ ). C'est la base des machines tournantes ou de tout système magnétique voyant une induction alternative ( $\mu_r$  dans la zone linéaire : 50 à  $10^4$ ).



**Figure (I.27) :** Matériaux doux.

Ils sont réalisés à base de Fer. En fonction de l'alliage utilisé, on trouve différente valeur de champ de saturation  $B_{\text{sat}}$  :

<b>Fe</b>	: $B_{sat} \rightarrow 2.2T$	
<b>FeSi</b>	: $B_{sat} \rightarrow 1.8T$	Bonne tenue mécanique (moteur, transformateur)
<b>FeCo</b>	: $B_{sat} \rightarrow 2.4T$	Faibles pertes, cher .
<b>Céramique</b>	: $B_{sat} \rightarrow 0.5T$	Très faibles pertes (H.F.)
<b>FeNi</b>	: $B_{sat} \rightarrow 1,3T$	Faible $H_c$ (alimentation à découpage)

Exemples d'alliages utilisés pour les tôles des transformateurs.

FeSi 3.5% de Si	FeSi à grains orientés
Saturation à $B_{sat} \approx 2T$ Induction rémanente $B_r \approx 0$ Champ coercitif $H_c \approx 0$ Perméabilité relative $\mu_r = 7000@50Hz$	Saturation à $B_{sat} \approx 3T$ Induction rémanente $B_r \approx 1.4T$ Champ coercitif $H_c \approx 8A/m$ Perméabilité relative $\mu_r > 40'000@50Hz$

Toute variation d'induction dans une matière magnétique génère des pertes sous forme d'échauffement. On distingue les pertes par hystérésis, par courant de Foucault et des pertes résiduelles ou par traînage dues au retard du champ d'induction magnétique (B) par rapport au champ magnétique (H).

Les pertes par hystérésis sont proportionnelles à la surface du cycle et donc à la fréquence de parcours, pour une valeur  $B_{max}$  donnée.

Les pertes par courants de Foucault résultent des courants créés dans la matière conductrice par un flux variable dans le temps. Pour réduire les pertes par hystérésis, il faut agir sur la composition des alliages et le contrôle des impuretés, tout en procédant parfois à des traitements thermiques appropriés. On vise un cycle le plus étroit possible et une perméabilité maximum si l'on veut conduire le flux sur un parcours donné avec un rendement maximum. Le fer ordinaire ou fer doux a des propriétés moyennes dans ce domaine, en raison des impuretés qu'il contient ( $\mu_{r\ max} = 5000$ , pertes 10 à 12 W/Kg à 1.5T et 50Hz). Sa purification (fer pur Armco), associée à un traitement coûteux, à haute température en atmosphère d'hydrogène, apporte des améliorations spectaculaires ( $(\mu_{r\ max} > 105)$ ) tout en réduisant les caractéristiques mécaniques.

La perméabilité relative  $\mu_r$  peut être augmentée par adjonction de quelques % de silicium. Le champ coercitif  $H_c$  diminue considérablement et la résistivité augmente. La baisse de 10% à 20% de l'induction de saturation est largement compensée par la diminution des pertes. Il existe toute une série d'alliages de Fe-Ni présentant,

selon le taux de Ni (env. 30% à 80%), les traitements thermiques et mécaniques appliqués, des perméabilités relatives  $\mu_r$  très élevées, des champs coercitifs minimum, etc ... On pense notamment à des alliages spéciaux à base de Cobalt, aux ferrites à haute perméabilité et à faibles pertes à haute fréquence utilisées en électronique. Dans d'autres applications ou types de moteurs, on a à faire à des flux constants. Le problème des pertes est alors tout différent et on peut employer un matériau magnétique massif ; c'est le cas pour certains moteurs à courant continu.

### I.13.4. Pertes dans la matière

#### I.13.4.1. Energie magnétisante

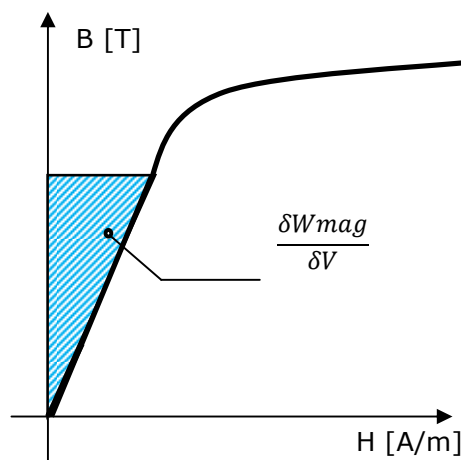
Pour obtenir un champ magnétique au sein d'un matériau, cela nécessite l'apport d'une énergie  $W$  dite magnétisante. Elle est proportionnelle au volume du matériau :

$$\frac{\partial W}{\partial v} = \int_0^B H \cdot dB \quad \text{en : [J/m}^3\text{]} \quad (\text{I-1})$$

L'énergie stockable dans un milieu de perméabilité  $\mu$  (caractéristique linéaire) est:

$$\frac{\partial W}{\partial v} = \frac{1}{2\mu} \cdot B^2 = \frac{1}{2} B \cdot H \quad \text{en: [J/m}^3\text{]} \quad (\text{I-2})$$

Ainsi dans le cas d'un circuit avec un entrefer, l'essentiel de l'énergie viendra se placer dans celui-ci. Les matériaux magnétiques ont un rôle essentiellement de circuit de transit. Un transformateur n'aura pas d'entrefer, alors qu'une inductance de lissage aura très certainement un entrefer pour faire office de stockage d'énergie afin de ne pas saturer le circuit.



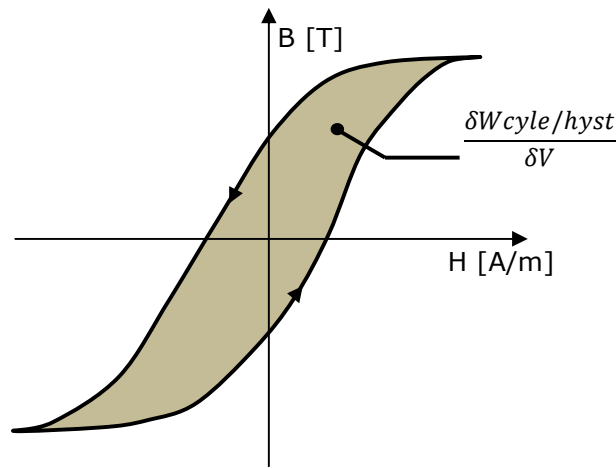
**Figure (I.28) :** Energie magnétique emmagasinée dans un matériau.



### I.13.4.2. Pertes par hystérésis

Ce type de pertes est lié au cycle d'hystérésis du matériau. Le parcours du cycle  $B(H)$  fait apparaître une perte d'énergie qui correspond alors à un échauffement de la matière. Les pertes par hystérésis sont donc proportionnelles à la fréquence et sont liées à la structure du matériau.

$$P_h = \alpha \cdot B_m^2 \cdot f \quad (\text{I-3})$$

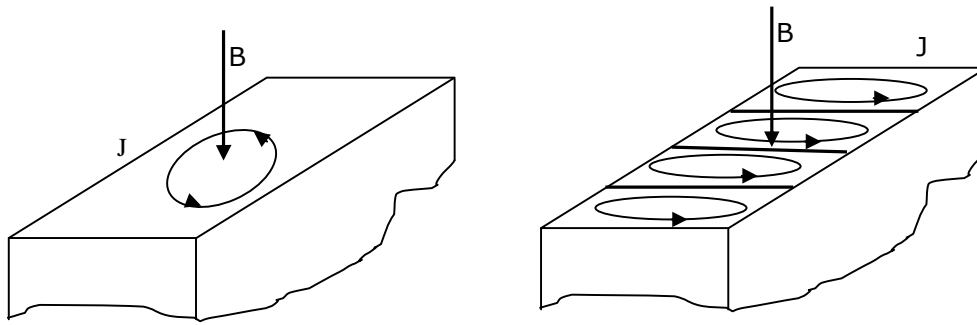


**Figure (I.29) :** Pertes par hystérésis.

### I.13.4.3. Pertes par courants de Foucault

Les variations du champ magnétique dans la matière génèrent par induction des courants induits qui se rebouclent sur eux-mêmes. Il y a donc échauffement par effet joule. Cette fois ci ces pertes sont proportionnelles au carré de la fréquence.

$$P_f = \beta \cdot B_m^2 \cdot f^2 \quad (\text{I-4})$$



Afin de les limiter, on utilise des circuits magnétiques feuilletés isolés. **Figure (I.30) : Pertes par courant de Foucault.** Pour réduire ces pertes, c'est pour cette raison que l'on utilise des circuits magnétiques feuilletés isolés.

### I.13.5. Les aimants

#### I.13.5.1. Première aimantation, désaimantation

Si l'on veut obtenir, pour un aimant permanent ses caractéristiques nominales, l'aimantation à saturation est absolument nécessaire. Le champ minimum d'aimantation est indiqué par le fabricant; il dépend naturellement de la nature de l'aimant et doit être considéré dans tout développement car certains matériaux ne peuvent être complètement saturés qu'avec des champs magnétisants supérieurs à 10000 KA/m ( $10^7$  A/m). Les aimants à grande énergie spécifique sont très difficiles, voire impossibles à désaimanter, en raison même de leur caractéristique  $M(H)$ . La solution consiste en ce cas à chauffer l'aimant au-dessus de son point de Curie. Mais ceci n'est possible qu'avec certains matériaux; il faut s'assurer que l'échauffement ne produise pas de modification de la structure moléculaire ou granulaire. Par exemple, des aimants dont le point de Curie se situe à environ 720°C ne permettent pas cette opération, car les modifications de phase qui se produisent alors peuvent détruire les propriétés d'aimantation permanente. L'utilisateur doit donc savoir que certains aimants permanents, une fois aimantés, ne peuvent plus jamais être désaimantés.

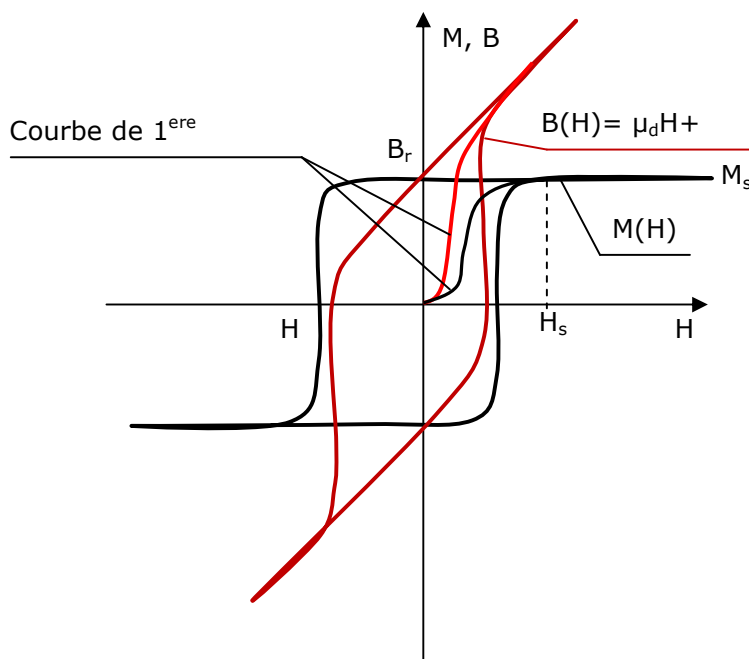
#### I.13.5.2. Cycle d'hystérésis et température

Le comportement d'un aimant permanent est décrit par sa caractéristique  $B = \mu_d H + \mu_d M$  où  $\mu_d$  est la perméabilité interne de l'aimant

$\mu_d = 1.05\mu_0 \dots 3.5\mu_0$ . Le 1<sup>er</sup> quadrant du cycle d'hystérésis décrit la faculté d'aimantation du matériau, avec la courbe de première aimantation en pointillé. Lorsque tous les moments magnétiques sont orientés parallèlement au champ magnétique externe,  $M(H)$  atteint sa valeur maximale ou de saturation  $M_s$ ; ensuite, l'induction  $B$  continue à croître proportionnellement à  $H$ .  $H_{sat}$ , champ de saturation, est le champ minimum nécessaire pour garantir la saturation. On note en passant que les aimants à base de terres rares ont une induction rémanente environ égale à l'induction de polarisation à saturation,  $M : B_r \approx M_{sat}$ .

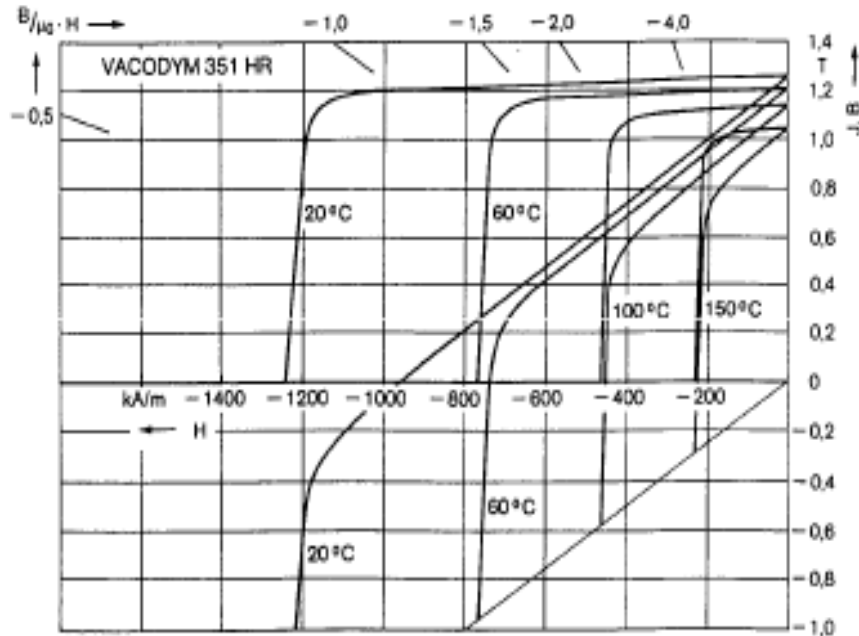
Le 2<sup>ème</sup> quadrant du cycle d'hystérésis décrit la courbe de désaimantation, dont les deux points extrêmes sont la rémanence  $B_r$  et le champ coercitif  $H_c$ , champ pour lequel la densité de flux s'annule, ou pour lequel l'aimantation  $M$  s'annule. Sur la courbe de démagnétisation  $B(H)$  - 2ème quadrant - le produit  $(B.H)$  varie pour passer par une valeur maximale entre  $B_r$  et  $H_c$ .

La connaissance de la courbe de désaimantation est importante puisque la réversibilité n'est obtenue que sur la partie rectiligne de cette courbe, c'est-à-dire à droite du coude. Cela s'explique en observant  $M(H)$ .



**Figure (I.31) :** courbe  $B(H)$  d'un aimant permanent.

Une élévation de température provoque en général une légère baisse d'induction rémanente, et parallèlement une diminution du champ coercitif. Celle-ci a pour effet de déplacer le coude vers la droite comme le montre la figure (I.32).



**Figure(I.32) :** Courbe B(H) d'un aimant Vacodym.

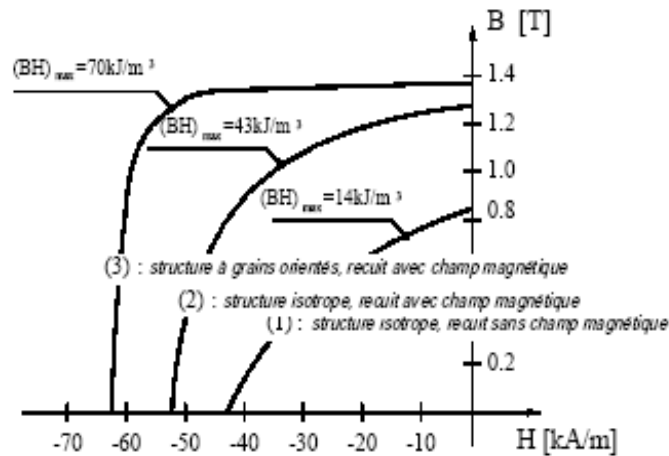
### I.13.5.3. Caractéristiques d'aimants de diverses natures

L'aimant permanent est une source de flux magnétique et ne se conçoit par conséquent que dans un circuit magnétique. L'aimant permanent n'étant pas destiné à être désaimanté, on ne s'intéresse pas à tout le cycle d'hystérésis de la courbe d'aimantation, mais seulement au deuxième quadrant de cette courbe, qui caractérise le comportement de l'aimant, une fois aimanté, dans son circuit magnétique. On l'appelle la courbe de désaimantation. On ne parle pas non plus de pertes, avec la surface sous le cycle d'hystérésis mais d'énergie spécifique (volumique), exprimée par le produit (B.H).

Le long de la courbe de désaimantation, ce produit passe par une valeur maximum qui est une des caractéristiques très importantes de tout aimant permanent. Celles-ci sont :

- la rémanence :  $B_r$  [T]
- le champ coercitif :  $H_c$  [A]
- le produit d'énergie :  $(B.H)_{max}$  [J/m<sup>3</sup>]

Il existe une grande diversité de courbes de désaimantation selon les alliages ou les poudres utilisées, et selon les traitements thermiques appliqués. Comme exemple, la figure (I.33) montre l'effet d'un traitement thermique en présence de champ magnétique sur un alliage isotrope (2) respectivement sur un alliage à structure granulaire orientée (3).



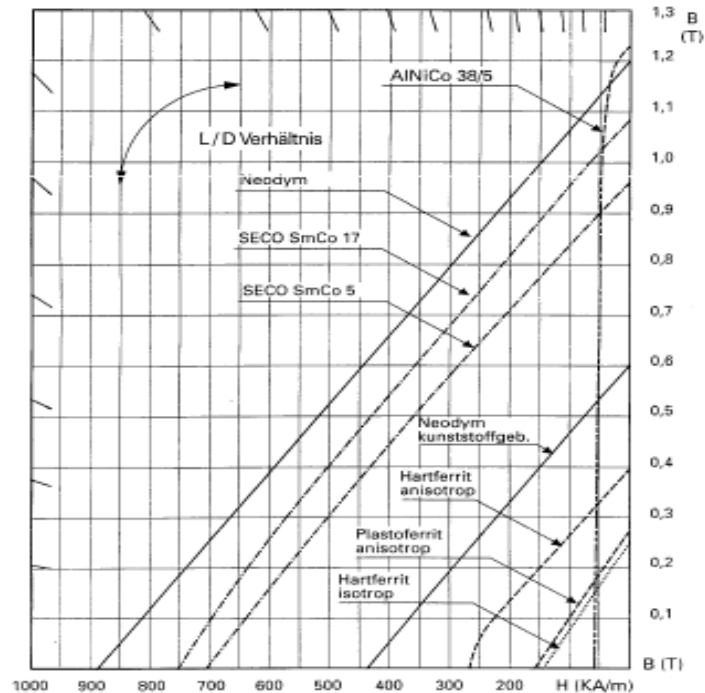
**Figure(I.33)** : Courbe B(H) d'un alliage Alnico.

Lorsqu'on considère les courbes de désaimantation - véritables cartes d'identité des aimants permanents - on observe des catégories très distinctes :

- les alliages métalliques type Al-Ni-Co de rémanence élevée et de champ coercitif faible ;
- les ferrites à base d'oxyde de Ba, de rémanence nettement plus faible mais de champ coercitif élevé ;
- les alliages à base de PtCo, qui possèdent des performances supérieures aux ferrites, mais d'applications limitées en raison du coût élevé et variable du Pt ; (SmCo.5, SmCo.17) ;
- les aimants Néodyme. La figure (I.34) donne à titre comparatif les alliages ou poudres frittées à base de terres rares (SmCo) qui ont passablement révolutionné la conception des circuits magnétiques en raison de leur énergie spécifique comparativement très élevée courbes pour différents types d'aimants. Les aimants les plus performants sont tous anisotropes, c'est-à-dire qu'ils ont une direction d'aimantation privilégiée. Le meilleur matériau à ce jour en ce qui concerne l'énergie

spécifique  $(B.H)_{\max}$  est à base de NdFeB, obtenu à partir de lingots frittés de manière isostatique ou en présence d'un champ transversal.

Différentes nuances sont proposées avec des températures d'utilisations plus ou moins élevées. On atteint des  $(B.H)_{\max} > 200\text{KJ/m}^3$  avec  $B_r > 1\text{T}$ .



**Figure (I.34) :** Courbe de désaimantation.

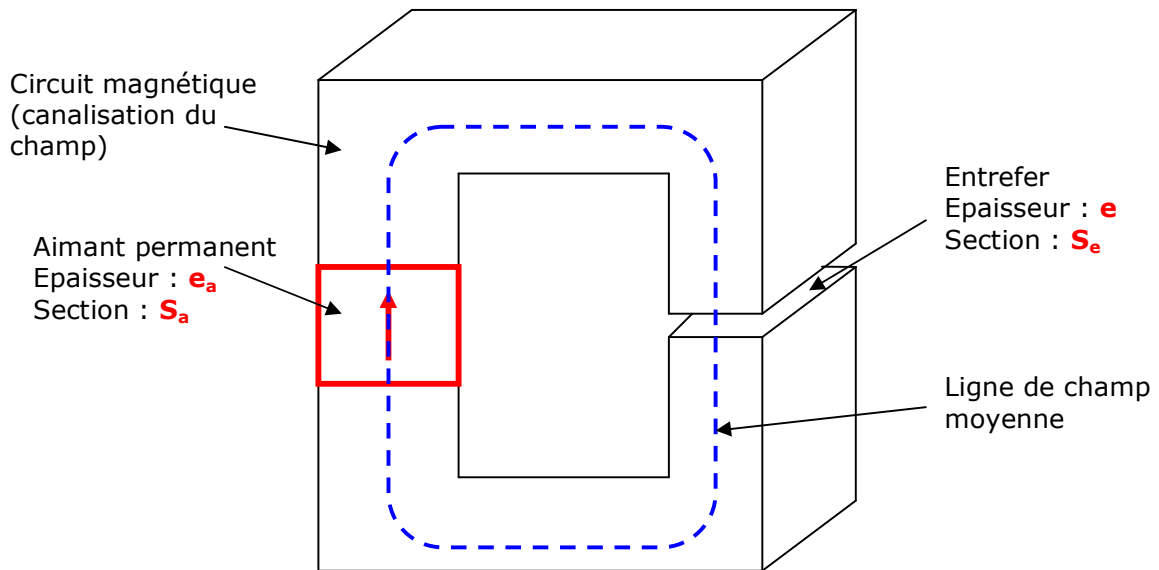
### I.13.6. Notion de circuit magnétique à aimants permanents

Les principales hypothèses effectuées sont : [12].

- pas de fuites : tout le flux qui sort de l'aimant est canalisé vers la zone d'entrefer, supposée être la zone utile.
- la circulation du champ dans le fer est négligée devant celle dans l'entrefer (perméabilité infinie et matériau non saturable)

#### I.13.6.1. Droite de charge ou d'entrefer et point de fonctionnement

Pratiquement l'aimant n'est jamais utilisé seul, mais comme un composant, en association avec d'autres aimants, des matériaux doux, du vide et des circuits électriques, qui forment le circuit magnétique.



**Figure(I.35) :** Circuit magnétique à aimant permanent.

### I.13.6.2. Mise en équation en l'absence de bobinage dans le circuit magnétique

Soient  $H_a$  et  $B_a$  le champ et l'induction dans l'aimant compte tenu de la configuration magnétique globale et  $H_e$  et  $B_e$  le champ et l'induction dans l'entrefer.

Théorème d'Ampère :  $H_a \cdot e_a + H_e \cdot e = 0$  (car  $H_{fer}=0$ ) (I-5)

Avec :  $B_e = \mu_0 \cdot H_e$  (I-6)

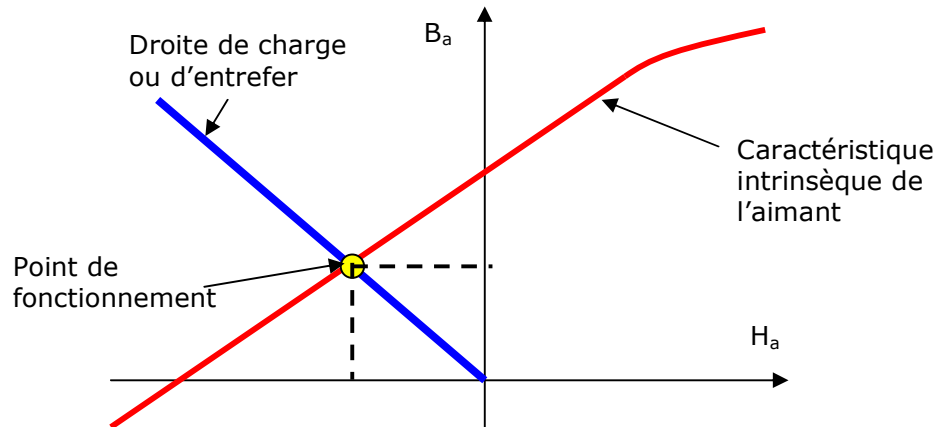
Conservation du flux :

$$\Phi_a = B_a \cdot S_a = \Phi_e = B_e \cdot S_e \quad (I-7)$$

Il en résulte que :  $B_a = B_e \cdot \frac{S_e}{S_a} = \frac{H_e}{\mu_0} \cdot \frac{S_e}{S_a} = -\frac{H_a \cdot e_a}{\mu_0 \cdot e} \cdot \frac{S_e}{S_a}$  (I-8)

Cette fonction  $B_a(H_a)$ , qui dans ce contexte linéaire (non saturable) est une droite, est appelée « droite de charge ».

Son intersection avec la caractéristique intrinsèque  $B_a(H_a)$  de l'aimant donne le point de fonctionnement.



**Figure (I.36) :** Caractéristique  $B(H)$  d'un aimant.

La présence d'un entrefer dans le circuit magnétique contribue à réduire la valeur de l'induction dans l'aimant par rapport à son induction rémanente, d'où l'appellation « charge ». Si l'entrefer varie (effets d'encoches ou réluctance variable avec aimants), la pente de la droite de charge fluctue et fait varier le point de fonctionnement, ce qui peut avoir, entre autres effets, de créer des pertes magnétiques dans l'aimant.

On parle d'aimant en court-circuit magnétique lorsque l'entrefer est nul : alors  $B_a$  est égal à  $B_r$ . En revanche, dans un circuit ouvert (entrefer infini), la droite de charge est horizontale et  $B_a$  est nulle, en réalité, les lignes de champ ne se referment pas à l'infini et la droite de charge équivalente n'est pas horizontale mais seulement très inclinée. Cela suffit à désaimanter certains types d'aimants (aimants peu rigides). D'où la précaution de non démontage de certains dispositifs à aimants. Notons que la présence d'un bobinage, entourant le circuit magnétique et alimenté par un courant, conduirait à un décalage horizontal de la droite de charge et contribuerait à réduire ou augmenter le champ selon son signe.



### I.13.7. Analogie entre circuits électriques et circuits magnétiques

L'aimant entraîne la circulation d'un flux d'induction magnétique dans son circuit, sur ces bases les grandeurs correspondantes de l'électrocinétique et de la magnétostatique sont indiquées au tableau suivant.

On notera que la matière est caractérisée par son comportement linéaire ( $B=\mu.H$ ) ce qui exclut l'aimant lui-même et toute approche de la saturation.

	Electrocinétique	Magnétostatique
Grandeurs de base	I : courant électrique J : vecteur densité de courant V : différence de potentiel E : champ électrique	$\Phi$ : flux magnétique B : induction magnétique FMM : force magnétomotrice H : champ magnétique scalaire
Comportement de la matière	Loi d'ohm : $J = \sigma.E$ $\sigma$ : la conductivité électrique	$B = \mu.H$ $\mu$ : la perméabilité magnétique
Relations de base	Densité de courant : $\text{Div } j = 0$ Le courant : $I = \iint j . ds$	Induction : $\text{Div } B = 0$ Le flux : $\Phi = \iint B . ds$
Tube	Conservatif de courant Différence de potentiel électrique : $V_{12} = \int_1^2 E . dl$	Conservatif du flux Différence de potentiel magnétique : $FMM = \int_1^2 H . dl$
Loi d'ohm	$V_{12} = R_{12} . i$ La résistance : $R_{12} = \int_1^2 \frac{dl}{\sigma . S}$	$FMM = \mathfrak{R} . \Phi$ La réluctance : $\mathfrak{R}_{12} = \int_1^2 dl / \mu . s$
En série En parallèle	$R_t = \sum R_i$ $G_t = \sum G_i$	$\mathfrak{R}_t = \sum \mathfrak{R}_i$ $P_t = \sum P_i$

**Figure (I.37)** : Grandeurs et lois de l'électrocinétique et de la magnétostatique.

## **I.14. Conclusion**

Aujourd'hui, les moteurs linéaires synchrones sont largement utilisés dans l'industrie, dans ce premier chapitre on a procédé à une description générale des moteurs linéaires, leurs principes de fonctionnement, leurs différents types, leurs topologies et classification ainsi que leurs domaines d'application.

Toutefois, de part la géométrie des moteurs linéaires utilisés, il existe des phénomènes secondaires qui ont une influence sur la génération de la force de poussée de ces actionneurs linéaires.

Les applications électrotechniques et électroniques à la construction électrique, générateurs, transformateurs, moteurs..., repose en majeure partie sur l'utilisation des propriétés des matériaux magnétiques et leurs intérêts pour la réalisation des aimants permanents dans le contexte de l'application qui nous concerne pour le choix d'un aimant permanent d'une machine synchrone à aimants, et permet de préserver les performances sans pour autant sacrifier le coût de réalisation de la machine.

Dans le chapitre qui suit nous allons procéder à la modélisation numérique de la structure choisie non miniaturisée, et afficher les différents résultats obtenus par le code des éléments finis ANSYS.

***Chapitre II***  
***Modélisation***  
***De la structure***  
***Choisie***

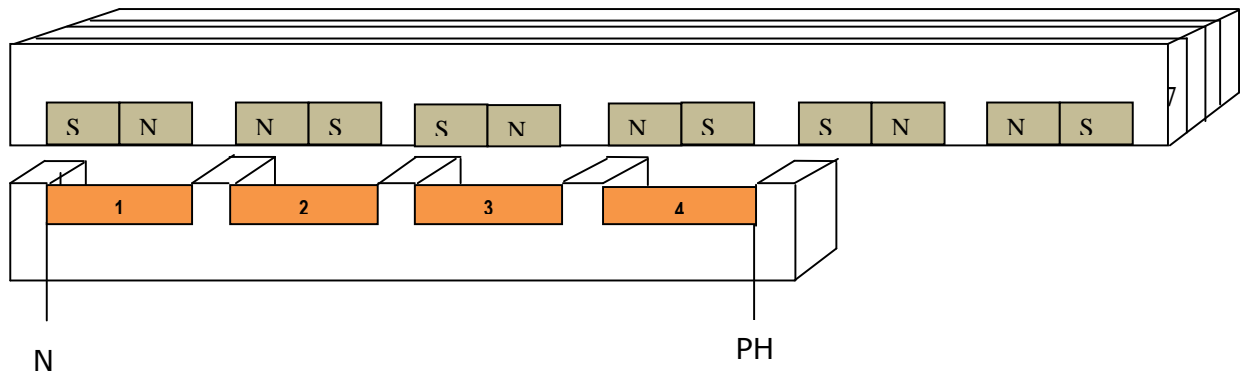
## **II.1. Introduction**

Le domaine des machines électriques est constamment en développement depuis leur apparition. Les machines linéaires trouvent une grande part dans cette évolution car elles sont utilisées dans plusieurs domaines particulièrement dans l'industrie, d'où la nécessité de leurs modélisations afin d'améliorer leurs performances.

La modélisation des moteurs linéaires réside principalement dans l'évaluation de leurs forces électromagnétiques. Dans notre cas l'induit est pourvu des aimants permanents. Pour calculer la force engendrée par le moteur, qui est un dispositif axisymétrique dont la géométrie est simple, nous avons opté pour la méthode de Lorentz, qui est adaptée à ce genre de problèmes. La force de Lorentz est choisie parmi plusieurs méthodes telles que le Tenseur de Maxwell, la méthode des travaux virtuels et la méthode de l'énergie totale (l'énergie magnétique et la coénergie magnétique), celle-ci est évaluée en fonction de plusieurs paramètres principalement la position, la densité de courant, la hauteur de l'aimant ainsi que l'épaisseur de l'entrefer.

## **II.2. Cahier de charge et structure choisie**

L'objectif de cet chapitre est de présenter une étude numérique par le code des éléments finis ANSYS® pour la détermination des efforts développés par un moteur linéaire à aimants permanents, afin de montrer la possibilité de réaliser une soupape de type électromagnétique. Dans le présent travail, nous présentons la modélisation numérique, et l'optimisation de la structure étudiée pour concevoir un actionneur de faible ou moyenne puissance, [11], correspondant au diamètre extérieur  $D=40\text{mm}$  et sa hauteur  $H=110\text{mm}$ . Il faut donc d'abord satisfaire les contraintes de définition dans le plan couple-vitesse ou puissance-vitesse, les contraintes mécaniques maximales et les contraintes dynamiques (accélération maximale de 90 -100g). Celles-ci fixent les types de machines possibles dans les gammes proposées. Nous choisissons de faire l'étude sur une machine synchrone linéaire monophasée à aimants et d'une forme plate pour résoudre ce problème, voir figure (II.1).



**Figure (II.1) :** Forme générale de la structure choisie.

1, 2,3 et 4 sont des bobines.

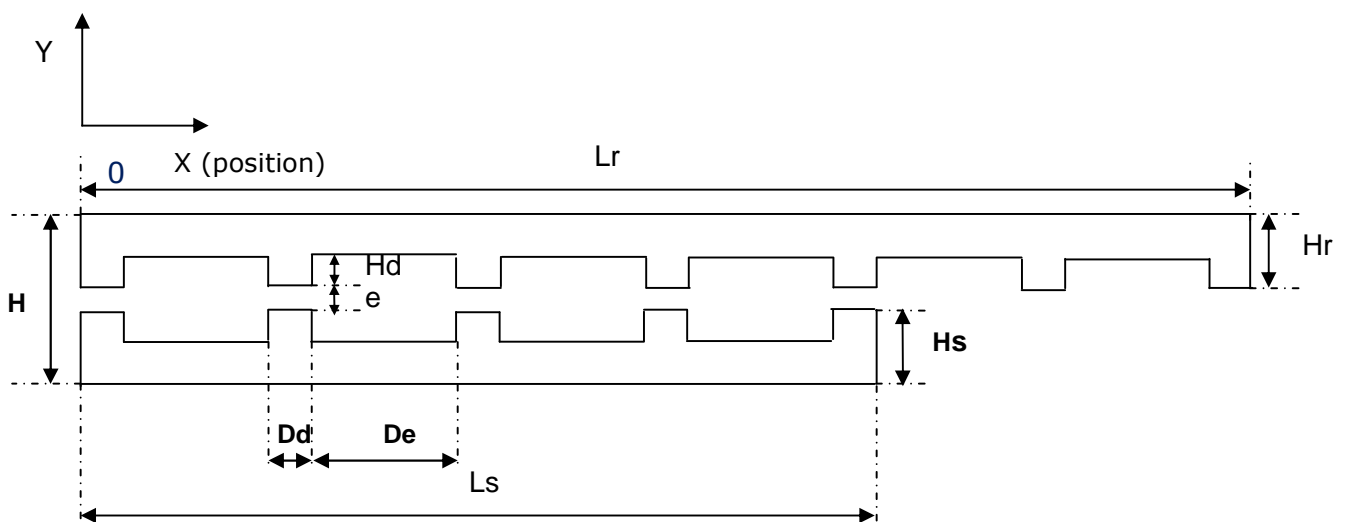
Les densités des courants de source sont telles que :

Les bobines 1 et 3 sont alimentées par la densité de courant  $-J$ .

Les bobines 2 et 4 sont alimentées par la densité de courant  $+J$ .

### II.3. Présentation du moteur linéaire employé dans notre étude

Le moteur linéaire qui sera étudié dans ce chapitre est une machine linéaire synchrone à aimants permanents de forme plate avec une partie mobile libre de se mouvoir seulement sur l'axe  $x$ . Le détail du modèle géométrique est donné par la figure (II-2).



**Figure (II.2) :** paramètres géométriques du moteur étudié.

## II.4. Caractéristiques physiques

	<b>Paramètres Géométriques</b>	<b>Désignations</b>	<b>Dimensions (mm)</b>
	La longueur totale de la machine	L	162
	La hauteur totale de la machine	H	21
	Epaisseur de l'entrefer	e	1
Circuit magnétique du rotor	La longueur	Lr=L	162
	La hauteur	Hr	10
	La largeur de l'encoche	De	20
	La hauteur de la dent	Hd	04
	La largeur de la dent	Dd	06
Aimant permanent	La longueur de l'aimant	La	20
	La largeur de l'aimant	Da	06
	La hauteur de l'aimant	Ha	04
Circuit magnétique du stator	La longueur	Ls	110
	La hauteur	Hs	10
	La largeur	Ds	06

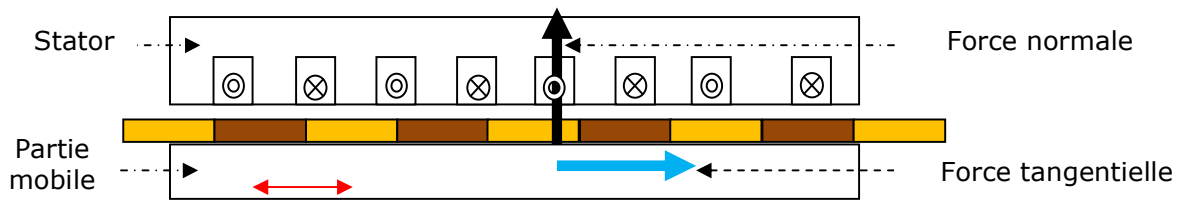
## II.5. Calcul des efforts d'un actionneur

La force développée par un moteur linéaire résulte de la transformation d'une partie de l'énergie électrique absorbée par la machine en énergie mécanique, cette transformation est généralement accompagnée de pertes joules occasionnant des échauffements, [14].

Les efforts résultants de cette transformation sont :

- Les efforts tangentiels, dans le sens de déplacement, sont les efforts utiles.
- Les efforts normaux, perpendiculaire au déplacement, sont des efforts parasites.

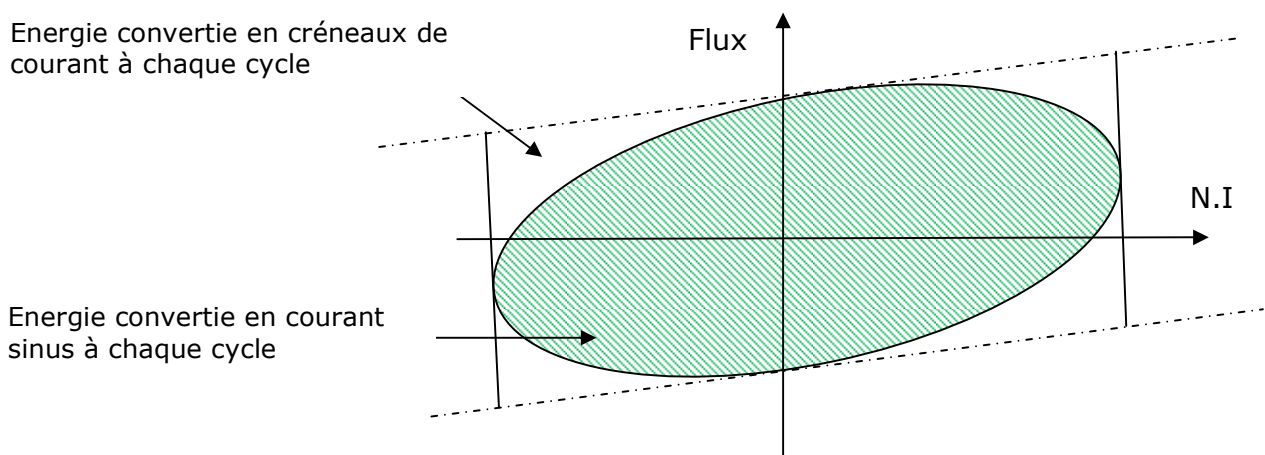
Dans une structure à aimants permanents sont la source de contraintes mécaniques sur la structure, sont souvent beaucoup plus importants que les efforts tangentiels, sont dus principalement à l'interaction entre les aimants permanents et la structure de l'induit.



**Figure (II.3) :** Effort normal et tangentiel dans un moteur linéaire à aimants permanents.

## II.6. Calcul de l'effort tangentiel

Dans les actionneurs synchrones à aimants permanents alimentés en courant sinusoïdal ou en créneau de courant, on peut montrer que l'énergie mécanique transférée à chaque cycle électrique correspond à la surface du diagramme flux/ampères.tours, figure (II.4), [14].



**Figure (II.4) :** Diagrammes flux/ampères.tours d'un actionneur synchrone excité (non saturé).

On peut déterminer l'effort tangentiel moyen par :

$$Fx = \frac{\Delta W}{\tau} = \frac{\text{Air du cycle}}{\text{le pas polaire}} \quad (\text{II-1})$$

Dans les conditions où :

- Le circuit magnétique est non saturé.
- L'angle d'autopilotage est nul (c'est-à-dire où le courant est en phase avec la F.E.M).

On peut écrire que l'effort tangentiel moyen

$$F_x = \frac{K.NI_{max}.\phi_{ai}}{\tau} \quad (II-2)$$

Tel que :

$K=4$  pour une alimentation en créneaux de courant.

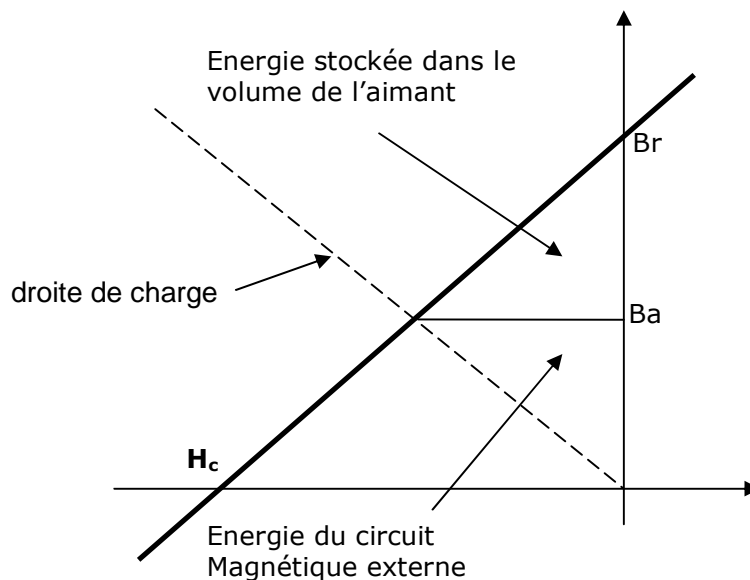
$nI_{max}$  : les ampères tours crêtes générés par l'induit.

$\phi_{ai}$  : la valeur maximale du flux généré par les aimants dans une spire du bobinage d'induit (position de conjonction).

## II.7. Calcul de l'effort normal

Dans les actionneurs synchrones à aimants permanents, l'effort normal (c'est à dire perpendiculaire au déplacement) est dû essentiellement à l'interaction entre les aimants permanents et la structure de l'induit.

L'énergie magnétique «fournie » par les aimants permanents dans le circuit magnétique peut être représentée par la figure (II.5), [14].



**Figure (II.5)** : Energie magnétique volumique fournie par les aimants dans l'espace.



En cas de «droite de charge » linéaire (c'est à dire avec un circuit magnétique non-saturé), on peut écrire que :

$$\omega_{magnétique\ totale\ du\ système} = \frac{[H_c.(B_r - B_a)]}{2} \quad (II-3)$$

$$\omega_{magnétique\ totale\ du\ système} = \frac{[H_c.(B_r - B_a)].v_a}{2} \quad (II-4)$$

$$\omega_{magnétique} = \frac{(H_c.\partial B_a).v_a}{2} \quad (II-5)$$

$$\omega_{magnétique} = \frac{(H_c.\partial B_a).L_a.S_a}{2} \quad (II-6)$$

$$\omega_{magnétique} = \frac{(H_c.L_a).(\partial B_a.S_a)}{2} \quad (II-7)$$

$$\omega_{magnétique} = \frac{H_c.L_a.\partial\phi_{aa}}{2} \quad (II-8)$$

On peut donc en déduire une méthode de calcul des efforts normaux maximaux dus aux aimants permanents à partir uniquement de leurs flux maximaux (en position de conjonction).

$$F_n = \frac{\partial W_{magnétique}}{\partial e} = \frac{H_{ca}.L_a}{2} \cdot \frac{\partial\phi_{aa}}{\partial e} \quad (II-9)$$

e : étant l'entrefer « vu par l'aimant ».

On peut donc dire que l'effort normal maximal dû aux aimants permanents dépend de la variation du flux en fonction de l'entrefer. Au niveau de la conception mécanique du moteur, l'effort normal total est suffisant. En revanche, une étude vibratoire de l'actionneur nécessiterait la prise en compte des efforts locaux (agissant sur des surfaces inférieures au pas).

## II.8. Notion d'énergie et coénergie

Soit  $\partial x$  un déplacement infinitésimal effectué virtuellement. Il est possible de déterminer la force électromagnétique développée par une machine en translation à partir d'une variation d'énergie sur une variation de position.

- à flux  $[\Phi]$  constant on aura :

$$F_x = \left[ \frac{\partial W_{mag}}{\partial x} \right] \quad (\text{II-10})$$

- On aura pour  $[i]$  constant :

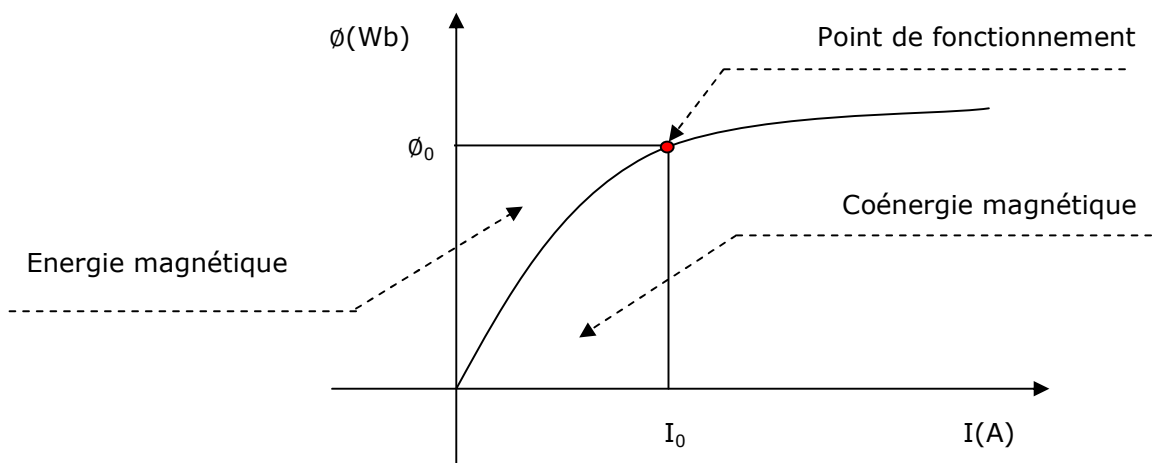
$$F_x = \left[ \frac{\partial ([i] \cdot [\Phi] - W_{mag})}{\partial x} \right] \quad (\text{II-11})$$

Ces deux formules permettent donc d'obtenir la force moyenne de poussée pour une position  $x$  définie et moyennant les hypothèses énoncées sur le courant et sur le flux.

La quantité :  $([i] \cdot [\Phi] - W_{mag}) = W_{co}$  est généralement appelée coénergie , elle constitue une forme virtuelle d'énergie plus facile à exploiter que l'énergie magnétique, vue que dans une machine électrique il est plus aisé de fixer le courant que d'imposer le flux.

On appelle coénergie l'intégration de la variation du courant avec un flux constant au point :  $(I_0, \Phi_0)$ , tel que :

$$W_{co} + W = \Phi_0 \times I_0 \quad (\text{II-12})$$



**Figure (II.6) :** Energie et coénergie dans le cas non linéaire.

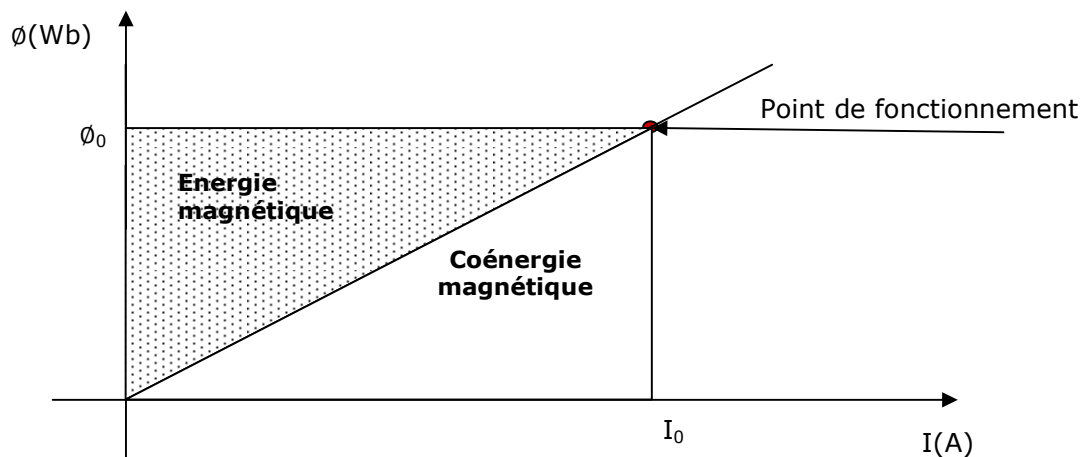
On a donc : 
$$W'_s = \int_0^{I_0} \phi \times di \quad (\text{II-13})$$

Avec :  $W'_s$  : coénergie magnétique.

Dans le cas d'un fonctionnement en régime linéaire, les réluctances de flux sont indépendantes du courant. L'évolution de la caractéristique de flux magnétique en fonction de la force magnétomotrice est représentée sur la figure (II.7).

Cette caractéristique linéaire divise la partie du plan limité par les droites d'équations :

$\phi = \phi_0, I = I_0$  et les axes :  $I$  et  $\phi$  en deux triangles semblables se traduisant par une égalité de l'énergie magnétique.



**Figure (II.7) :** Energie et Coénergie dans le cas linéaire.

## II.9. Outils de modélisation

### II.9.1. Méthodes d'analyse des moteurs linéaires

L'objectif de notre démarche est bien d'affiner le modèle en analysant avec précision les phénomènes électriques et magnétiques. Pour cela, il existe plusieurs méthodes :

- La méthode analytique par réseaux de réluctances.
- La méthode des éléments finis.

### **II.9.1.1. La méthode analytique par les réseaux de ré reluctances**

Elle est basée essentiellement sur les relations qui existent entre les équations électriques et magnétiques, et l'entrefer peut être considéré comme la charge du circuit magnétique, il impose également une caractéristique  $B(H)$  au circuit magnétique et joue le même rôle qu'une résistance électrique connectée au générateur électrique. Les résultats obtenus sont approchés car la simplification des hypothèses de travail nécessaire pour le calcul. Elle offre l'avantage de décrire plus finement les grandeurs du système à l'aide d'une représentation graphique basée sur la géométrie du moteur. Chaque tube de flux est modélisé par une ré reluctance  $\mathfrak{R}$ , qui traduit la difficulté rencontrée par le flux magnétique.

Elle permet de déterminer le flux magnétique traversant le circuit équivalent, et qui régie par les équations de Kirshoff, puis les forces qui en découlent. Ce type de modèle est très largement utilisé car sa résolution est basée sur des relations analytiques pouvant être rapidement résolues manuellement ou avec des outils informatiques classiques. Il faut noter cependant que la modélisation par réseaux de ré reluctances induit une simplification du circuit magnétique réel.

### **II.9.1.2. La méthode des éléments finis**

C'est l'une des méthodes numériques les plus utilisées actuellement pour résoudre d'une manière efficace, les équations différentielles aux dérivées partielles des problèmes physiques, elle est bien détaillée à la page 58.

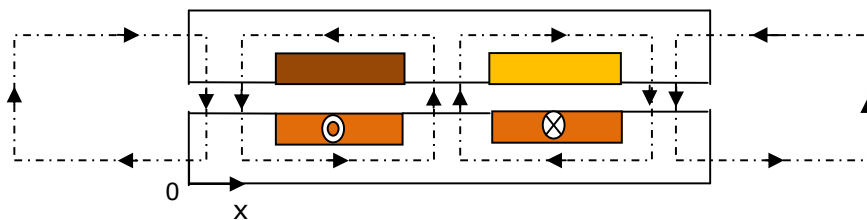
## **II.10. Modélisation par réseaux de ré reluctances**

### **II.10.1. Schéma équivalent d'une machine élémentaire**

L'objectif est de trouver une représentation de l'actionneur par un schéma équivalent dont les éléments sont identifiés à partir de la géométrie de la machine et des caractéristiques des matériaux (aimants, fer,...) afin de pouvoir mettre en équations son fonctionnement. Ceci pour déterminer l'expression de l'effort exercé sur la partie mobile de l'actionneur linéaire, on négligeons la

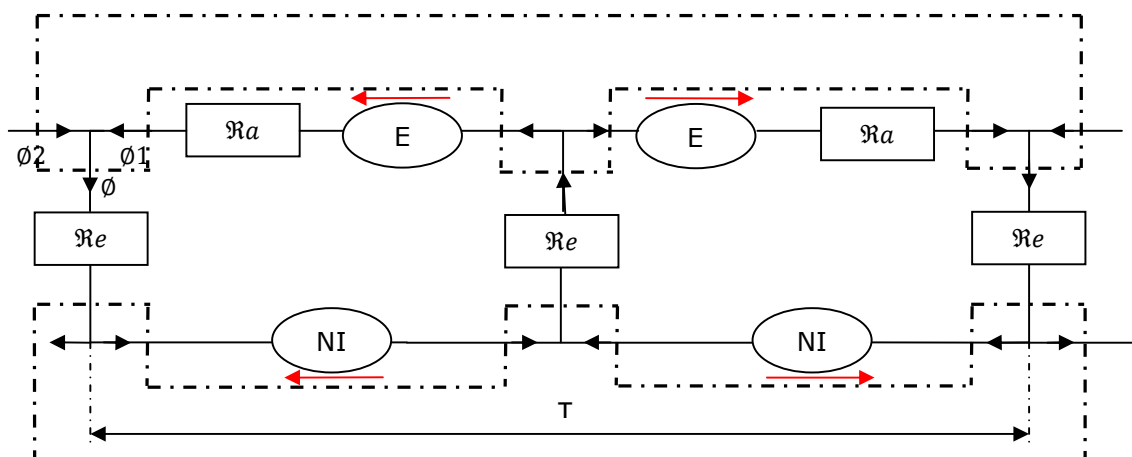
saturation du circuit magnétique et que l'entrefer est suffisamment petit pour que les lignes de champs ne s'écartent pas les unes des autres lorsqu'elles le traverse, on peut considérer que le flux se conserve.

Le principe de la commutation du flux peut se ramener à l'étude d'une cellule élémentaire de la figure(II.8). La machine élémentaire est définie sur un pas de l'actionneur, elle comprend deux aimants alternés, deux encoches et six dents, dans une position ( $X=0$ ).



**Figure (II.8) :** Cellule élémentaire de l'actionneur.

Le modèle analytique proposé s'appuie sur la construction d'un circuit équivalent formé par des réluctances, permettant de calculer le comportement électromagnétique de la structure du moteur. Ce type de moteur peut servir au dimensionnement rapide et à l'estimation des performances. Cependant, la précision des résultats dépend de la finesse du circuit élaboré, figure(II.9).



**Figure (II.9) :** Modélisation par réseaux de réluctances.

Théorème de Conservation du Flux est alors appliqué au flux issu des aimants et à celui traversant une dent du primaire :

$$\Phi = \Phi_1 + \Phi_2 \quad (\text{II-14})$$

$$NI + 2\mathcal{R}_e \cdot \Phi + \mathcal{R}_a \cdot \Phi_1 = E \quad (\text{II-15})$$

$$NI + 2\mathcal{R}_e \cdot \Phi + \mathcal{R}_a \cdot \Phi_2 = E \quad (\text{II-16})$$

(II-15) + (II-16) et tenant compte de (II-14) :

$$\Phi = \frac{2(E-NI)}{(4\mathcal{R}_e + \mathcal{R}_a)} \quad (\text{II-17})$$

Dans le cas où (NI = 0) le flux est maximal et peut s'écrire :

$$\Phi_{max} = \frac{2E}{(4\mathcal{R}_e + \mathcal{R}_a)} \quad (\text{II-18})$$

Tel que :

NI : la force magnétomotrice du bobinage en ampères.tours.

E : la force magnétomotrice de l'aimant :  $E = \frac{B_r \cdot l_a}{\mu_a}$

$\mathcal{R}_e$  : la réluctance d'entrefer :  $\mathcal{R}_e = \frac{e}{\mu_0 \cdot S_e}$

$\mathcal{R}_a$  : la réluctance de l'aimant :  $\mathcal{R}_a = \frac{l_a}{\mu_a \cdot S_a}$

$\Phi$  : le flux magnétique.

e : l'épaisseur de l'entrefer.

l<sub>a</sub> : longueur de l'aimant permanent.

S<sub>a</sub> : section active de l'aimant.

S<sub>e</sub> : section de passage du flux dans l'entrefer.

$\mu_0$  : la perméabilité du vide, tel que :  $\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7}$  (H/m)

$\mu_a$  : la perméabilité magnétique rémanente de l'aimant.

On peut calculer l'effort tangentiel moyen pour une position (x=0) par :

$$F_x = \frac{\Delta W}{\tau} = \frac{\text{Air du cycle}}{\text{le pas polaire}} = \frac{K \cdot NI_{max} \cdot \Phi_{max}}{\tau} \quad (\text{II-19})$$

On en déduit donc que l'effort tangentiel moyen est proportionnel au flux maximal créé par les aimants dans les bobinages induit.

L'expression de la force devienne donc :

$$F_x = \frac{4NI_{max}}{\tau} \cdot \frac{2B_r \cdot \frac{l_a}{\mu_a}}{\frac{4e}{\mu_0 \cdot S_e} + \frac{l_a}{\mu_a \cdot S_a}} \quad (\text{II-20})$$

On peut déduire aussi que l'effort  $F_x$  dépend du paramètre électrique  $NI_{max}$ , magnétique  $\mu_r$ ,  $B_r$  et géométriques :  $e$ ,  $l_a$ ,  $S_a$  et  $S_e$ .

L'étude de cette position particulière suffit donc à dimensionner un actionneur selon des considérations d'efforts moyens. Il faut cependant garder à l'esprit que l'effort moyen sur une période n'est pas la seule grandeur dimensionnante : Il faudrait aussi regarder l'effort instantané (c'est-à-dire l'ondulation de l'effort).

## II.11. Présentation de la méthode des éléments finis

Avant de présenter cette méthode, on doit définir les équations de Maxwell pour le régime stationnaire.

$\vec{E}$  : champ électrique.

$\vec{B}$  : induction magnétique.

$\vec{D}$  : déplacement (ou induction) électrique.

$\vec{H}$  : champ magnétique.

$\rho$  : densité volumique de charge.

$\vec{J}$  : densité de courant.

$$\overrightarrow{Rot. \vec{H}} = \vec{J} + \frac{\partial \vec{D}}{\partial t} \quad ; \quad \overrightarrow{Rot. \vec{E}} = - \frac{\partial \vec{B}}{\partial t}$$

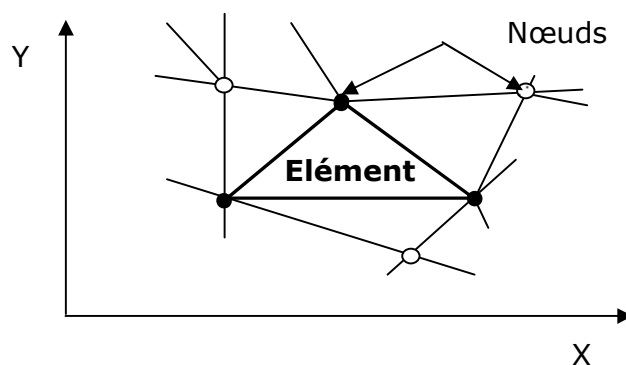
$$Div \vec{D} = \rho \quad ; \quad Div \vec{B} = 0$$

La méthode des éléments finis est l'une des méthodes numériques les plus utilisées actuellement pour résoudre d'une manière efficace, les équations différentielles aux dérivées partielles des problèmes physiques. Elle consiste à subdiviser la surface ou le volume constituant le domaine de résolution en éléments finis interconnectés [13]. D'habitude se sont des triangles ou des quadrilatères pour les problèmes 2D et des tétraèdres ou des hexaèdres pour les problèmes 3D.

La grande souplesse d'adaptation de cette méthode à modéliser des phénomènes stationnaires, linéaires ou non linéaires, dans des géométries complexes à permet son utilisation dans la quasi-totalité des problèmes de champ aux dérivées partielles.

Elle s'applique à des domaines très variés de la physique de façon générale et à l'électromagnétisme couplé, par la présence des courants d'induit.

En tout cas la méthode des éléments finis est tout à fait adaptée pour modéliser et tenir compte des phénomènes interdépendants non linéaires, (et éventuellement non stationnaires).



**Figure (II.10):** Discrétisation par éléments finis en deux dimensions.

### **II.11.1. Principe de la méthode des éléments finis**

La méthode des éléments finis consiste à rechercher une fonction globale représentant les phénomènes étudiés, sur un domaine de résolution préalablement subdivisé en parties finies adjacentes appelés éléments finis.

Cette solution globale sera construite sur chacun des éléments du maillage en doit vérifier globalement les équations aux dérivées partielles qui modélisent les phénomènes et les conditions aux limites requises. Sur chaque élément fini, la solution est décrite par une interpolation, en fonction des valeurs nodales de l'inconnue.



### **II.11.2. Logiciels de calcul**

La mise en œuvre d'une méthode numérique de calcul de champ débouche inévitablement sur un logiciel qui lui est associé. Si, lors des premières tentatives de calcul par des méthodes numériques, on écrivait, pour chaque nouveau problème, un programme différent tenant compte de sa géométrie particulière, de ses particularités physiques et de ses conditions aux limites, on s'oriente aujourd'hui vers la réalisation de logiciels généraux dont la structure informatique est adaptée au traitement d'un grand nombre de problèmes d'un même type.

Ces logiciels ont pratiquement tous la structure représentée sur la figure(II.11) qui consiste en un programme, appelé préprocesseur, qui permet, à l'aide de techniques issues de la Conception Assistée par Ordinateur (CAO), de décrire la géométrie du domaine, ses propriétés physiques et ses conditions aux limites et de réaliser un découpage de manière automatique ou manuelle avec assistance du programme.

Le processeur de calcul résout les équations linéaires, ou non linéaires, issues de l'assemblage des éléments et fournit un ensemble de résultats bruts qui sont les valeurs de la grandeur inconnue en tous les nœuds du découpage. Ces résultats, stockés dans un fichier de sortie, sont alors repris par le postprocesseur qui les met en forme pour fournir au concepteur un ensemble de résultats cohérents sous la forme de grandeurs physiques significatives (flux, forces, couples, énergies, ...) ou de courbes associées aux grandeurs physiques intéressantes.

#### **II.11.2.1. Préprocesseur**

La première des fonctions du préprocesseur est la description de la géométrie de l'appareil que l'on veut étudier. Dans la plupart des logiciels, cette opération est programmée suivant le principe d'un jeu de construction. A partir des points dont les coordonnées sont entrées au clavier, on définit des lignes (qui peuvent être des segments de droite ou des arcs de courbe) et l'on décrit des régions comme des parties de domaine délimitées par ces lignes. À chaque région est attribué un matériau extrait d'une base de données.

La fonction suivante du préprocesseur est la discrétisation en éléments finis. Cette fonction de maillage, qui représente une opération complexe, est intégrée

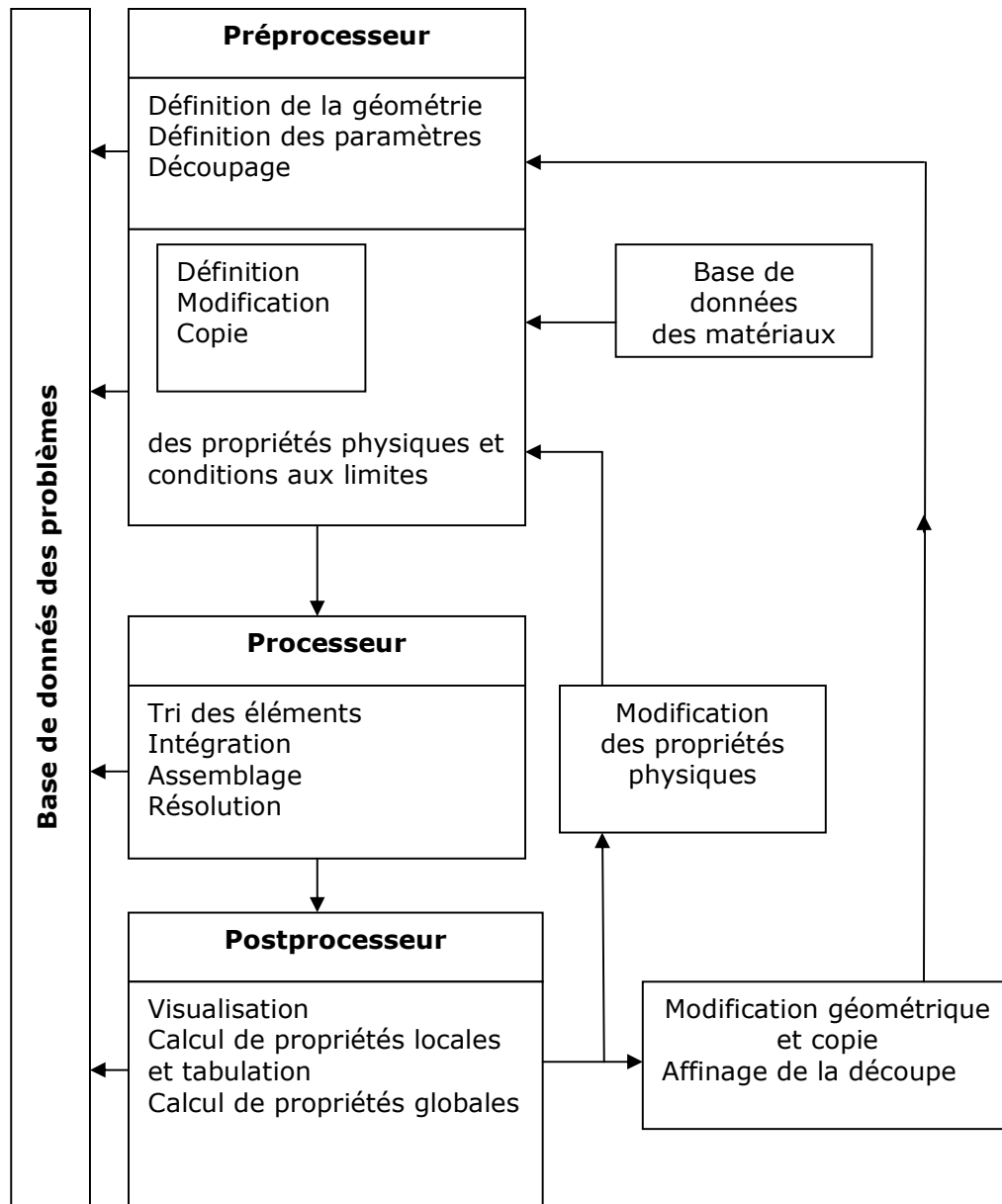
au logiciel qui la réalise de manière automatique suivant le principe de Delaunay. Cependant, on met aussi à la disposition de l'utilisateur une procédure semi-automatique qui permet de construire une discrétisation adaptée au type de problème que l'on traite.

#### **II.11.2.2. Processeur de calcul « Solution »**

A partir des éléments de la géométrie et de la physique de l'appareil et du découpage en éléments finis du domaine, le processeur fait le calcul des éléments de la matrice jacobienne et réalise l'assemblage des éléments pour construire la matrice globale et le second membre du problème. La résolution des équations est ensuite enchaînée de manière automatique en laissant à l'utilisateur le soin de définir la précision recherchée et le nombre maximal d'itérations qu'il autorise dans le cadre de la méthode de Newton-Raphson.

#### **II.11.2.3. Postprocesseur**

A l'intérieur de ce module, on présente les résultats à l'utilisateur sous une forme adaptée à sa perception de la physique du problème. Parmi les facilités qui sont très utiles à l'ingénieur de conception, on trouve la possibilité de tracer la courbe représentative d'une grandeur le long d'une ligne intérieure au domaine (segment, cercle ou arc de cercle). Cette grandeur peut être le potentiel ou le module, la composante normale ou la composante tangentielle du champ. L'utilisation de dégradés de couleur ou de gris pour visualiser la répartition d'une grandeur scalaire ou le module d'une grandeur vectorielle est également très significative, figure (II.11). Enfin, le postprocesseur doit comporter le calcul de grandeurs globales, telles que les forces et les couples, les forces électromotrices, l'énergie ou les inductances et les capacités qui sont généralement les paramètres que le concepteur cherche à évaluer afin de les introduire dans le modèle global des performances de l'appareil qu'il est en train de définir.

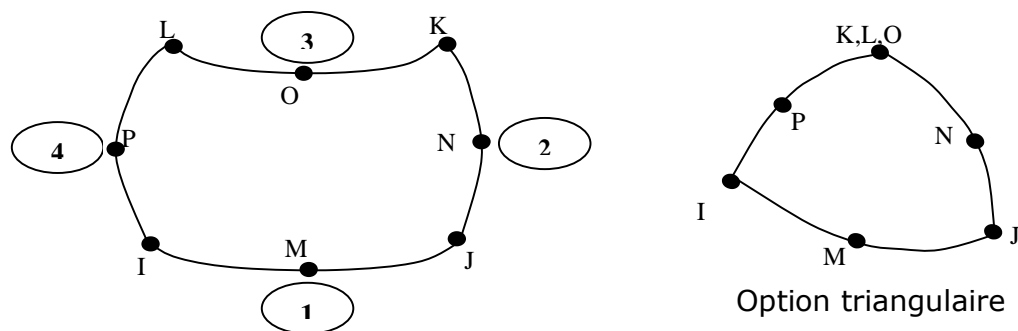


**Figure (II.11) :** Organisation du logiciel ANSYS.

#### II.11.2.4. Logiciel utilisé et maillage

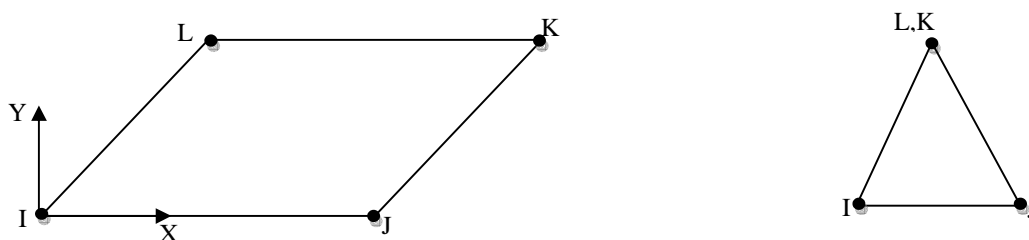
Il existe différents éléments de maillage utilisés pour l'analyse de champ magnétique citons par exemple :

L'élément de type plane 13 et plane 53, notre étude s'intéresse à ce dernier qui est défini par huit nœuds et quatre cotés, chaque coté est constitué de trois nœuds.



**Figure (II.12) :** Élément de maillage plane 53.

La figure(II.13) représente l'élément plane13 qui a quatre nœuds et une forme tétraédrique et il peut avoir une forme triangulaire.



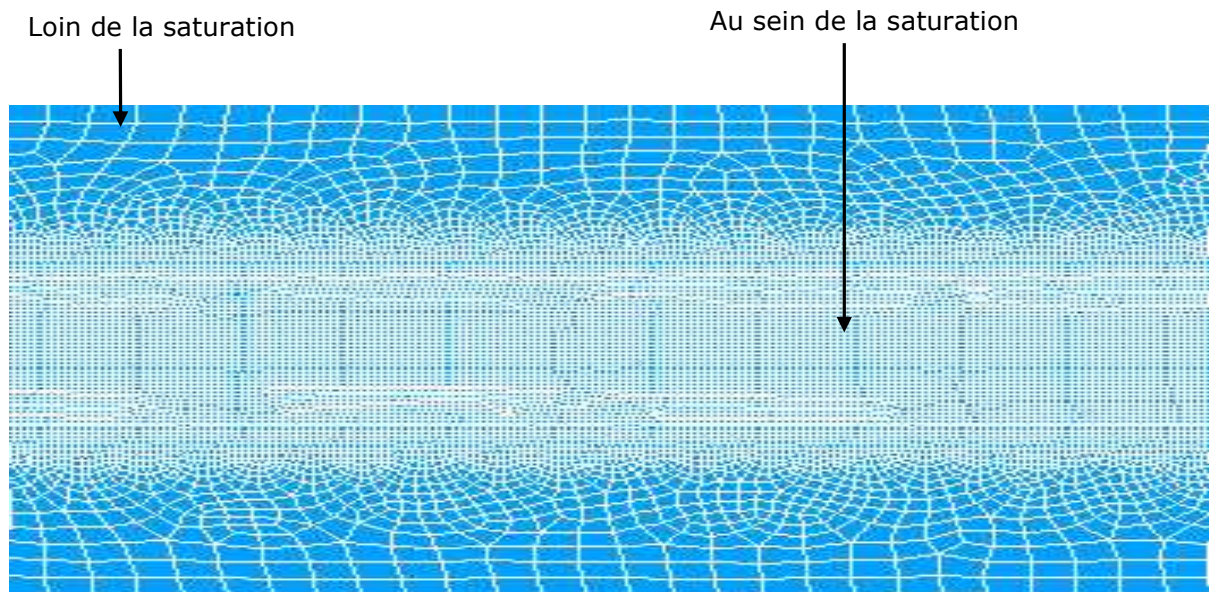
**Figure (II.13) :** Élément de maillage plane 13.

Les éléments triangulaires sont les plus utilisés à cause de la simplicité de formulation, et à la facilité avec laquelle on peut utiliser pour décrire des structures à géométrie complexe. Le modèle géométrique de la figure (II.14) est maillé en éléments finis. Ce qui est fortement adapté au traitement des problèmes électromagnétiques.

Une forte concentration des éléments a été adaptée au niveau des inducteurs et de leurs voisinages proches en raison de l'importance de la variation du champ électromagnétique dans cette zone particulière.

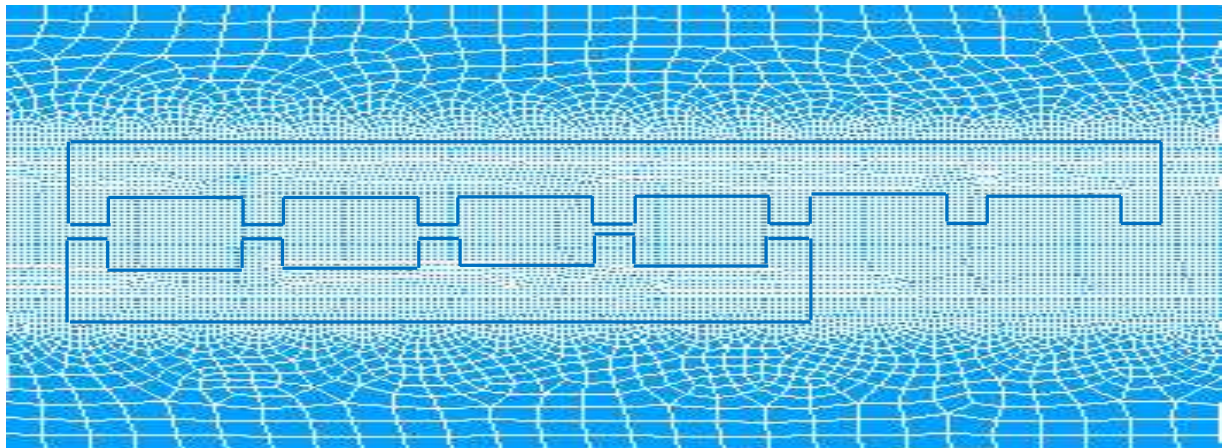
Nous avons utilisé le logiciel ANSYS. Ce logiciel fait un maillage automatique et résout les problèmes dans le cas non linéaire en deux dimensions.

La figure ci-dessous montre un aperçu de maillage de la machine.



**Figure (II.14) :** Modèle géométrique maillé en éléments finis (plane 53).

Il est composé de 20848 éléments et de 62755 nœuds et beaucoup plus raffiné au niveau des matériaux constituant le moteur qu’au niveau de l’air ambiant à cause de la différence entre les perméabilités magnétiques des milieux.



**Figure (II.15) :** Maillage éléments finis du domaine de résolution.

## II.12. Conditions aux limites et conditions d’interface

Pour que le problème soit complètement défini il faut déterminer la contribution des conditions aux limites sur les frontières du domaine d’étude, ainsi que les conditions de passage entre les différents milieux constituant ce domaine.

### II.12.1. Conditions aux limites

On distingue essentiellement deux types de conditions aux limites, dont les problèmes de champs électromagnétiques formulés en terme du vecteur potentiel magnétique :

a) Conditions aux limites de Dirichlet ( $A=A_0$ ) : dans ce cas, le vecteur potentiel magnétique  $A$  est constant sur la frontière, ce qui veut dire que l'induction magnétique  $B$  est parallèle à ce contour qui présente alors une équipotentielle. On rencontre cette condition lorsque une partie ou tout le contour se trouve à une distance suffisamment éloignée des sources d'excitations, pour pouvoir négliger les valeurs du vecteur potentiel magnétique sur cette partie de la frontière par rapport aux valeurs de ce même potentiel à l'intérieur du domaine ( c'est-à-dire on suppose que  $A=0$ ). Cette distance pourra être d'autant plus faible que le flux est mieux canalisé à l'intérieur du dispositif étudié, de plus cette condition aux limites peut se présenter aussi sur les plans ou les axes polaires (dans ce cas on se limite à mailler une partie du domaine de résolution).

b) Conditions aux limites de Neumann homogène ( $\frac{\partial A}{\partial n} = 0$ ) : on la trouve sur les plans ou les axes d'antisymétrie magnétiques (axe interpolaire par exemple). Sur cette frontière les lignes de l'induction magnétique sont normales. De même, lorsque se type de conditions aux limites apparaît sur des axes d'antisymétrie, le maillage est limité à une portion du domaine.

### II.12.2. Conditions d'interface

Dans le cas général, un dispositif électrotechnique comporte des milieux différents (fer, air, aluminium, cuivre,...etc). Avant d'aborder la résolution du problème, il est nécessaire de connaître le comportement des champs électromagnétiques à travers l'interface entre chaque deux milieux différents. En effet, la composante normale de l'induction  $B$  est continue au passage entre deux milieux différents telle que :

$$B_{n1} = B_{n2}$$

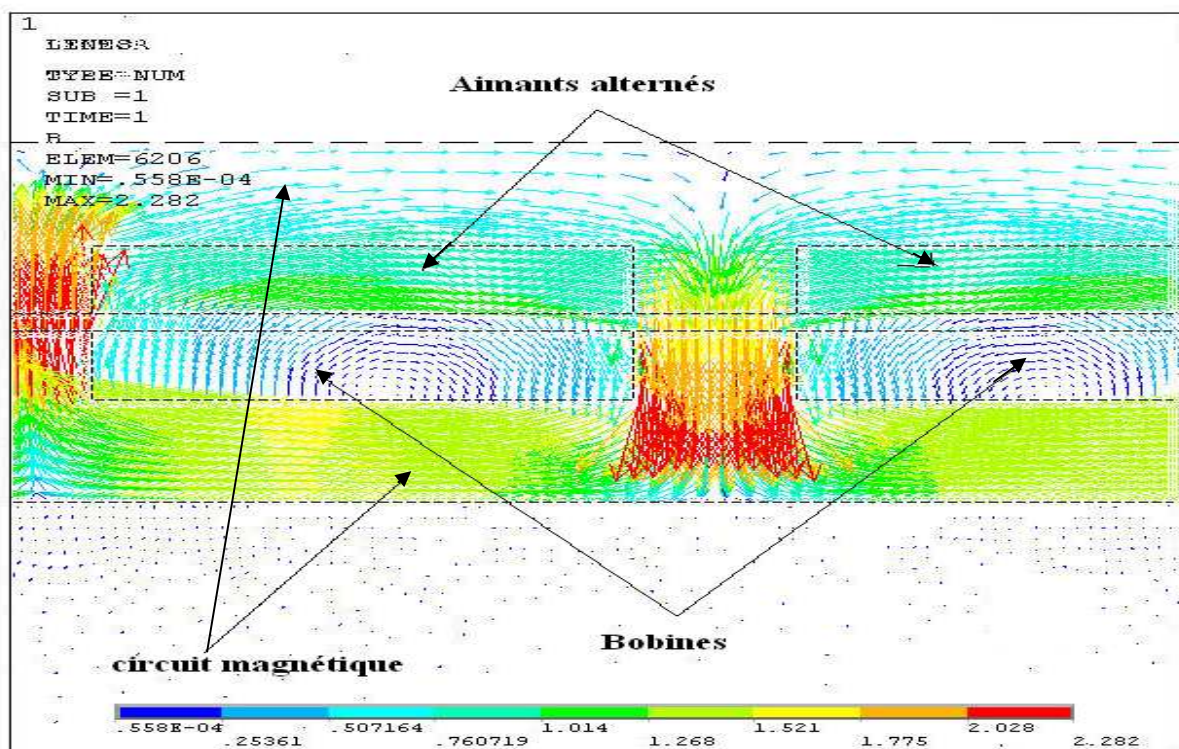
De même, la composante tangentielle du champ magnétique  $H$  tel que :

$$H_{t1} = H_{t2}$$

## II.13. Résultats de simulation avec des aimants à flux normal ( $H_c$ appliqué sur l'axe X)

### II.13.1. Distribution de l'induction B

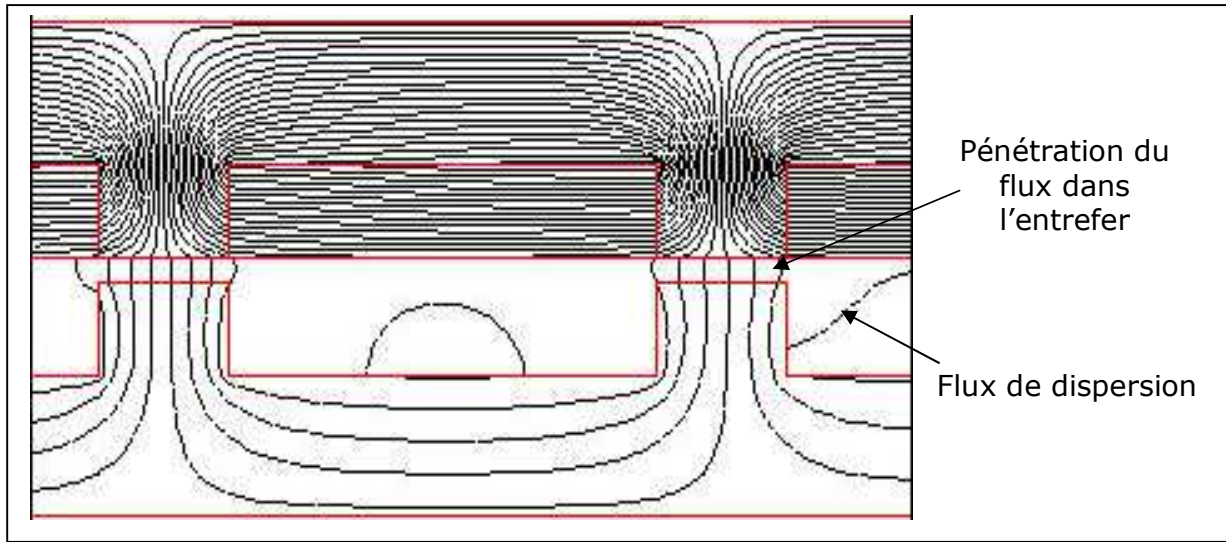
La vérification par éléments finis de l'état de saturation de la machine, figure (II.16) montre que l'induction dans les différentes parties du moteur linéaire est inférieure à 2.282 Tesla. Nous remarquons toutefois des saturations locales au niveau des coins de la partie mobile et des coins de certaines dents du stator.



**Figure (II.16) :** Distribution de l'induction magnétique dans la structure.

### II.13.2. Distribution du flux magnétique

La figure montre la distribution des lignes de flux dans les différentes parties de la machine pour une position donnée, pour une densité de courant  $J=5A/mm^2$  et un champ coercitif  $H_c= 716560.5 A/m$ , et tenant compte de la non-linéarité du matériau utilisé.



**Figure (II.17) :** Circulation des lignes de flux dans la structure.

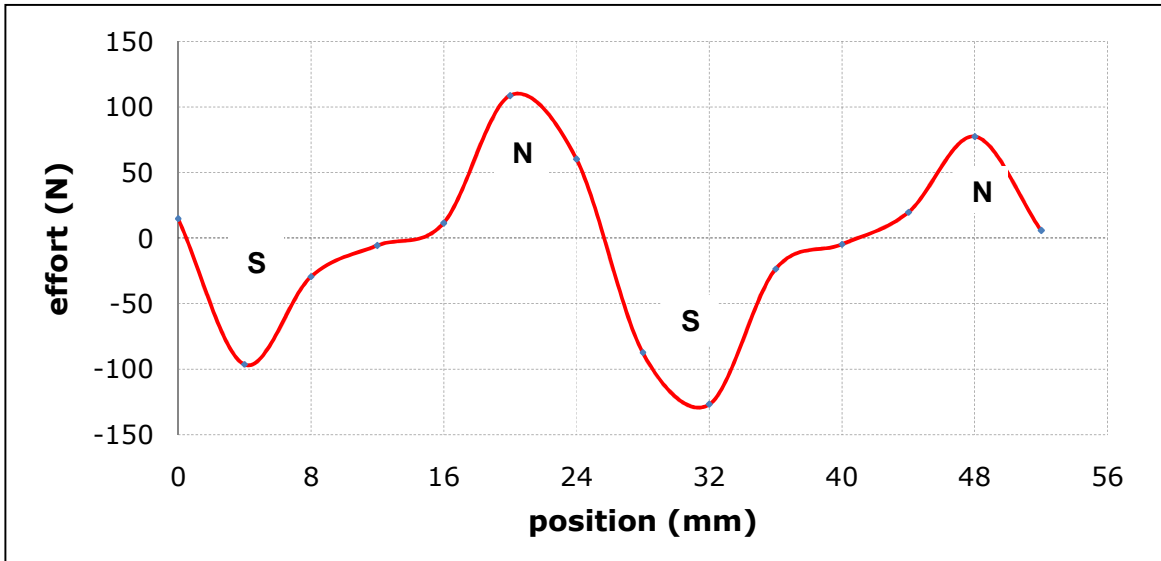
### II.13.3. Évolution des efforts totaux

Les figures (II.18) et (II.19) représentent les efforts tangentiels et normaux respectivement sur un pas polaire tau :  $\tau = 52 \text{ mm}$ , un champ coercitif  $H_c=716560.5 A/m$  et une densité de courant  $J=5A/mm^2$ .

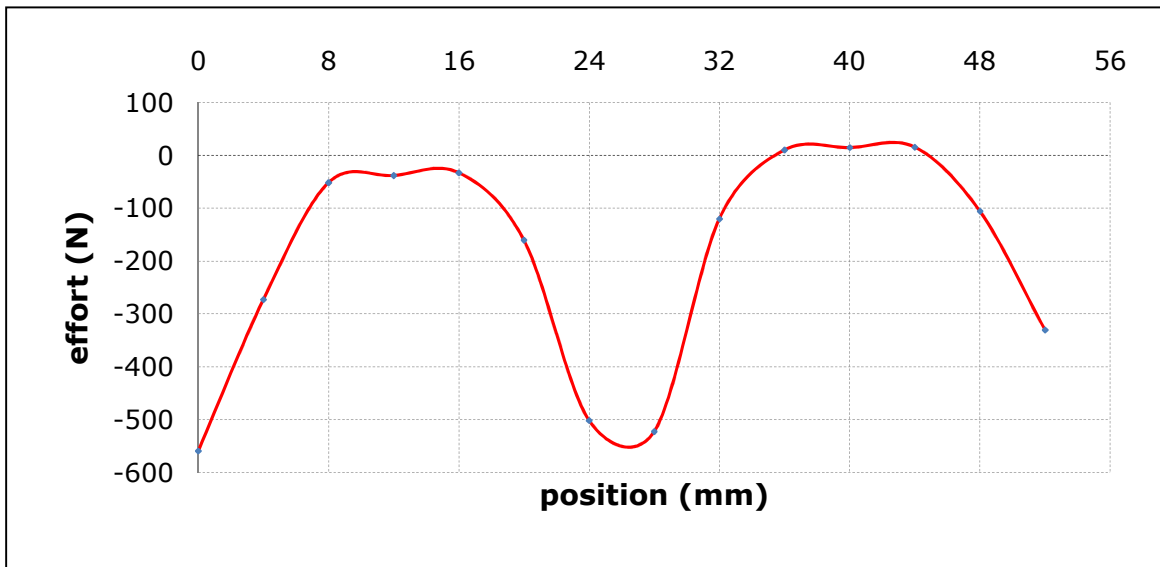
On remarque dans la figure (II.18) que l'allure de l'effort tangentiel en fonction de la position est périodique donc la valeur moyenne est nulle. Selon le signe de la densité du courant dans les bobines inductrices, l'effort représente une onde glissante à quatre pôles ( $2p=4$ ) le long de l'entrefer.

La valeur maximale de cet effort est obtenue pour un déplacement de la partie mobile de 20 mm, et la valeur minimale obtenue pour un déplacement de 32 mm.



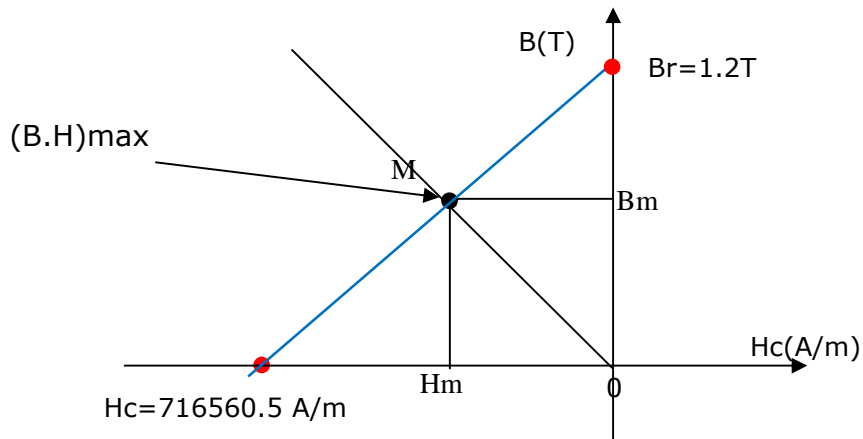


**Figure (II.18) :** Évolution de l'effort total tangential.



**Figure (II.19) :** Évolution de l'effort normal.

On remarque aussi dans ce résultat numérique qu'à la position (x=0) l'effort tangentiel prend la valeur  $F_x=14.87 \text{ N}$ .  
 Pour faire une application numérique de la méthode analytique, on doit connaître le type d'aimant utilisé, il est intéressant d'utiliser des aimants en alliage de terre rare comme le Néodyme-Fer-Bor " $\text{Nd}_2\text{Fe}_{14}\text{B}$ ", [7].



**Figure (II.20)** : Caractéristique B(H) d'un aimant néodyme-fer-bore.

On application numérique de l'équation (II-20) suivante :

$$F_x = \frac{4NI_{max}}{\tau} \cdot \frac{2B_r \cdot \frac{l_a}{\mu_a}}{\frac{4e}{\mu_0 \cdot S_e} + \frac{l_a}{\mu_a \cdot S_a}}$$

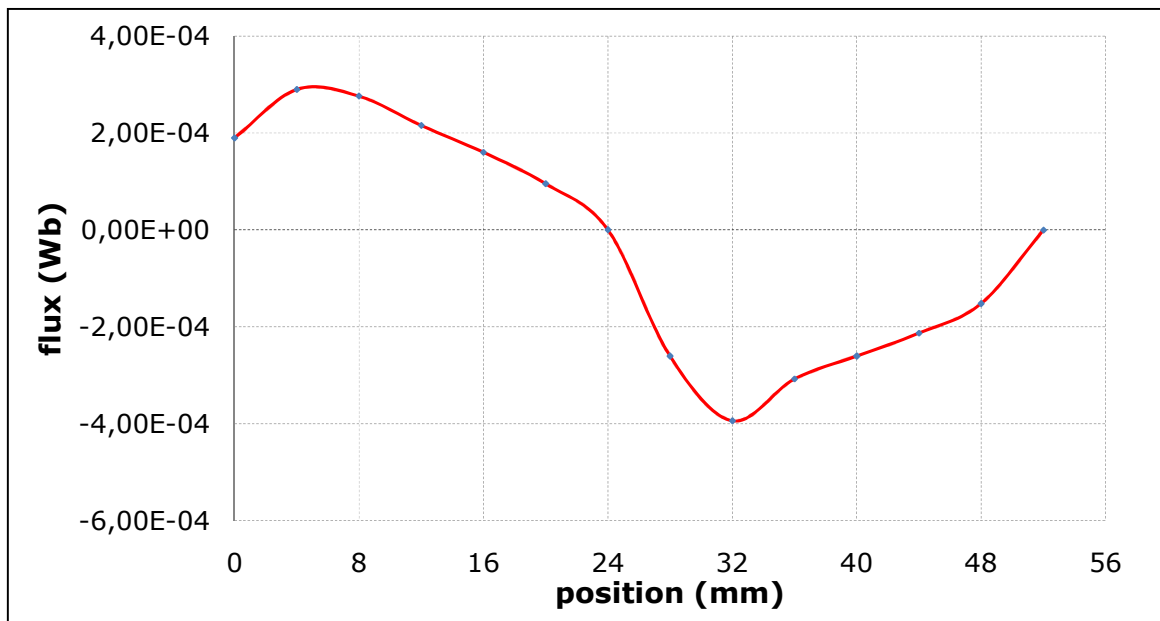
La force dans une cellule élémentaire est :

$F_x=7.48 \text{ N}$ , notre structure possède deux cellules élémentaires, donc la force totale :

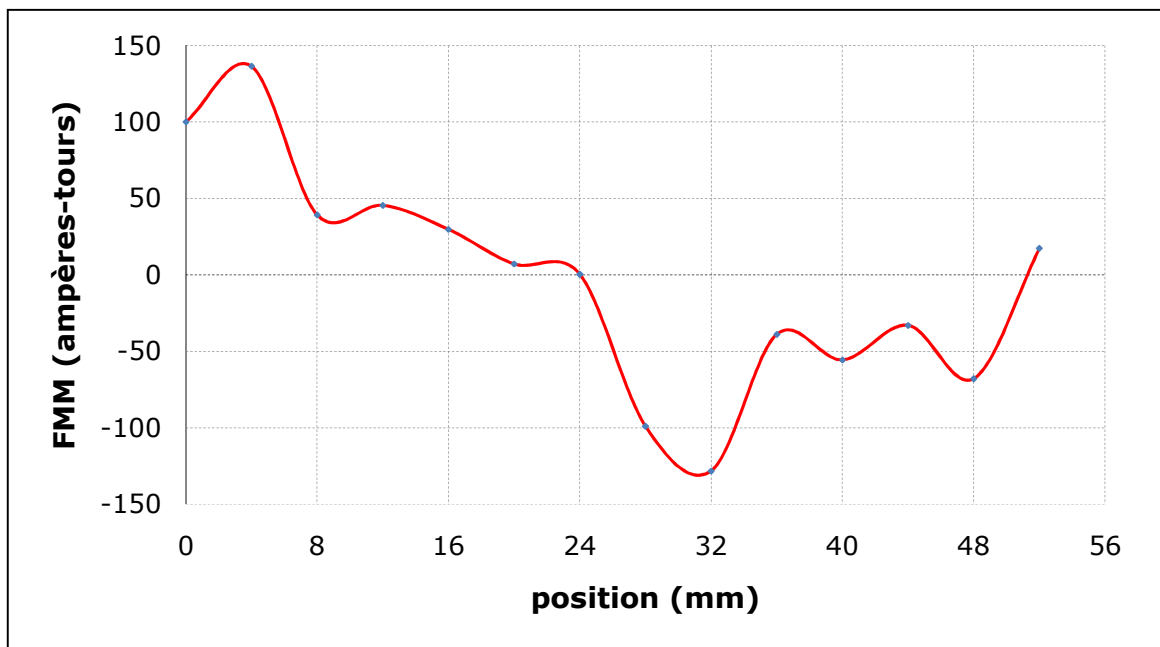
$$F_T=7.48 \times 2=14.96 \text{ N}.$$

C'est pratiquement très proche à la valeur calculée par la méthode numérique.

La figure(II.21) présente l'évolution du flux en fonction de la position.



**Figure (II.21):** Évolution du flux.



**Figure (II.22) :** Évolution de la force magnétomotrice.

## II.14. Résultats de simulation avec des aimants à flux normal ( $H_c$ appliqué sur l'axe Y)

Page 70

Les figures (II.23) et (II.24) représentent les efforts tangentiel et normal respectivement sur un pas polaire tau :  $\tau = 52$  mm, un champ coercitif  $H_c=716560.5$  A/m et une densité de courant  $J=5A/mm^2$  . On remarque dans ces allures une augmentation importante de la force tangentielle et normale ce qui démontre l'influence de l'orientation des lignes de champs, et que l'effort normal est un effort parasite qui provient de l'interaction des aimants permanents avec le circuit magnétique, il atteint des valeurs très importantes qui peuvent perturber le fonctionnement normal de l'actionneur.

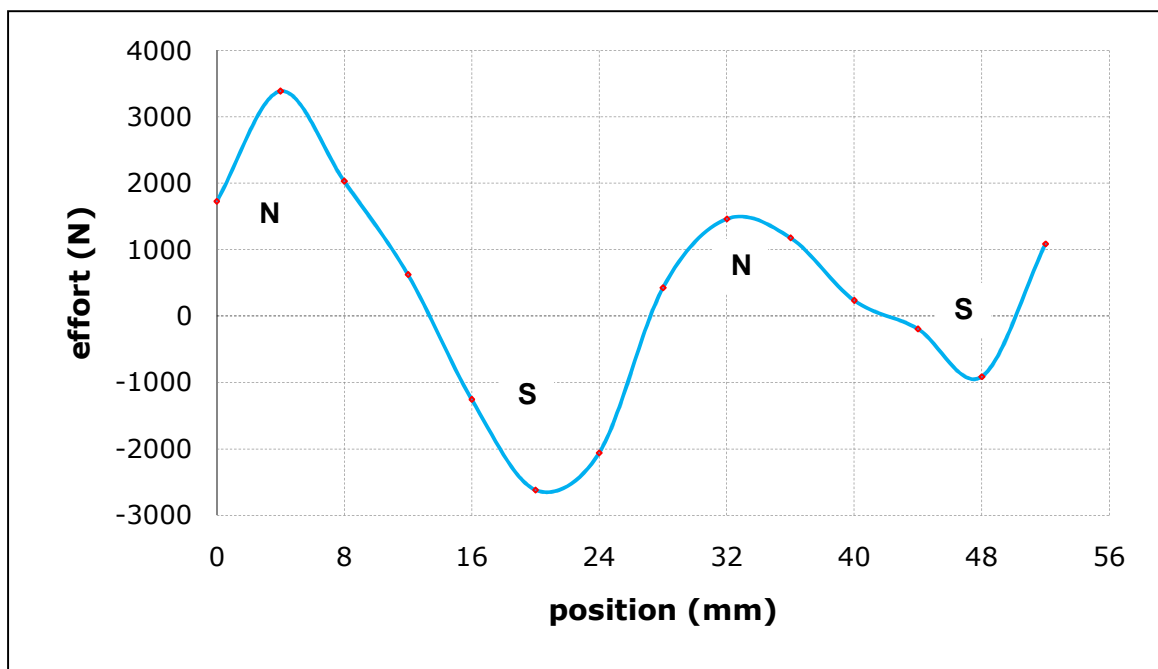
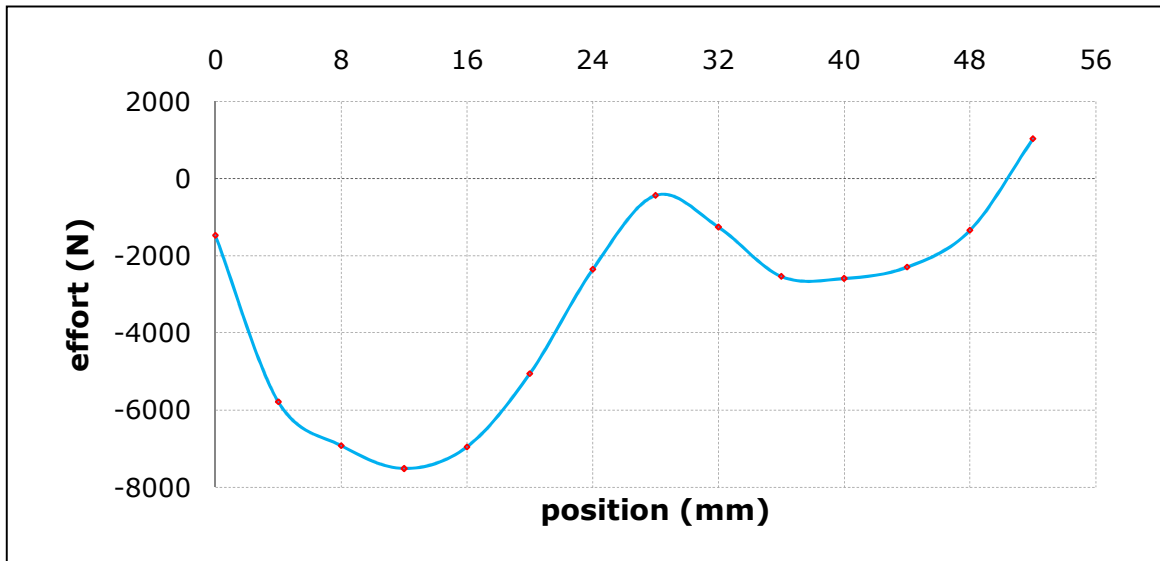
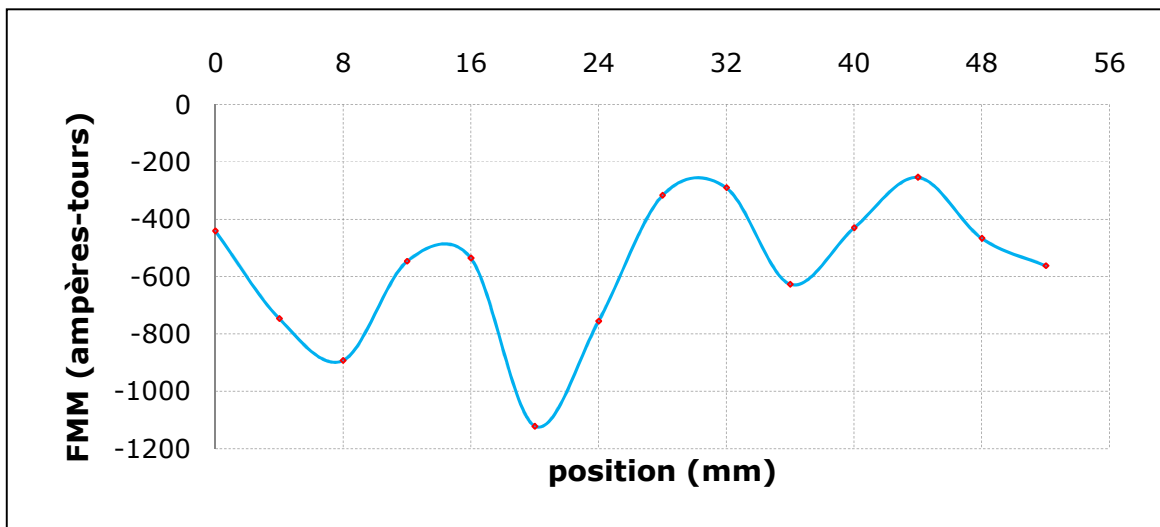


Figure (II.23) : Évolution de l'effort total tangentiel.



**Figure (II.24):** Évolution de l'effort total normal.

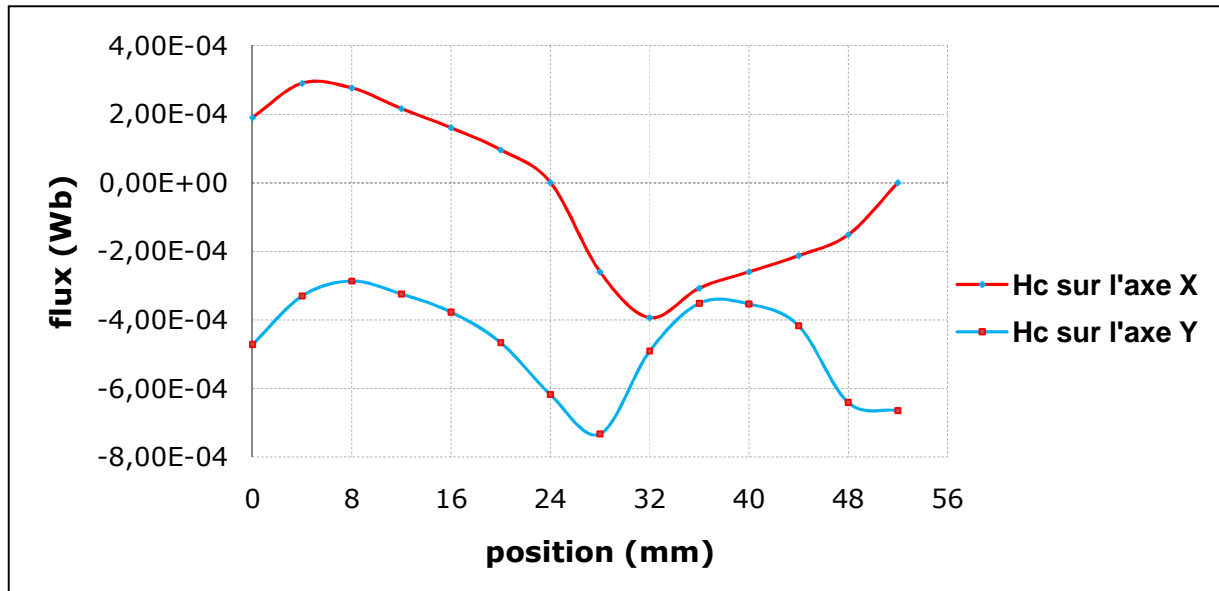


**Figure (II.25):** Évolution de la force magnétomotrice.

La figure (II.26) représente la variation du flux en fonction de la position dans les deux cas où :

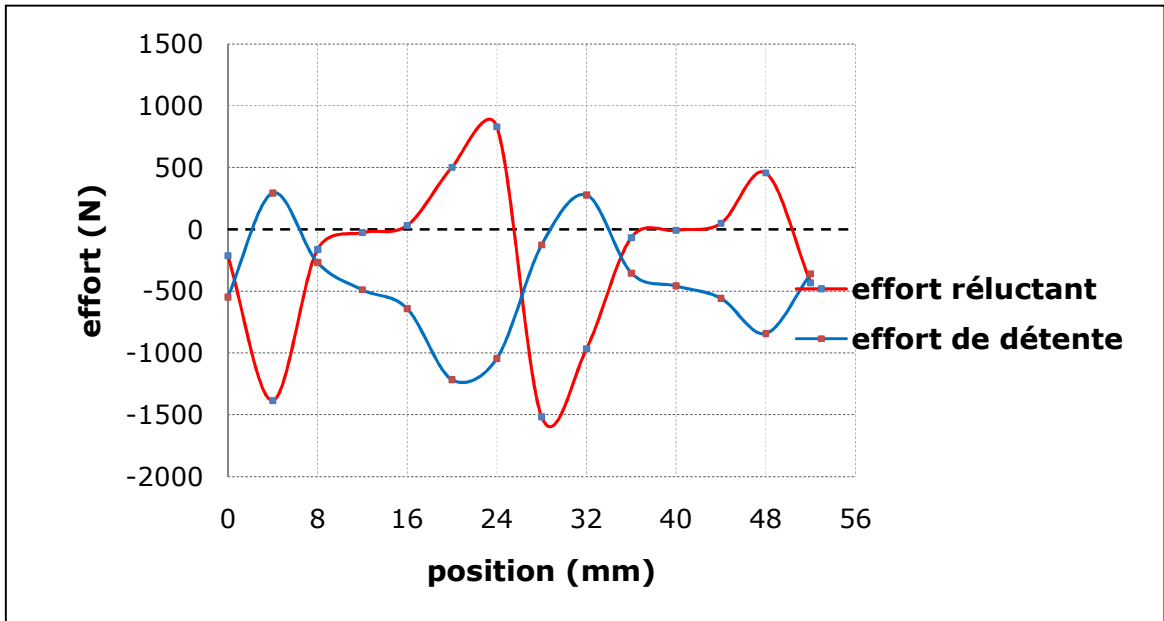
- Le champ coercitif  $H_c$  est appliqué sur l'axe X.
- Le champ coercitif  $H_c$  est appliqué sur l'axe Y.

On constate que le flux est important que le champ coercitif est orienté selon l'axe Y, ce qui démontre l'influence de l'orientation des lignes de champs des aimants.



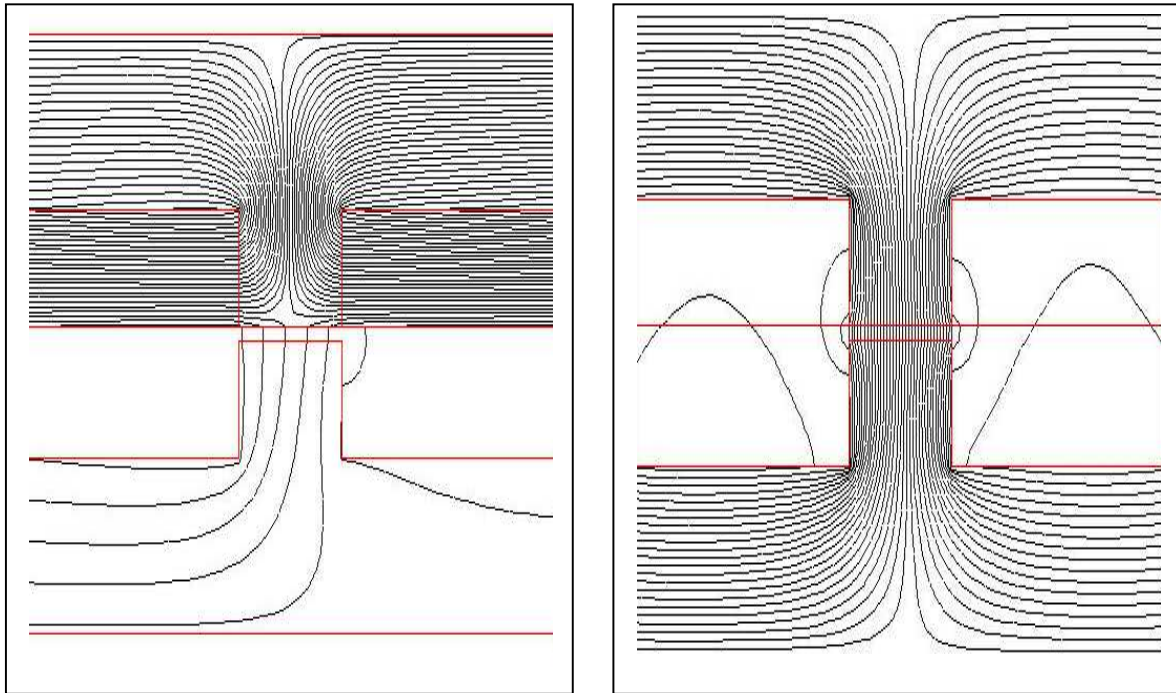
**Figure (II.26):** Évolution du flux.

La figure (II.27) présente l'évolution des efforts de détente (aimant seul), où la densité de courant ( $J=0$ ) et réductant (bobine seule) où le champ coercitif  $H_c=0$ . On a représenté les formes des deux efforts développés par l'actionneur sur un pas polaire de 52mm, un entrefer  $e=0.5\text{mm}$ ,  $H_c=12 \times 10^4 \text{A/m}$  et la densité de courant imposée est égale à  $J=5\text{A/mm}^2$ . On remarque que l'effort fourni par les aimants est faible en valeur maximale par rapport à l'effort des bobines, en ce qui concerne la forme des deux efforts sont périodiques, ceci est dû essentiellement à la forme du signal de courant en créneaux et au sens alterné des aimants.



**Figure (II.27):** Évolution des efforts de détente et réluctant.

Les figures (II.28.a) et (II.28.b) montrent la distribution des lignes de flux dans les circuits magnétiques pour une position ( $x=0$  mm), on tenant compte de la non linéarité du matériau ferromagnétique utilisé. Dans la figure (II.28.b), on remarque que les lignes de champs qui traversent l'entrefer sont dues aux bobines et plus intenses. Par contre dans la figure(II.28.a) les lignes de champs sont dues aux aimants et traversent peu l'entrefer, ce qui explique la majoration de l'effort réluctant par rapport à l'effort de détente.



**a. Pour  $J=0$**

**b. Pour  $H_c = 0$**

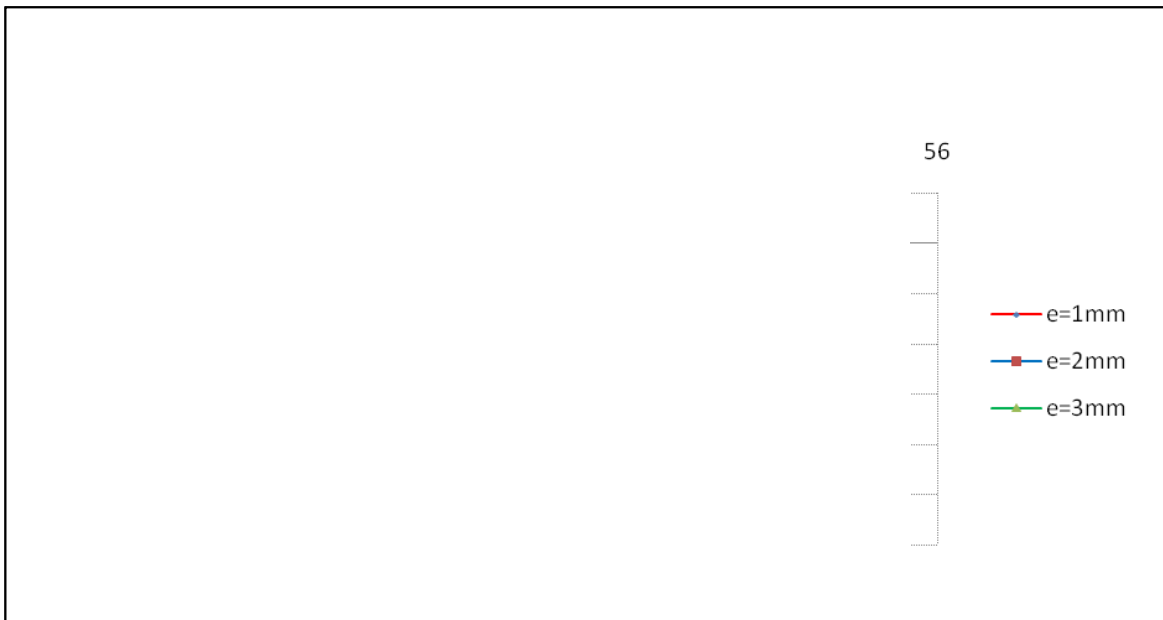
**Figure (II.28) :** Lignes de flux magnétique.

Les figures (II.29), (II.30), (II.31) et (II.32), présentent la variation de l'effort tangentiel et normal en fonction de la position dans les deux cas :  $H_c$  orienté sur l'axe X et sur l'axe Y. Pour voir l'influence de l'entrefer sur l'effort nous avons effectué un test de trois valeurs de ce dernier. On constate dans ces allures que la diminution de l'épaisseur de l'entrefer engendre une augmentation de l'effort et inversement, donc l'effort en fonction de la position est fortement dépendant de l'épaisseur de l'entrefer. D'autre part on peut conclure que l'effort est maximal tant que les aimants sont orientés selon l'axe Y, c'ad perpendiculaire au déplacement de la partie mobile.

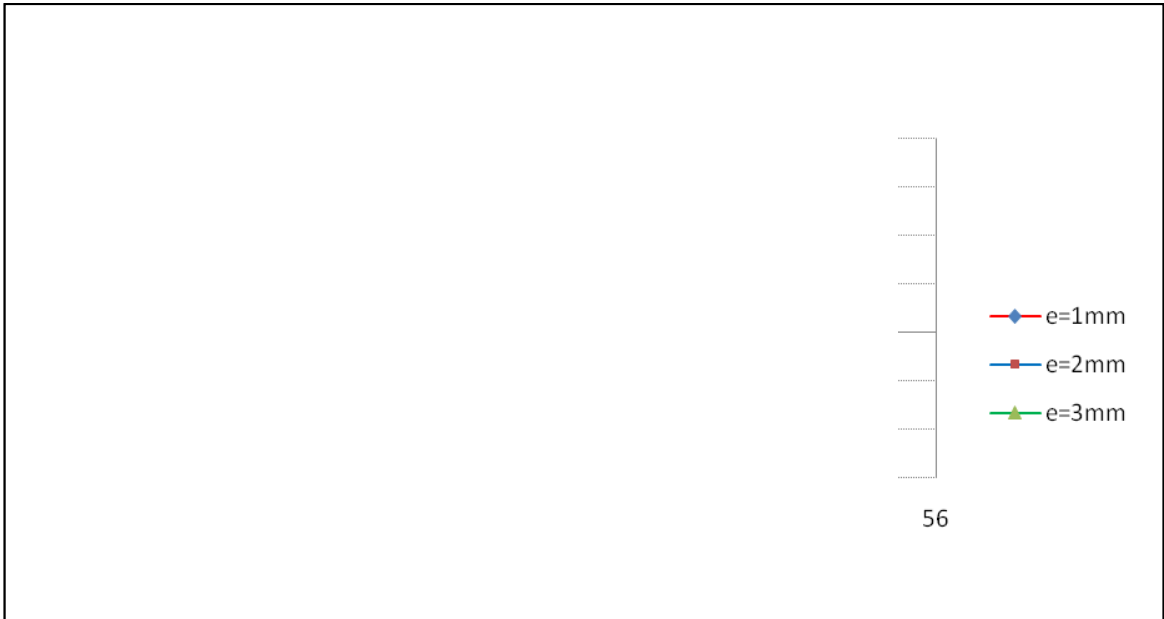




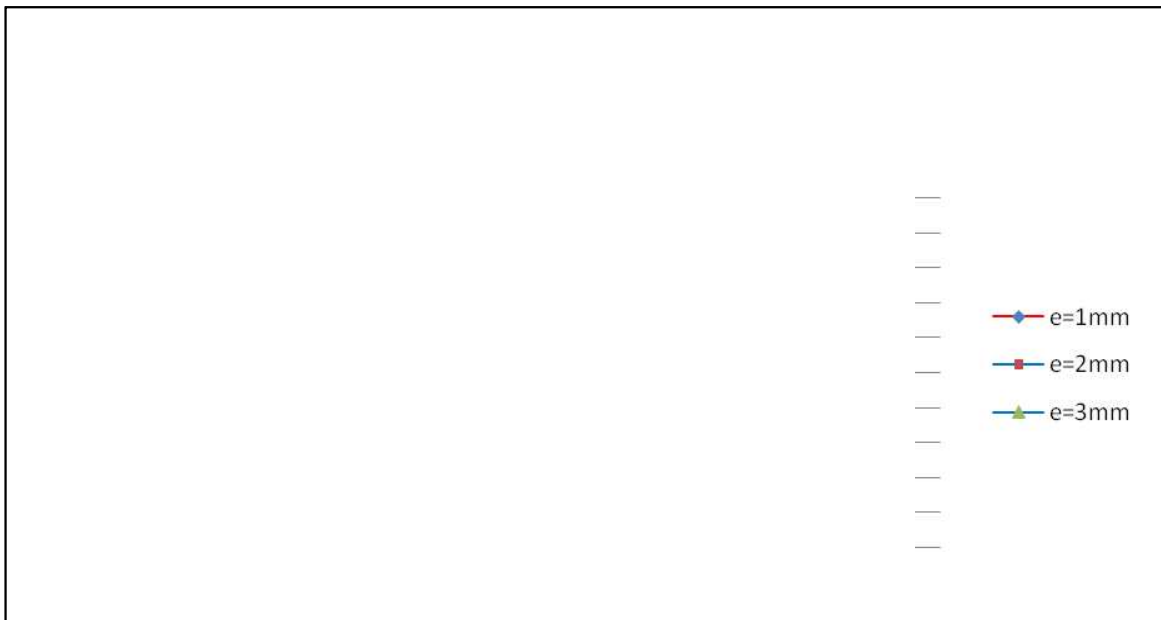
1 de la position



1 de la position  
)

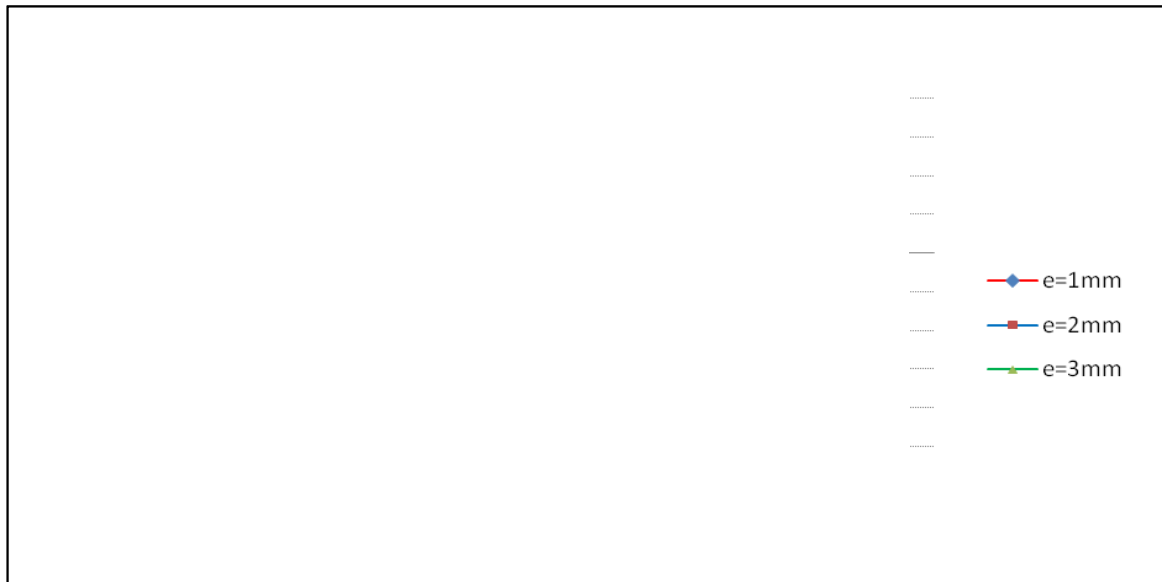


ction de la  
Y).



de la position

Les figures (II.33) et (II.34) présentent la variation du flux en fonction de la position dans les deux cas où  $H_c$  orienté sur l'axe x et sur l'axe Y, pour différentes épaisseurs d'entrefer. On remarque dans ces figures que l'influence de l'entrefer est majeure et importante.

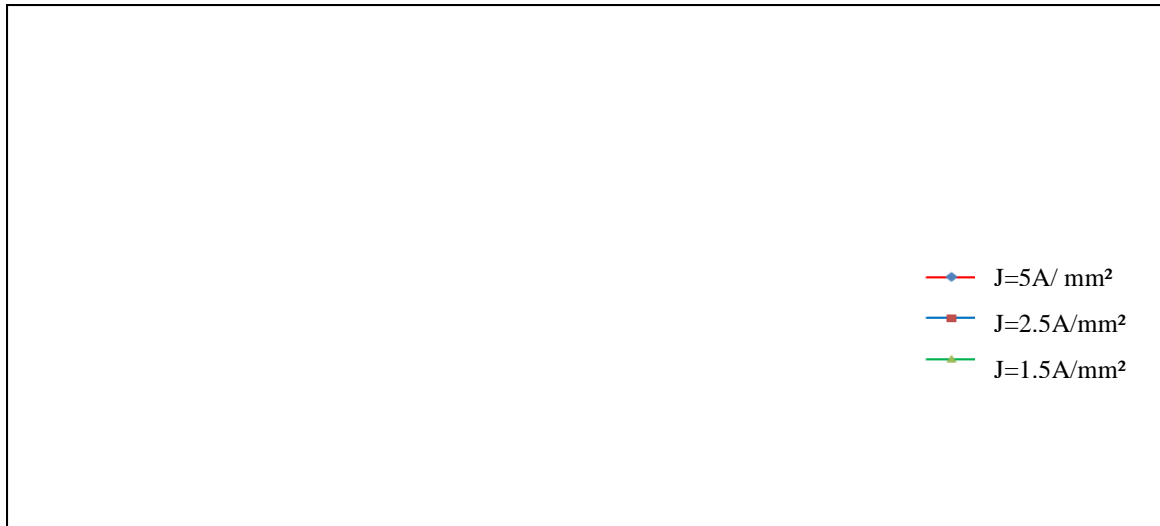


a position  
'axe X).



position  
axe Y).

La figure (II.35) présente la variation de l'effort en fonction de la position pour différentes valeurs de la densité de courant. On constate dans cette figure l'influence de la densité de courant, donc le choix de l'alimentation a une grande influence sur les grandeurs électromagnétiques telle que la force électromagnétique.



n de la position

L'allure de la figure (II.36) présente la variation du flux en fonction de l'entrefer. On conclure que le flux est inversement proportionnel à l'épaisseur de l'entrefer.



'entrefer.

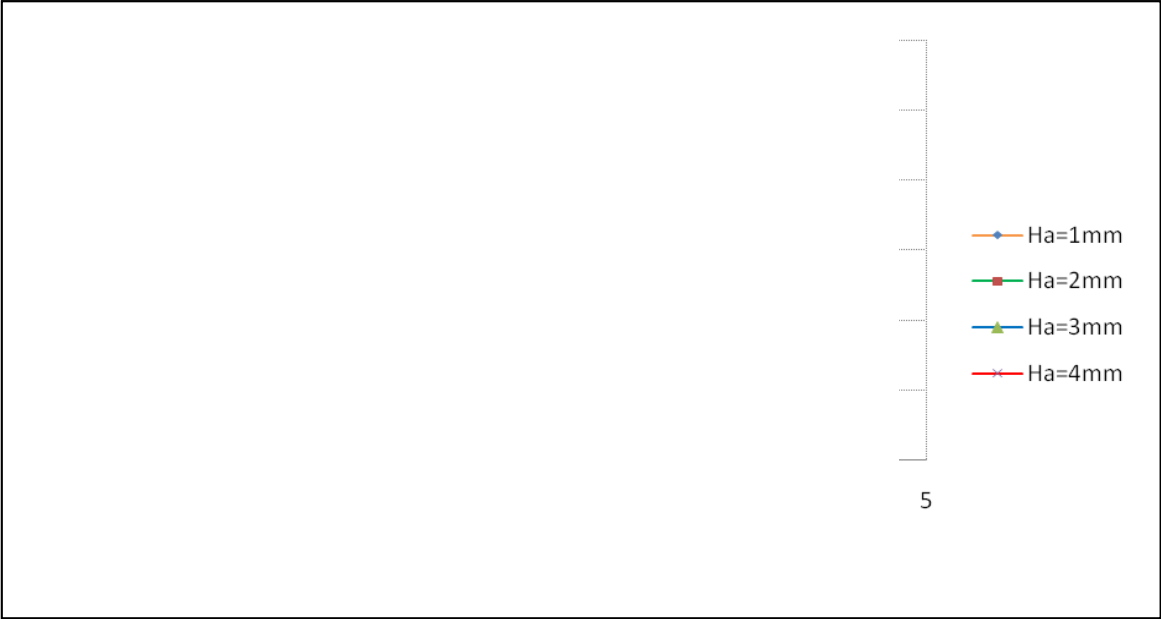
La figure (II.37) présente la variation de l'effort en fonction de la densité de courant (J) pour différentes épaisseurs d'entrefer.

On constate dans ces allures que : plus que la densité de courant est intense, plus que la force de poussée est grande, et d'autre part la force diminue avec l'augmentation de l'entrefer.



ensité de

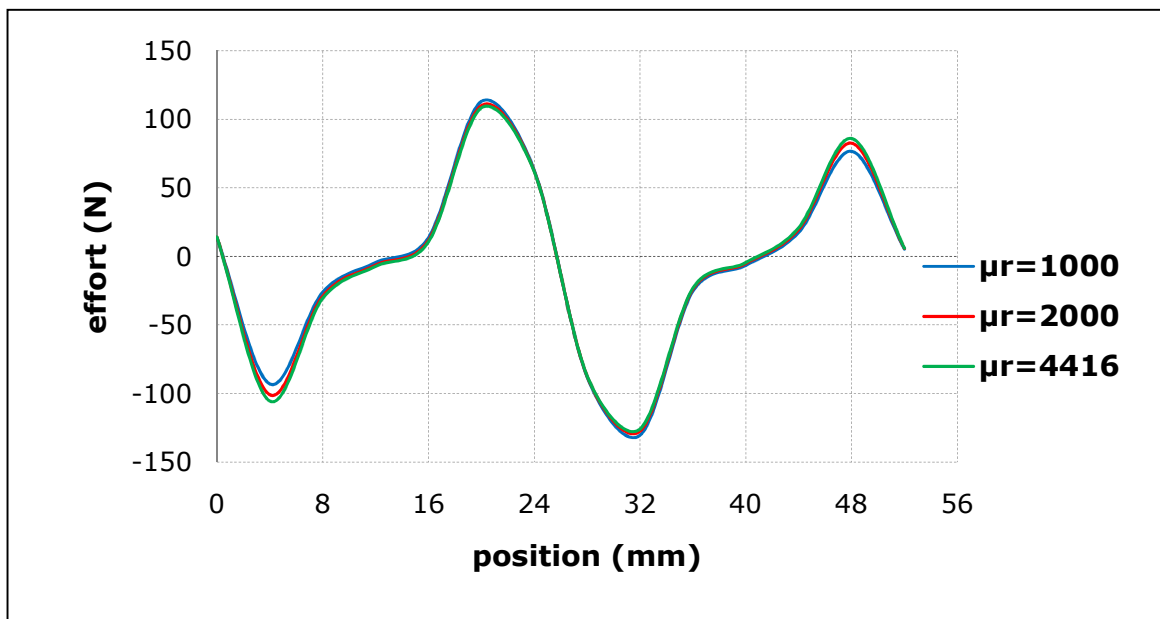
La figure (II.38) présente la variation de l'effort en fonction de l'entrefer pour différentes hauteurs de l'aimant. On constate dans ces allures que l'augmentation de la hauteur de l'aimant provoque l'augmentation de la force de poussée.



l'entrefer  
nt.

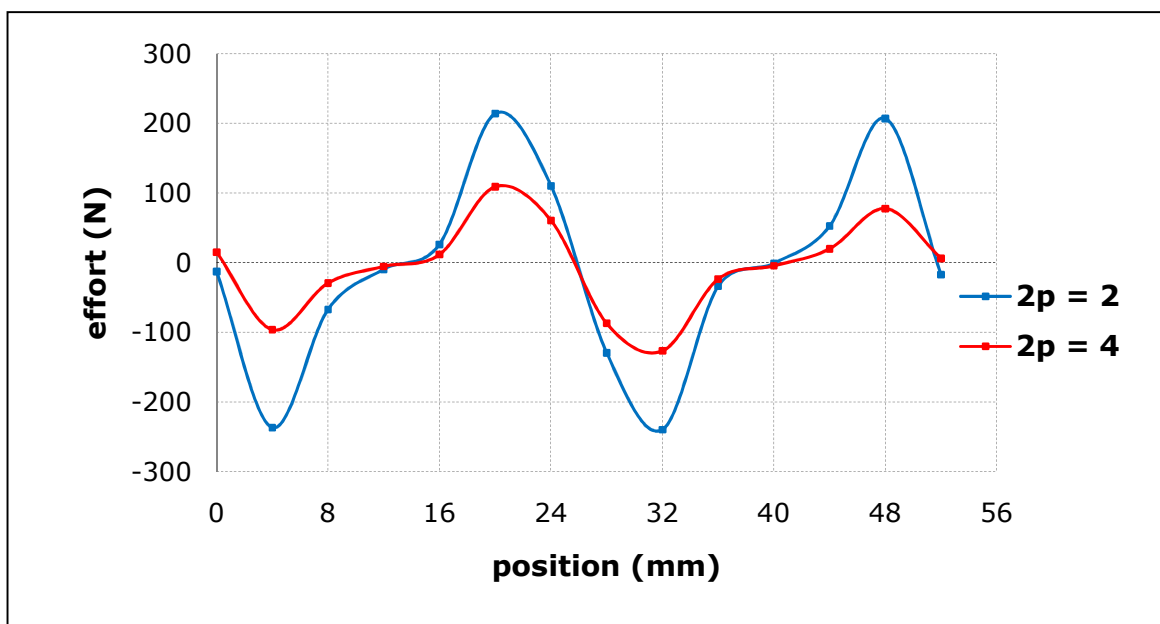
Pour les différentes valeurs de la perméabilité magnétique relative du matériau de la culasse, les allures de la force en fonction de la position sont illustrées par la figure (II.39) pour une épaisseur d'entrefer ( $e=1$  mm), un nombre de pôles ( $2p=4$ ) et pour :

$\mu_r = 1000$ ,  $\mu_r = 2000$  et  $\mu_r = 4416$ . On peut juger que la différence entre les trois graphes est négligeable, car les perméabilités magnétiques relatives considérées servent seulement à canaliser les lignes de champ magnétique et n'interviennent pas directement dans le calcul de la force qui est évaluée seulement dans la couche conductrice.



**Figure (II.39) :** Les forces obtenues pour différentes perméabilités magnétiques relatives.

Nous avons effectuée une comparaison entre les allures de la force en fonction de la position pour deux cas où : le nombre de pôles ( $2p=2$ ), ( $2p=4$ ) et nous avons obtenu les résultats de la figure (II.40), et à partir de ces résultats, on constate que le nombre de pôles a une influence importante sur la forme et la valeur de la force électromagnétique de poussée.



**Figure (II.40) :** Comparaison entre les allures de la force en fonction de la position.



## Conclusion

Ce chapitre a été principalement consacré à l'évaluation de la force électromagnétique engendrée par un moteur synchrone linéaire à aimants permanents par la méthode des éléments finis en utilisant un programme exécuté sous le logiciel ANSYS. La force est calculée pour chaque position du translateur par rapport au stator fixe, Contrairement à la méthode analytique qui nécessite un modèle des réluctances pour chaque position.

Le but de l'étude est d'évaluer aussi l'influence de plusieurs paramètres principalement la position, l'épaisseur de l'entrefer, la densité de courant, (l'orientation, coercitivité et la hauteur) des aimants ainsi que la perméabilité magnétique sur la force électromagnétique de poussée calculée par la méthode de Lorentz. En examinant les différents résultats que nous avons obtenus, nous constatons qu'ils sont très significatifs.

L'étude nous a permis de montrer que l'épaisseur de l'entrefer et le choix de l'alimentation ont une grande influence sur les grandeurs électromagnétiques telles que la force électromagnétique et la distribution du potentiel vecteur magnétique du moteur, et que l'effort normal est un effort parasite, dû principalement à l'interaction entre les aimants permanents et la structure de l'induit, il atteint des valeurs très importantes peuvent perturber le fonctionnement de l'actionneur, et dans ce cas un guidage idéal (raideur infinie des roulements) permet de négliger l'effet de cette force attractive.

Un bon dimensionnement de l'entrefer et une bonne répartition des pôles sont nécessaires pour un très bon fonctionnement de telles machines.

Le chapitre suivant est consacré à l'application des lois de similitude on introduisant un paramètre de réduction d'échelle ( $h$ ) pour l'étude d'un moteur linéaire synchrone à aimants permanents.

***Chapitre III***

***Analyse de la  
miniaturisation  
de la structure  
étudiée***

### **III.1. Introduction**

La miniaturisation ne peut se restreindre à une discipline scientifique ou technique de par sa nature elle nécessite la prise en compte de nombreux facteurs physiques et technologiques ; et du fait de la diversité et de la complexité des problèmes rencontrés, c'est actuellement un domaine d'avenir de la recherche dans de nombreux secteurs prospères tant théorique qu'expérimentale...

La miniaturisation sera le premier élément-clé de la conception des micromachines. Les procédés de fabrications conventionnels sont pour la plupart inopérant à l'échelle du micron et nécessitent de ce fait le développement de technologies spécifiques. Mais la miniaturisation des machines implique aussi des effets d'échelle qui ne sont pas sans conséquences vis-à-vis du design de l'architecture des microstructures. Les micromachines ne pourront donc être abordées à partir d'une transposition simple et systématique des méthodologies de conception retenues à l'échelle macroscopique, [15].

Nous nous intéresserons uniquement dans cette partie aux différents types de microactionneurs, en cours de développement ou déjà sur le marché, car ils fournissent les exemples pratiques les plus frappants dans le domaine de la miniaturisation.

### **III.2. Les micromoteurs**

Les petits moteurs électriques sont présents partout. On ne pourrait plus concevoir une société industrielle sans l'utilisation massive de petits moteurs et actionneurs électriques. Un mode de définition d'un petit moteur électrique peut s'appuyer soit sur des critères quantitatifs de puissance ou de couple, soit sur des considérations applicatives dans lesquelles les fonctions de positionnement et de mouvement l'emportent sur la fonction de conversion d'énergie. Mais il faut noter le caractère parfois arbitraire de la définition d'un petit moteur électrique, [8].

Il est utile de préciser les notions terminologiques de moteur et d'actionneur :

- le **moteur** est un organe générant un mouvement au sens étymologique du terme.
- l'**actionneur** est un organe produisant une action.

La désignation de **moteur** est plus large que celle d'**actionneur**, puisqu'elle inclut, outre la production d'actions, la génération de mouvements de nature quelconque. Enfin, les petits actionneurs et moteurs peuvent produire des actions ou mouvements rotatifs, linéaires ou plus complexes.

### **Qu'est ce qu'un micromoteur ?**

Les moteurs électriques sont des dispositifs permettant de produire de l'énergie mécanique à partir d'une autre forme d'énergie, [34].

Le terme « mikros » en grec veut dire petit; les micromoteurs sont donc petits par rapport aux autres moteurs de même principe, et dans le sens où leur fabrication nécessite des techniques spécifiques. La puissance mécanique produite par les  $\mu$ -moteurs peut varier de quelques centaines de nWatts jusqu'à des dizaines de Watts selon l'application visée.

## **III.3. Différents types d'actionnements dans les microsystemes**

Il existe plusieurs principes physiques qui permettent de réaliser des actions électromécaniques. Parmi ceux-ci, on peut citer, [31] :

### **III.3.1. Actionnement électromagnétique**

Leur principe exploite des interactions de champs électriques et magnétiques. Lors d'une réduction d'échelle les petits électroaimants génèrent difficilement des champs magnétiques conséquents, l'utilisation d'un aimant permanent augmente le champ magnétique et la force utile générée par l'actionneur. Ces micromoteurs sont caractérisés par :

- Leurs fonctionnements à un niveau de tension relativement faible.
- Ils ont une puissance massique supérieure aux moteurs électrostatiques pour un entrefer donné ( $e > 2.5\mu\text{m}$ ).

- Ils sont sensibles aux propriétés magnétiques des matériaux impliqués dans leur construction.
- Ils ont des caractéristiques motrices performantes combinant un couple utile significatif à une vitesse de rotation importante.
- Ils ont un rôle important à jouer dans la motorisation des micromachines.

### **III.3.2. Actionnement électrostatique**

Il s'agit d'actionner une pièce mobile par l'application d'une différence de potentiel entre la pièce et une électrode fixe. Cette différence de potentiel génère des forces électrostatiques qui tendent à rapprocher les deux parties de l'actionneur. Ce type d'actionnement est très employé dans les microsystèmes.

### **III.3.3. Actionnement thermique**

Il est basé sur la différence de dilatation thermique de deux matériaux ou d'un même matériau présentant une géométrie variable. Ces microsystèmes sont caractérisés par :

- Développer une force plus importante que les actionneurs électrostatiques.
- Fonctionnement à un niveau de courant et tension faibles.

### **III.3.4. Actionnement magnétostriction**

Ces procédés utilisent la propriété de certains matériaux magnétiques de se contracter ou de se dilater sous l'effet d'un champ magnétique. Ils ne sont d'ailleurs pas aussi performants que les systèmes piézo-électriques car ils sont limités principalement par les échauffements et sont généralement plus volumineux.

### **III.3.5. Actionnement piézoélectrique**

Les matériaux piézoélectriques présentent des propriétés électromécaniques qui lient le champ électrique imposé, à la pression mécanique interne et donc, à la déformation de leurs dimensions. C'est-à-dire qu'une traction ou une compression mécanique entraîne une variation de la géométrie de ces matériaux, un état de polarisation électrique fait apparaître un champ électrique aux extrémités. Inversement, Ce matériau soumis à un champ électrique est le siège de contraintes mécaniques qui modifient sa forme. C'est cette dernière particularité qui

est exploitée pour les actionneurs. Il existe d'autres structures où le stator oscille et transmet le mouvement par friction au rotor, ce qui permet un accroissement de la course. Ces structures sont appelées moteurs à "ondes progressives" pour les mouvements linéaires.

### **III.3.6. Actionnement à base des systèmes thermostrictifs**

Les systèmes thermostrictifs, dits à mémoire de formes utilisent la propriété de certains matériaux bimétalliques de retrouver leur forme initiale par retour à la température d'origine par chauffage à une température plus élevée entre 70 et 75 °c. Il existe quelques systèmes qui restent pour l'instant du domaine de la recherche.

### **III.3.7. Actionnement à base de matériaux actifs**

Ce type à base de matériaux actifs utilise très souvent une conversion d'énergie purement mécanique entre une structure élastique active (stator) et un élément mobile maintenu à son contact (rotor). Les interactions de contact entre le stator et le rotor induisent une forte démultiplication de vitesse. Les moteurs à base de matériaux actifs développent donc un fort couple à basse vitesse.

## **III.4. Analyse de la miniaturisation des moteurs électromagnétiques**

Cette analyse exploite les lois de similitude, elle a pour but de déterminer l'évolution des performances électromécaniques d'un moteur électromagnétique, lorsqu'un facteur d'échelle est appliqué à l'ensemble de ses paramètres dimensionnels. La comparaison s'effectue entre un système de référence et un système transformé, dont les dimensions géométriques ont été soumises à une transformation proportionnelle, [31].

Lorsque on considère deux moteurs similaire, de longueurs respectives L et L' (diamètre respectifs D et D'), la transformation homothétique H(x,y,z) est caractérisée par le facteur d'échelle noté h :

$$h = \frac{L'}{L} \quad (\text{III-1})$$

ou' L : grandeur de référence,  
L' : grandeur transformée.

De même, dans le cas d'une surface S, on peut écrire :

$$h^2 = \frac{S'}{S} \quad (\text{III-2})$$

Et pour un volume V :

$$h^3 = \frac{V'}{V} \quad (\text{III-3})$$

Un facteur d'échelle quelconque peut théoriquement être appliqué à tout type de moteur, avec toutefois des conséquences sensiblement différentes selon la géométrie considérée. L'évolution des caractéristiques électromécaniques d'un moteur peut ainsi être évaluée à partir de l'introduction d'une fonction g(h) :

$$G(h) = \frac{G'}{G} \quad (\text{III-4})$$

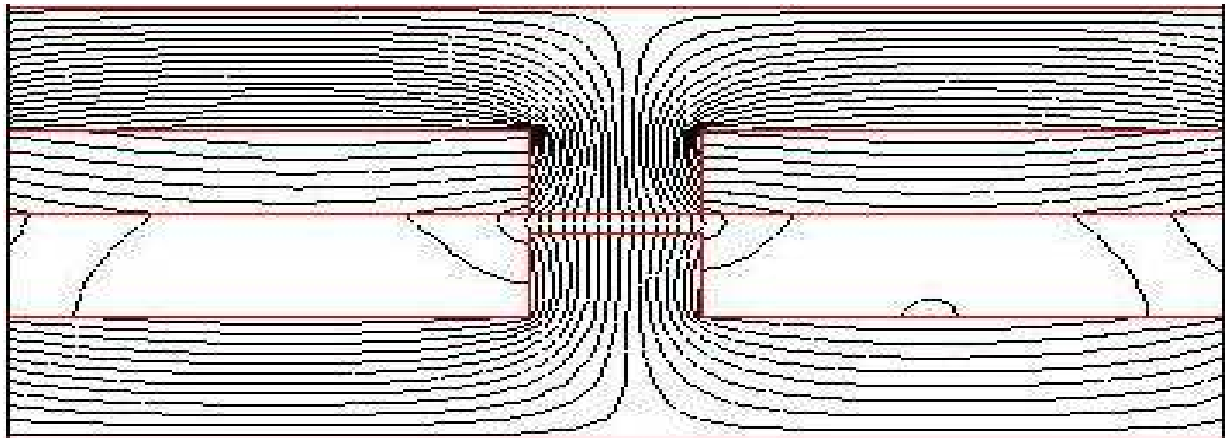
qui exprime l'échelle des paramètres de définition considérés par rapport à un système de référence. Cette notation permet d'établir des relations entre les grandeurs dimensionnelles, les forces, les temps de réponse, la puissance par unité de volume, en fonction du facteur d'échelle h.

Pour h=0,1 signifie que toutes les dimensions sont réduites d'un facteur 10 par rapport aux dimensions initiales.

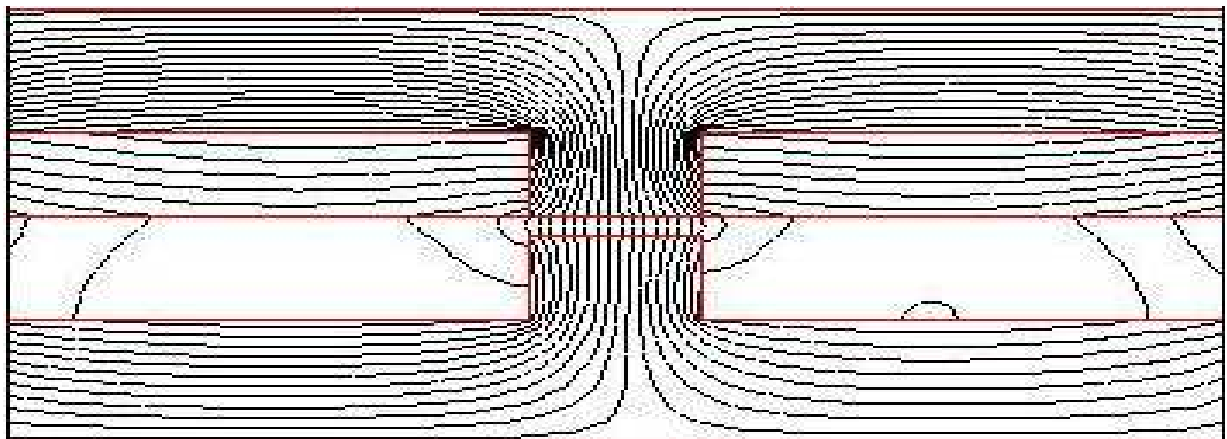
### **III.5. Caractéristiques générales des convertisseurs à interaction de champs magnétiques soumis à une réduction d'échelle**

### III.5.1. Induction par un aimant

Suite à une réduction d'échelle homothétique le champ magnétique créé par un aimant autour de lui n'est pas modifié. Si l'on observe dans les figures : (III.1) et (III.2) les images des cartes de champ avant et après réduction, nous observons pratiquement les mêmes distributions et amplitudes au facteur 'échelle près.



**Figure (III.1)** : Distribution des lignes de flux autour d'un aimant pour  $h=0.1$ .



**Figure (III.2)** : Distribution des lignes de flux autour d'un aimant pour  $h=0.01$ .

Nous pouvons évaluer l'évolution de la puissance induite dans une spire en fonction de la réduction d'échelle en considérant cette spire en court-circuit. Cela revient à une évaluation de la dépendance des pertes par courants de Foucault dans un



matériau conducteur sur le facteur d'homothétie  $h$ . Dans cette étude nous allons négliger le champ de « contre-réaction » créé par les courants induits eux-mêmes. Cette hypothèse revient à négliger l'inductance devant la résistance des boucles de courants induites. Cette hypothèse est généralement validée dans le cas des microsystèmes, à moins d'atteindre des fréquences très élevées ou d'utiliser des conducteurs « hors norme ».

On peut écrire :

$$R \cdot I = - \frac{d(B \cdot S)}{dt} \quad (\text{III-5})$$

où  $R$  est la résistance de la boucle parcourue par un courant  $I$ , et  $B$  est le champ produit par un aimant au niveau de la spire. En exprimant le produit  $R \cdot I$  en fonction de la résistivité  $\rho$ , de la longueur de la boucle de courant  $l$ , de la surface de la boucle  $S$ , et de la densité de courant dans la boucle  $J$ , nous obtenons :

$$J = - \frac{1}{\rho \cdot l} \cdot \frac{d(B \cdot S)}{dt} \quad (\text{III-6})$$

$$\frac{P_j}{v} = \rho \cdot j^2 = \frac{1}{\rho \cdot l^2} \cdot \left( \frac{d(B \cdot S)}{dt} \right)^2 \quad (\text{III-7})$$

Suite à une homothétie de rapport  $h$ , la distance  $l$  et la surface  $S$  sont multipliées respectivement par  $h$  et  $h^2$ . Les pertes volumiques après homothétie sont donc multipliées par un rapport  $h^2$  :

$$\frac{P'_j}{v} = h^2 \cdot \frac{P_j}{v} \quad (\text{III-8})$$

Une réduction d'échelle d'un  $\mu$ -moteur à aimant de rapport 100 réduirait sa puissance nominale d'un rapport 10000. Cette loi présentée suppose une fréquence de mouvement d'aimant constante et indépendante de la taille du  $\mu$ -moteur. Or dans la plupart des machines (tournantes, vibrantes...) la vitesse maximale admissible d'oscillation (ou de rotation) augmente inversement avec le facteur de l'homothétie ( $h_f < 1$ ).

$$\omega' = \frac{1}{h_f \cdot \omega} \quad (\text{III.9})$$

De l'équation (III-8) il ressort qu'il est possible de maintenir constant le niveau de puissance volumique d'un  $\mu$ -moteur à aimant, en gardant le facteur  $h/h_f$  fixe :

$$\frac{P'_j}{v'} = \left(\frac{h}{h_f}\right)^2 \cdot \frac{P_j}{v} \quad (\text{III.10})$$

### III.5.2. Induction par un courant

Le raisonnement est le même que précédemment, à la différence du champ créé par un inducteur bobiné qui n'est pas conservé après réduction mais réduit d'un rapport  $h$ . On en déduit donc que lors d'une réduction d'échelle à fréquence constante et densité de courant dans l'inducteur constante, la puissance d'un tel  $\mu$ -moteur (asynchrone ou à excitation) diminue proportionnellement au facteur d'homothétie  $h^4$ . Il est toujours possible d'améliorer ce résultat en augmentant la vitesse de variation du flux dans les boucles de courants induits (facteur  $\frac{h^4}{h_f^2}$ ). Notons qu'une augmentation de la densité de courant dans l'inducteur n'apporte pas de gain en puissance totale produite, à cause des pertes Joules supplémentaires, [15].

### III.5.3. Induction par un matériau ferromagnétique (réductance variable)

Selon l'hypothèse mentionnée au début du paragraphe, un même matériau ferromagnétique placé dans un même champ magnétique constant se polarise à une même valeur quel que soit son facteur d'échelle. Le champ créé par ce matériau est similaire au champ créé par un aimant de même forme et polarisation; son intensité ne change donc pas avec la réduction d'échelle. Par contre, ce qui est à l'origine du champ extérieur appliqué au matériau a son importance :

- Si le champ appliqué est créé par un aimant, il ne change pas non plus de valeur avec la réduction d'échelle. Le champ vu par la spire reste le même qu'à l'échelle macroscopique. Dans ce cas l'équation (III-10) exprime la puissance volumique en fonction de l'échelle d'un tel  $\mu$ -moteur magnétique.

- Si le champ appliqué est créé par un conducteur, il est modifié dans le rapport de la réduction  $h$ . L'aimantation du matériau ferromagnétique est alors réduite de même facteur  $h$ . Dans ce cas la puissance induite dans une spire associée diminue en fonction du facteur  $\frac{h^4}{h_f^2}$ .

### III.5.4. Forces issues d'interactions de champs magnétiques

La conversion de l'énergie magnétique d'un stator (partie fixe), en énergie mécanique du rotor (partie mobile), peut éventuellement donner lieu au développement de différents principes de motorisation à l'échelle des micromachines. L'évolution du vecteur force magnétique lors d'une réduction homothétique de rapport  $h$  du circuit magnétique, dépend du type d'interaction de champ magnétique.

#### III.5.4.1. Interaction entre deux courants

Les effets d'échelle du vecteur induction magnétique  $\mathbf{B}_a$  s'expriment à partir de l'équation de Maxwell suivante :

$$\text{Rot } \mathbf{B}_a - v^{-2} \cdot \frac{\partial \mathbf{E}}{\partial t} = \mu_0 \cdot \mathbf{J} \quad (\text{III-11})$$

Où :  $E, J, t$  et  $v$  représentent respectivement le vecteur champ électrique, le vecteur de densité de courant, le temps et la vitesse de la lumière .

Intégrant cette équation sur toute la surface de rayon  $r$  et en utilisant le théorème de Stokes, l'équation peut s'écrire sous la forme :

$$\mathbf{B}_a = \frac{\mu}{2\pi r} \cdot \frac{1}{2\pi v^2 r} \cdot \int \frac{\partial \mathbf{E}}{\partial t} \cdot d\mathbf{A} \quad (\text{III-12})$$

Lors d'une réduction dimensionnelle homothétique d'un facteur d'échelle  $h$  les deux composantes produisent le même champ magnétique. De ce fait, l'évolution générale de l'induction magnétique dépend principalement de l'évolution du courant électrique :

$$B_a^* = I_a^* \cdot h^{-1} \quad (\text{III-13})$$

Cette relation montre qu'il n'est pas possible de maintenir simultanément l'induction et le courant constants lors d'une réduction homothétique. Si l'induction est maintenue constante, le courant est inversement proportionnel à la longueur.

La force agissant sur l'élément  $dl_b$ , parcouru par un courant  $I_b$  s'exprime :

$$dF = \frac{I_b \cdot dl_b \cdot \mu_0 \cdot I_a}{2\pi r} \quad (\text{III-14})$$

Lors d'une réduction des dimensions, l'évolution de la force motrice induite est donnée par :

$$F^* = I_a^* \cdot I_b^* \cdot h^0 \quad (\text{III-15})$$

#### **III.5.4.2. Interaction entre un courant et un aimant permanent**

La force électromagnétique est donnée par :

$dF = I_b \cdot (dl_b \wedge B_a)_r$ , en supposant  $dl_b$  et  $B_a$  orthogonaux, on obtient :

$$F = I_b \cdot l \cdot B_a \quad (\text{III-16})$$

Lors d'une miniaturisation, la force induite évolue selon la loi :

$$F^* = I_b^* \cdot h^1 \quad (\text{III-17})$$

#### **III.5.4.3. Interaction entre un courant et un matériau ferromagnétique**

La force magnétique s'exprime en fonction de la coénergie emmagasinée dans le système, par :

Pour une valeur de courant constante :

$$F = \frac{\partial \omega_m}{\partial x} = \frac{1}{2} \cdot I^2 \cdot \frac{dL(x)}{dx} \quad (\text{III-18})$$

Où l'inductance  $L(x)$  de la bobine est fonction de la longueur du mobile dans l'entrefer.

$$F = \frac{1}{2} \cdot (\mu - \mu_0) \cdot (N \cdot I)^2 \cdot \frac{d}{a} \quad (\text{III-19})$$

L'évolution de cette force en fonction de la réduction dimensionnelle homothétique est donnée par :

$$F^* = I^{*2} \cdot h^0 \quad (\text{III-20})$$

Densité de courant constante :  $I = \iint J \cdot dS$  (III-21)

Dans une réduction d'échelle :  $I^* = h^0 \cdot h^2 = h^2$  (III-22)

Induction constante :  $I^* = \frac{B^*}{h} \cdot h^2 = h^1$  (III-23)

Pertes par effet joule :  $P_r = \iiint \rho \cdot J^2 \cdot dv$  (III-24)

$\rho$  : la résistivité du matériau qui reste constante lors d'une diminution d'échelle ( $\rho^* = h^0$ ).

L'évolution des pertes en fonction du facteur d'échelle s'exprime :

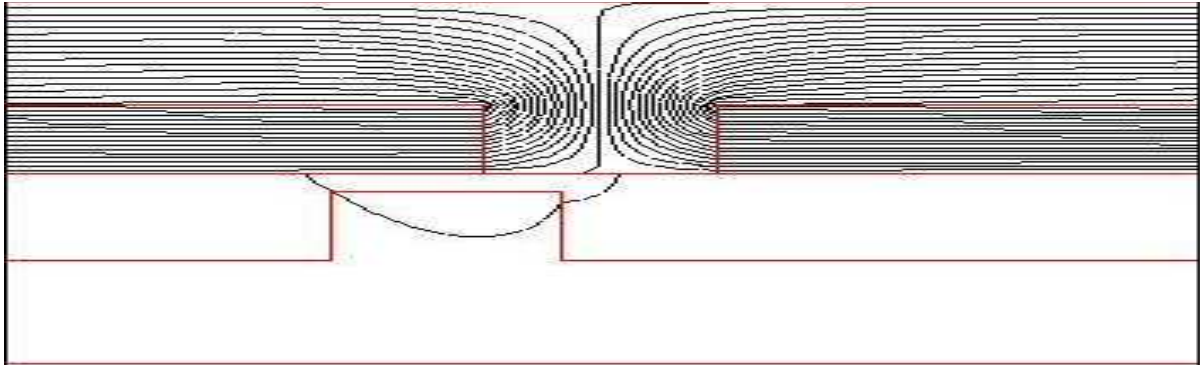
$$P_r^* = J^{2*} \cdot h^3 \quad (\text{III-25})$$

## **III.6. Résultats de simulation avec des aimants à flux normal (Pour une réduction d'échelle 1/10)**

### **III.6.1. ( $H_c$ ) appliqué sur l'axe X**

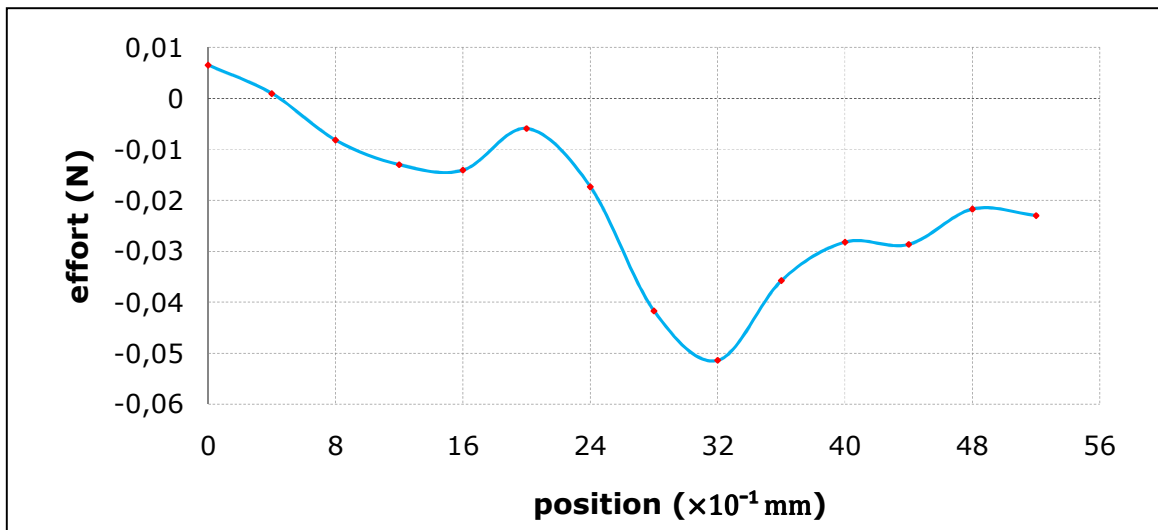
La figure (III.4) montre la distribution des lignes de flux dans les différentes parties de la machine. Pour une position ( $X=0$ ), une densité de courant  $J=5A/mm^2$  et un champ coercitif  $H_c$  des aimants est fixé à 716560.5 A/m, suite à cette réduction d'échelle de l'actionneur, on remarque que le la majorité du champ magnétique est concentré dans la partie mobile et ne traverse pas l'entrefer. Ce champ est dû aux aimants qui développent une FMM très importante par rapport aux dimensions réduites, et qui atteint d'après la figure (III.8) une valeur maximale de (2.018 A.T), et ça revient à la valeur importante du champ coercitif  $H_c$  de

l'aimant. Donc aux dimensions réduites l'effet des aimants est majeur par rapport à l'effet des bobines qui n'apparaît pas dans cette figure.

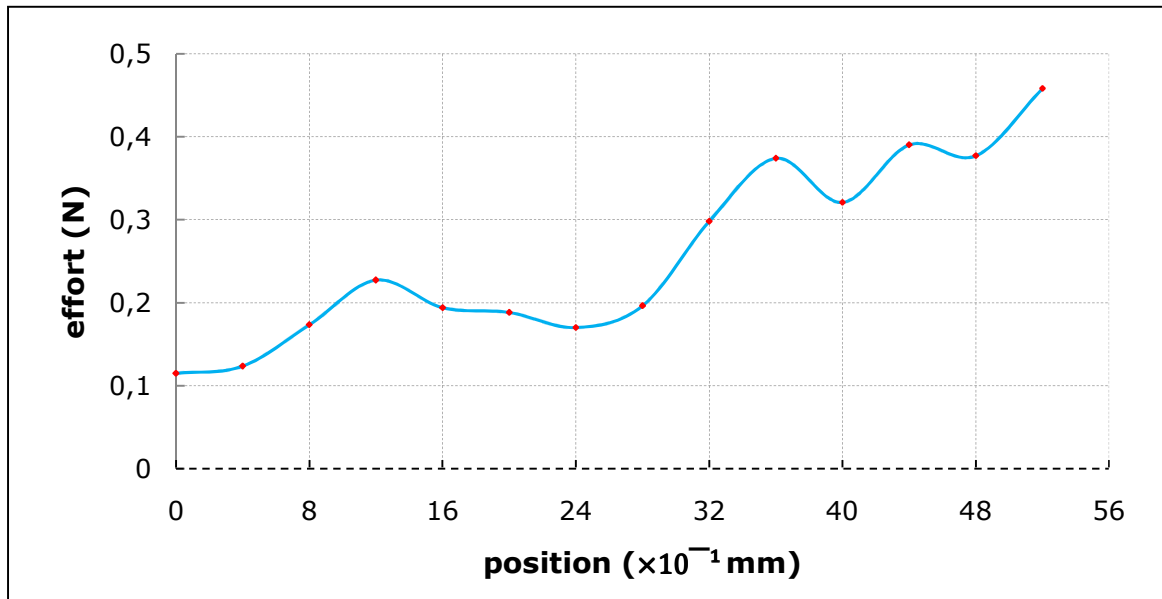


**Figure (III.4) :** La distribution des lignes de flux.

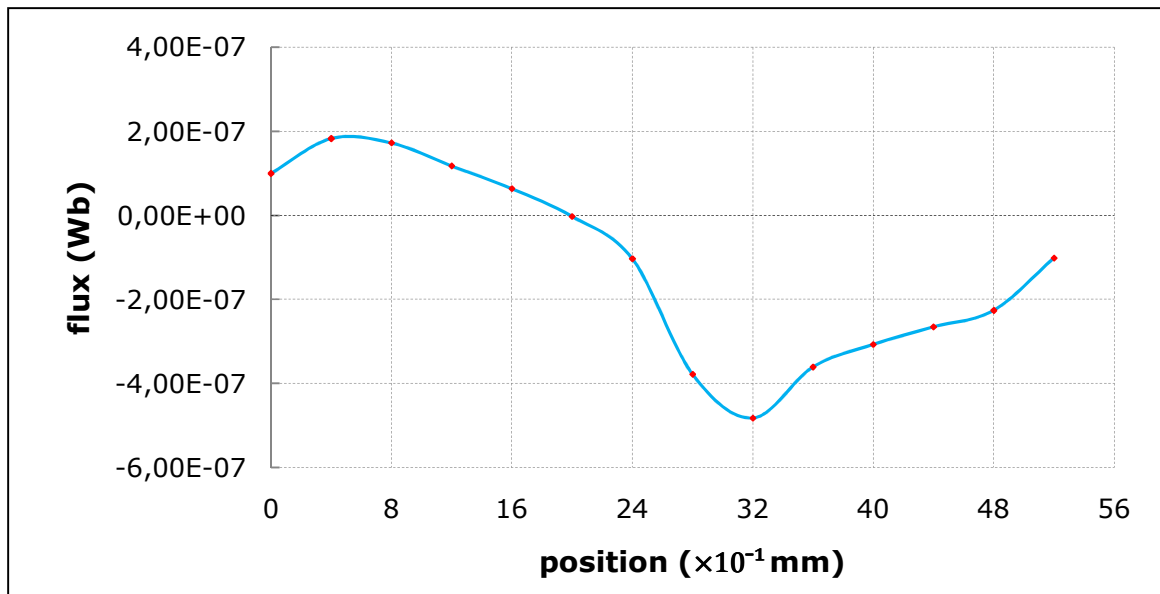
Les figures (III.5) et (III.6) représentent les efforts tangentiel et normal respectivement sur un pas polaire taux :  $\tau = 52(\times 10^{-1}\text{mm})$ , un champ coercitif  $H_c=716560.5 \text{ A/m}$  et une densité de courant  $J=5\text{A/mm}^2$ . Dans la figure (III.5), on commence à avoir un effet de diminution de l'effort tangentiel avec des valeurs négatives très faibles qui atteint (0.0514 N), par contre dans la figure (III.6), on voit un effet contraire de progression de l'effort normal avec des valeurs positives.



**Figure (III.5) :** Évolution de l'effort tangentiel.

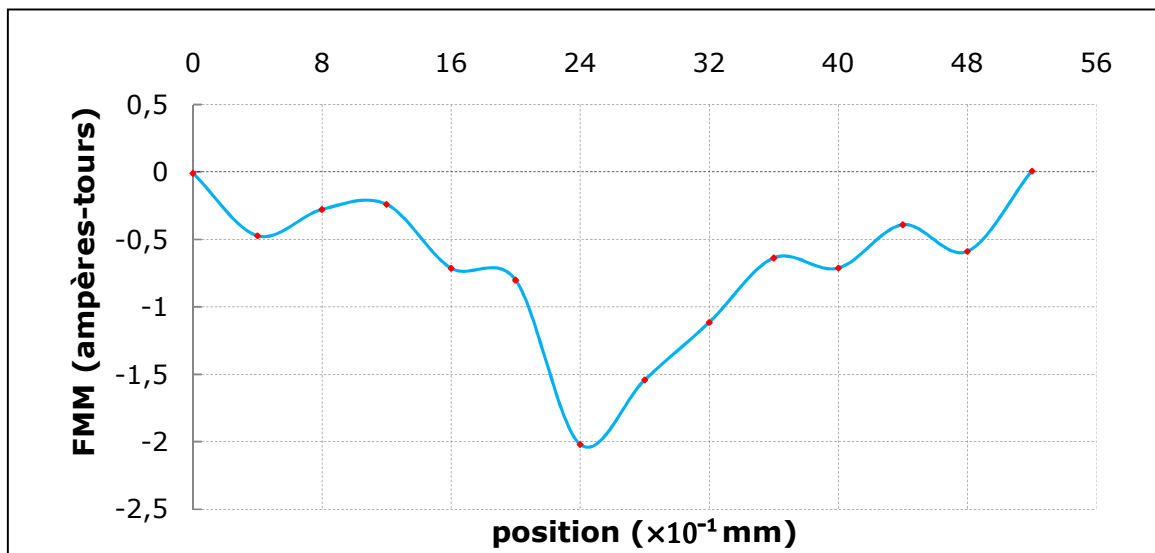


**Figure (III.6) :** Évolution de l'effort normal.

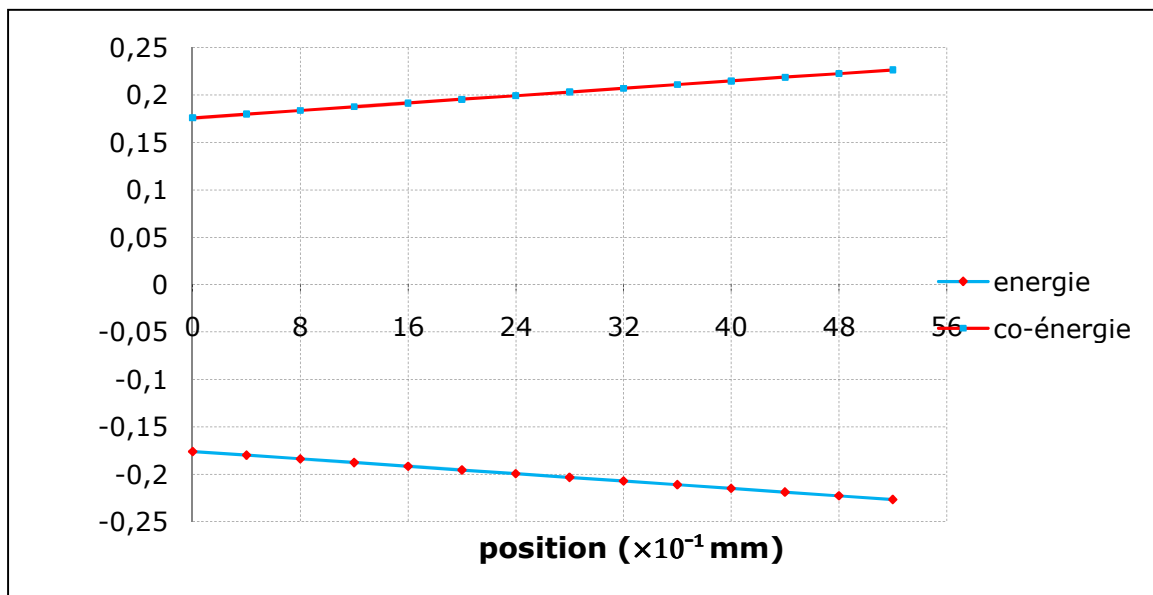


**Figure (III.7) :** Évolution du flux.

On remarque sur la figure (III.8) que l'allure de la force magnétomotrice en fonction de la position a une valeur moyenne négative.



**Figure (III.8) :** Évolution de la force magnétomotrice.



**Figure (III.9) :** Évolution de l'énergie et la coénergie en joules.



### III.6.2. ( $H_c$ ) appliqué sur l'axe Y

Pour cette réduction d'échelle avec un champ coercitif qui reste inchangeable  $H_c = 716560.5 \text{ A/m}$  appliqué sur l'axe Y pour une position ( $X=0$ ) et une densité de courant  $J=5\text{A/mm}^2$ , on remarque que les lignes de flux dans les différentes parties de la machine sont générés par les aimants et ils sont plus intenses que celles qui traversent l'entrefer.

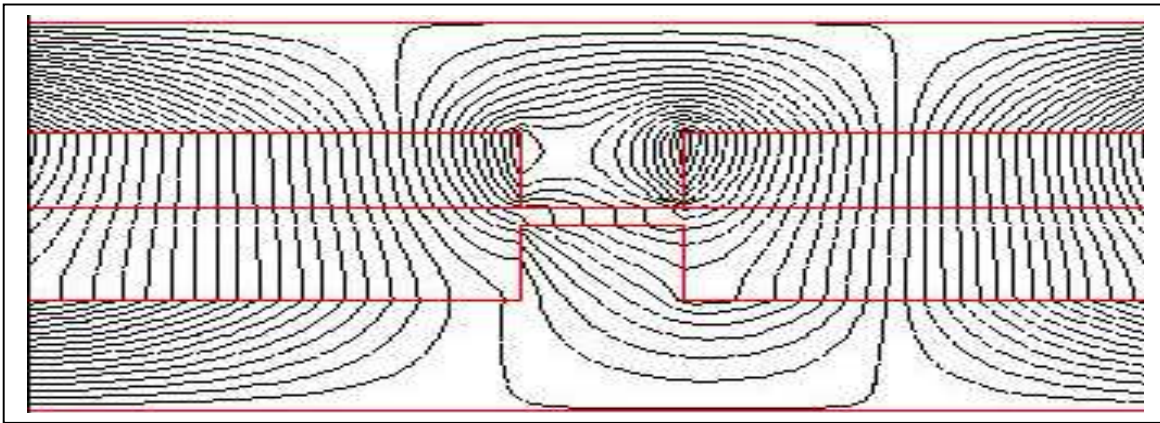


Figure (III.10) : Distribution des lignes de flux.

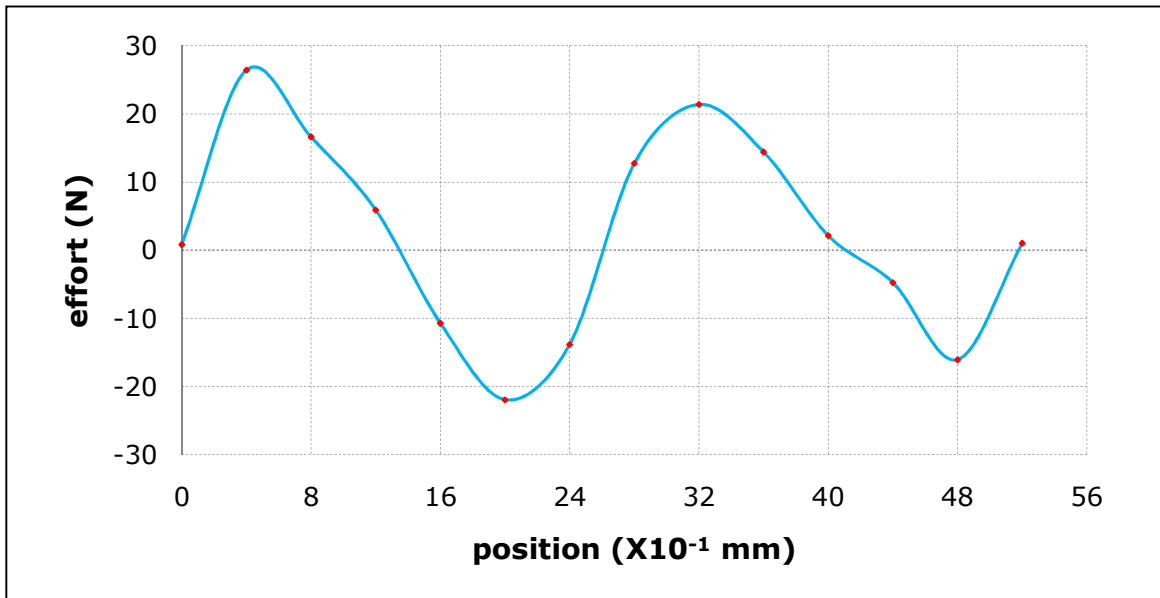
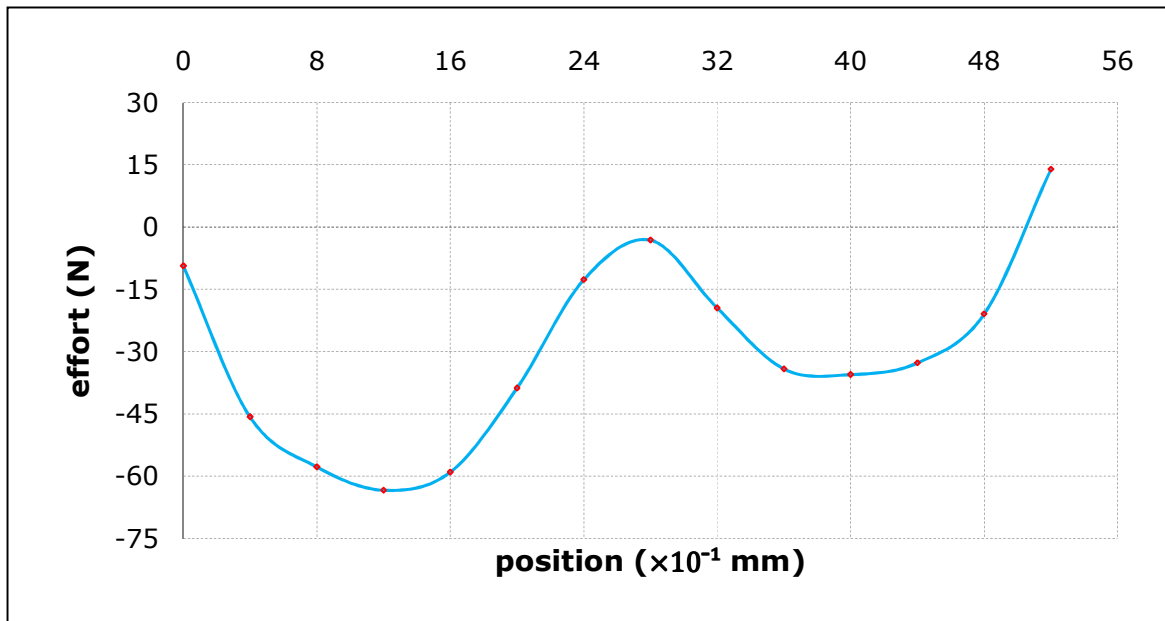
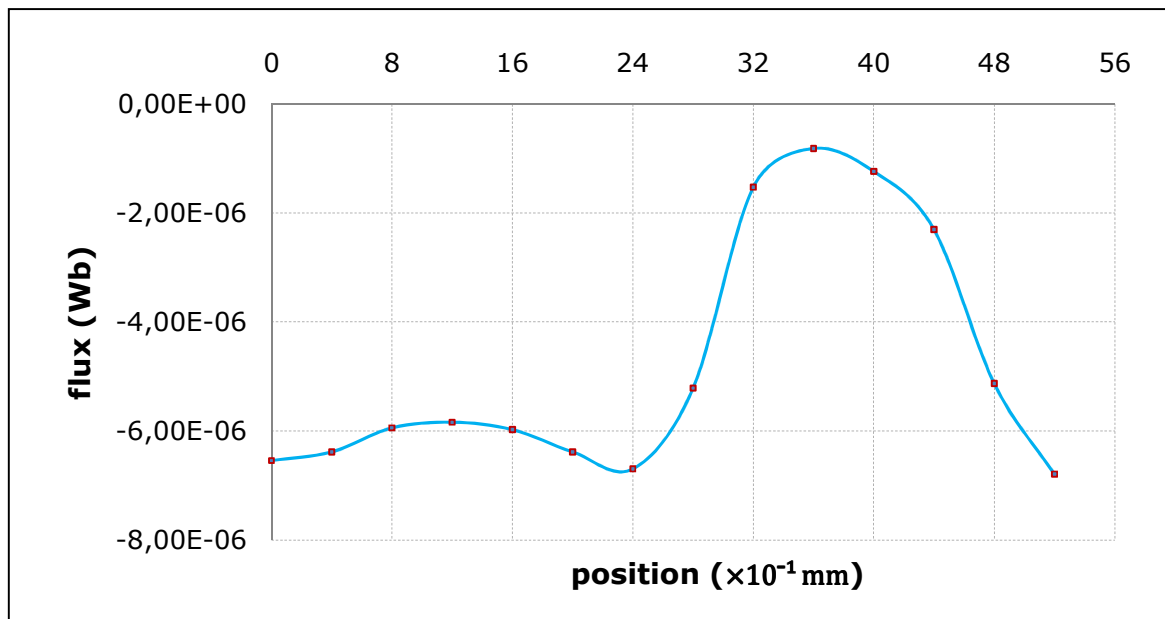


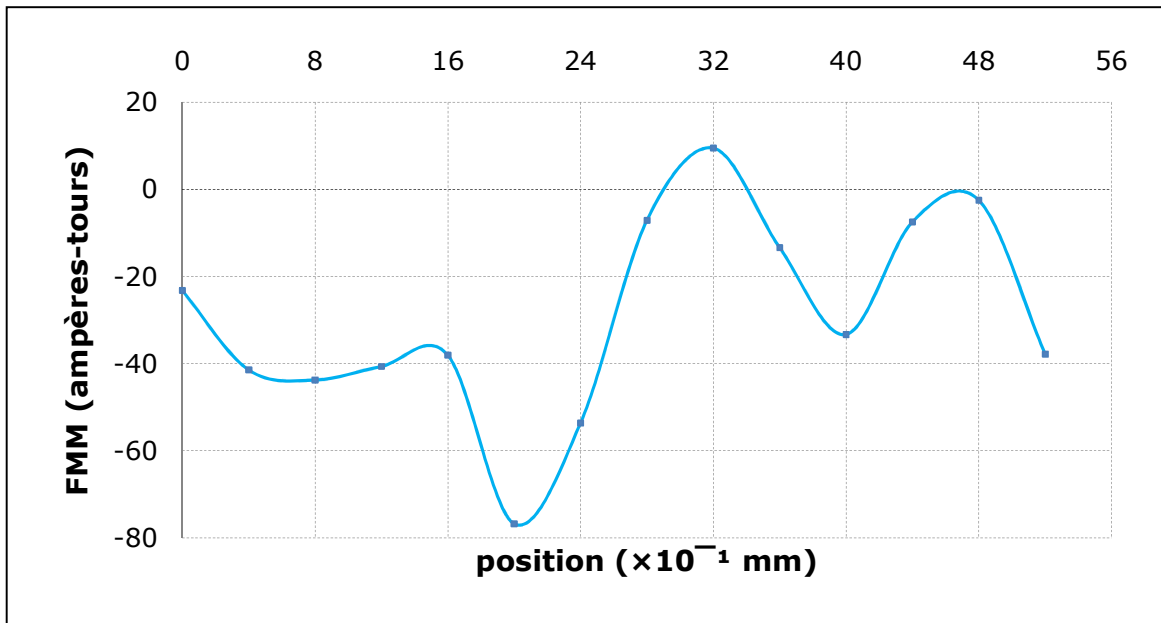
Figure (III.11) : Évolution de l'effort total tangentiel.



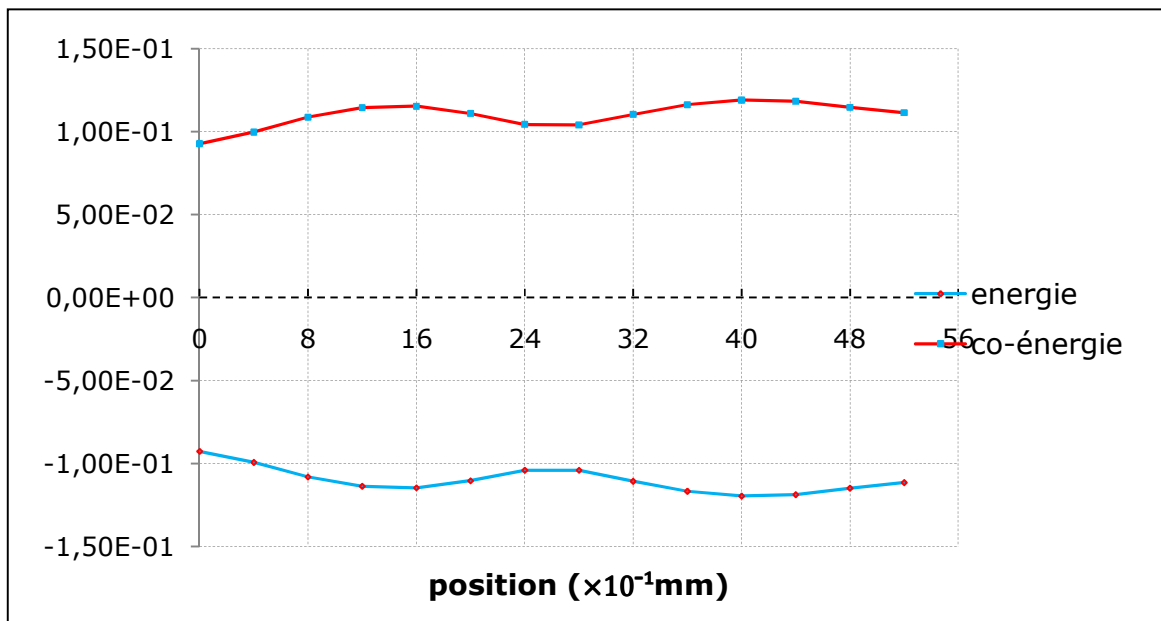
**Figure (III.12) :** Évolution de l'effort normal.



**Figure (III.13) :** Évolution du flux.



**Figure (III.14) :** Évolution de la force magnétomotrice.

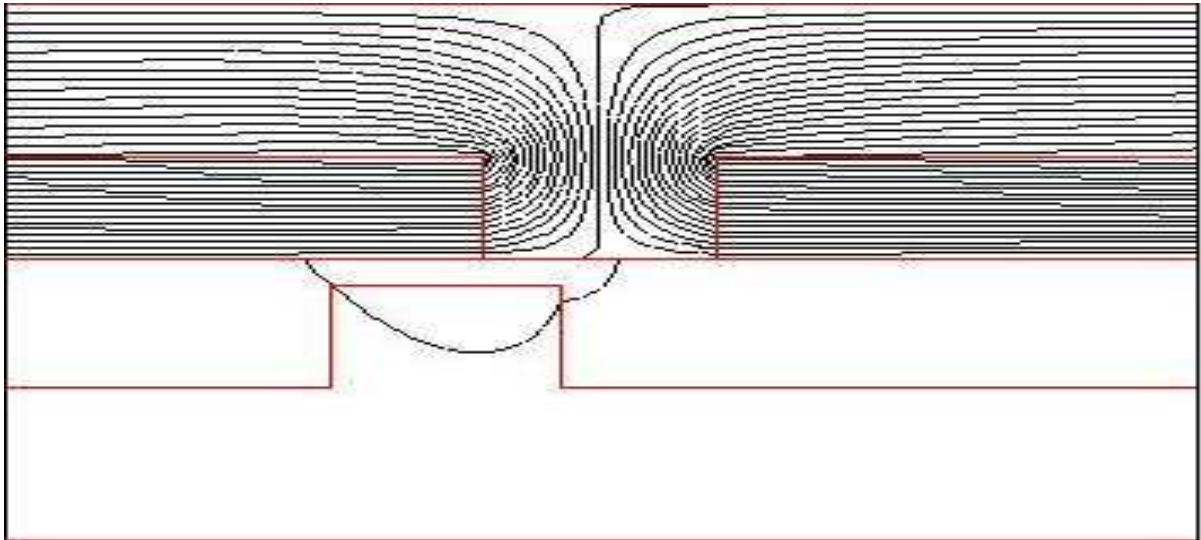


**Figure (III.15) :** Évolution de l'énergie et la coénergie en joules.

### III.7. Résultats de simulation avec des aimants à flux normal (Pour une réduction d'échelle 1/100)

#### III.7.1. ( $H_c$ ) appliqué sur l'axe X

Dans la figure (III.16) et pour un champ coercitif qui reste inchangeable  $H_c = 716560.5$  A/m appliqué sur l'axe X, et une densité de courant  $J=5$ A/mm<sup>2</sup>. On remarque que la majorité des lignes de champs générés par les aimants ne traversent plus l'entrefer à cause de la valeur de  $H_c$ , et la différence des perméabilités entre le circuit magnétique et le vide, on parle ici des aimants en sens alternés qui représentent un court-circuit magnétique.

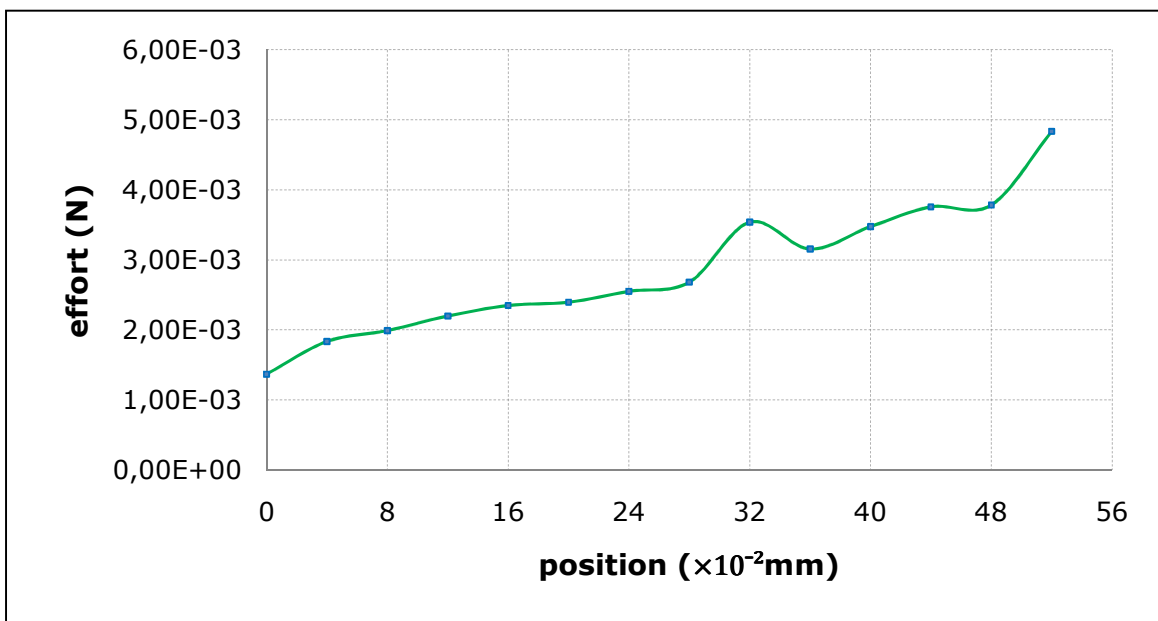


**Figure (III.16) :** Distribution des lignes de flux.

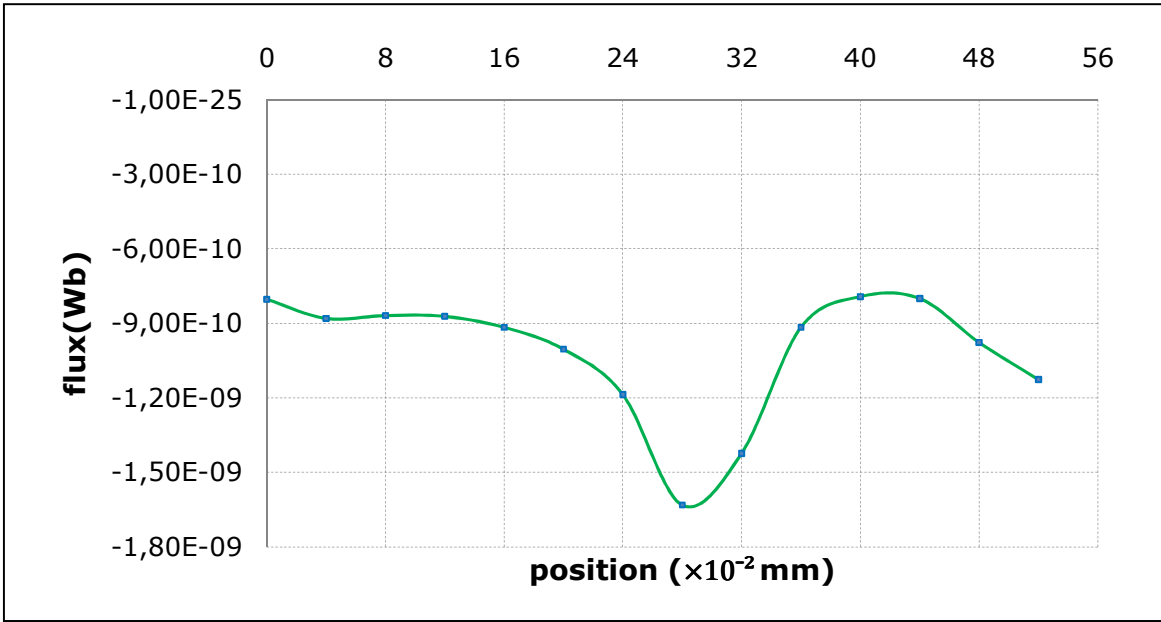
Les figures (III.17) et (III.18) représentent respectivement l'effort tangentiel et normal sur un pas polaire taux :  $\tau = 52(\times 10^{-2}$  mm), un champ coercitif  $H_c=716560.5$  A/m et une densité de courant  $J=5$ A/mm<sup>2</sup>. Dans la figure (III.17), on commence à avoir un effet de diminution de l'effort tangentiel avec des valeurs négatives très faibles. Par contre dans la figure(III.18), on voit un effet contraire de progression de l'effort normal.



**Figure (III.17) :** Évolution de l'effort total tangential.



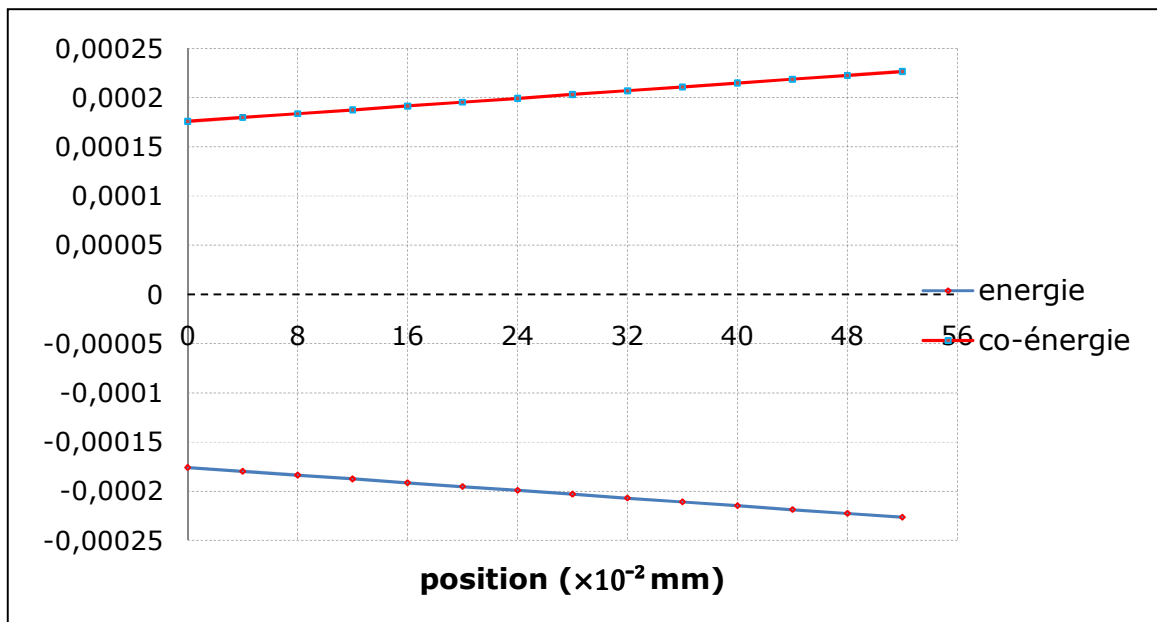
**Figure (III.18) :** Évolution de l'effort normal.



**Figure (III.19) :** Évolution du flux.

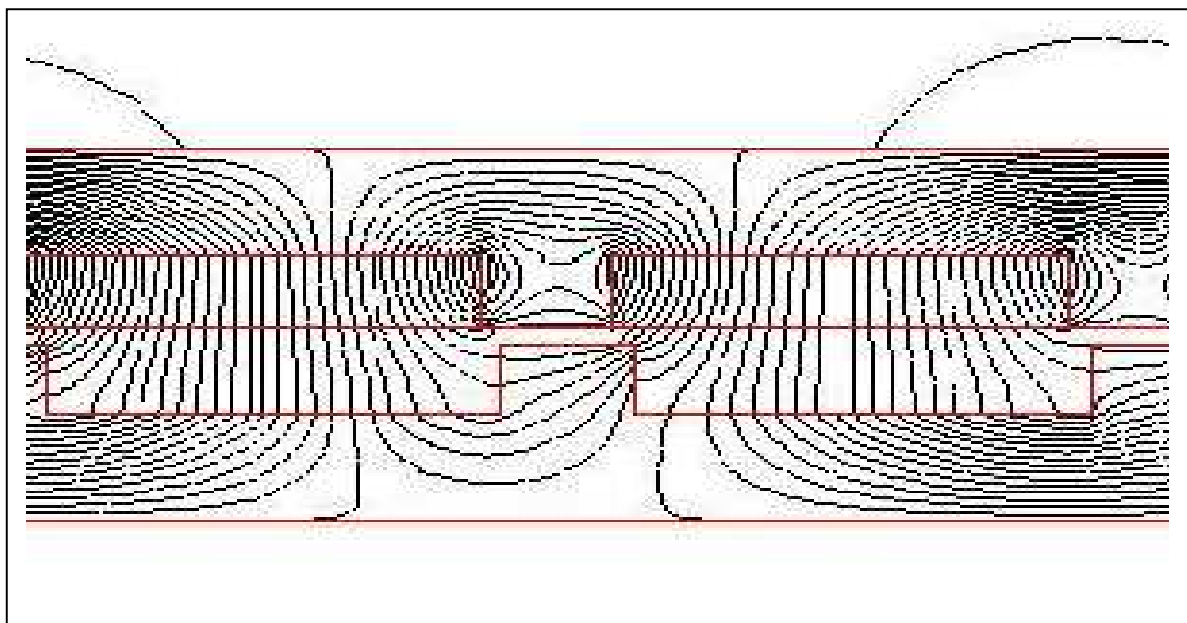


**Figure (III.20) :** Évolution de la force magnétomotrice.

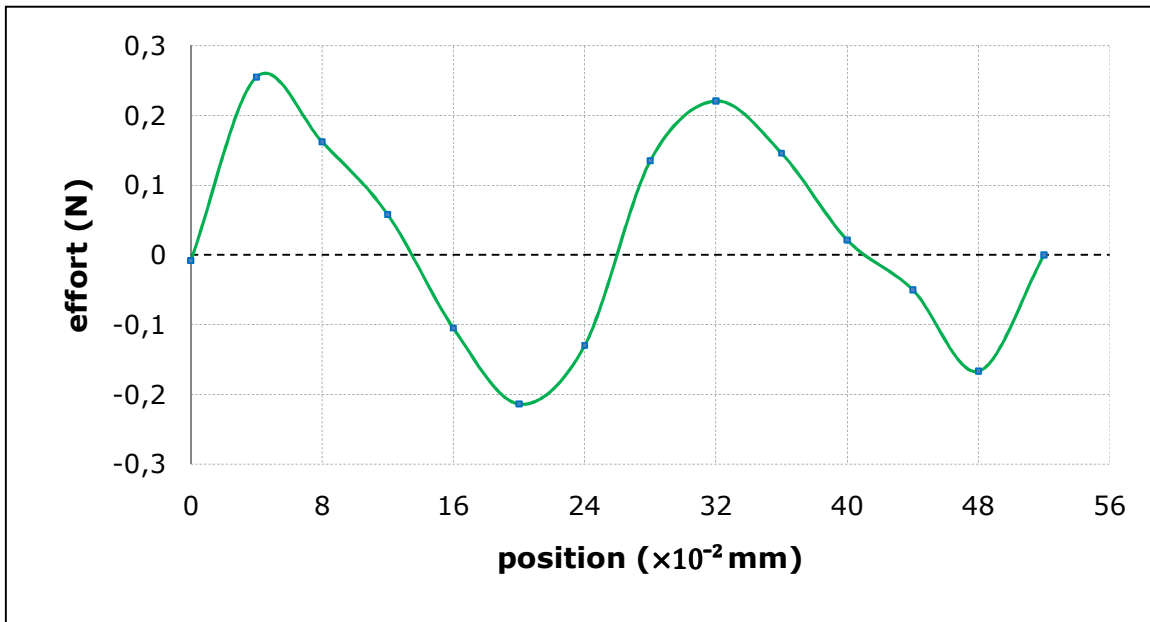


**Figure (III.21) :** Évolution de l'énergie et la coénergie en joules.

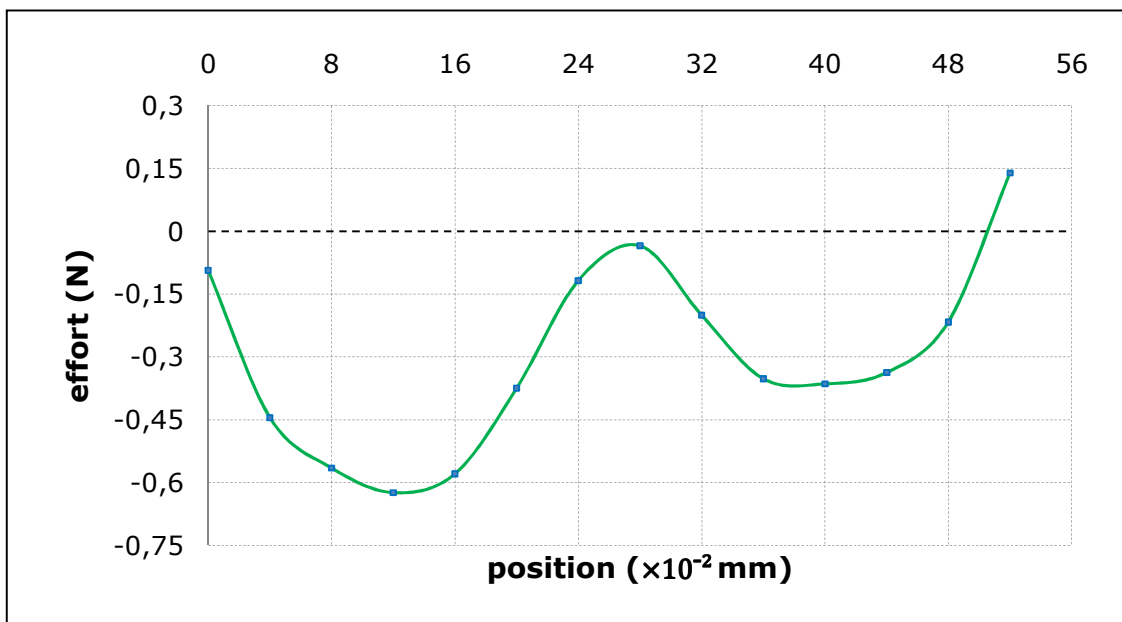
### III.7.2. ( $H_c$ ) appliqué sur l'axe Y



**Figure (III.22) :** Distribution des lignes de flux.

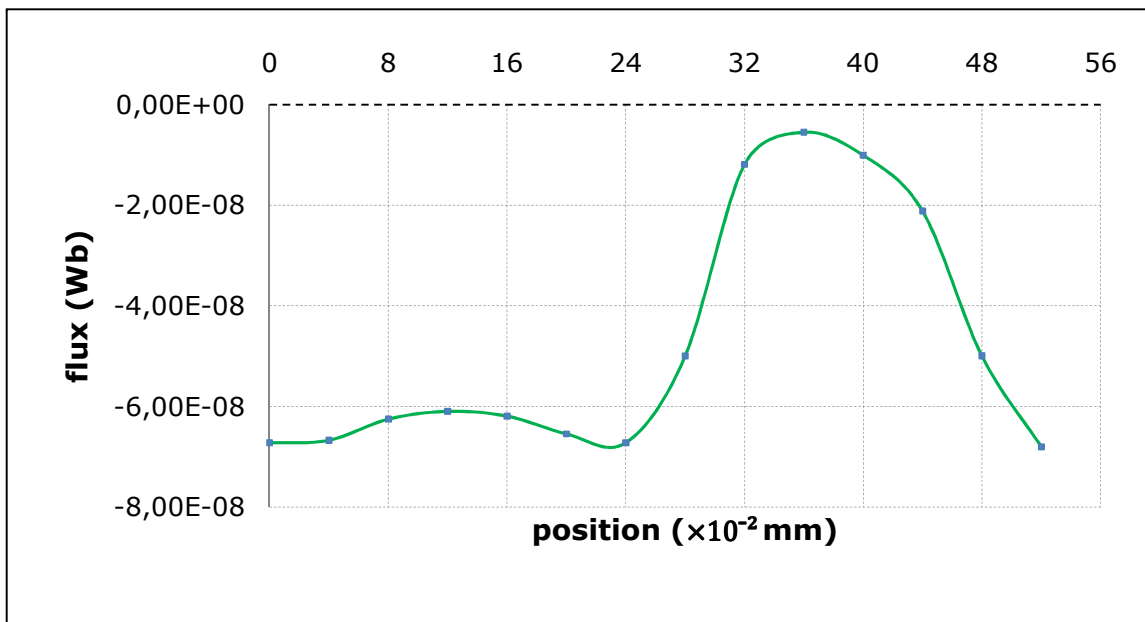


**Figure (III.23)** : Évolution de l'effort total tangential.

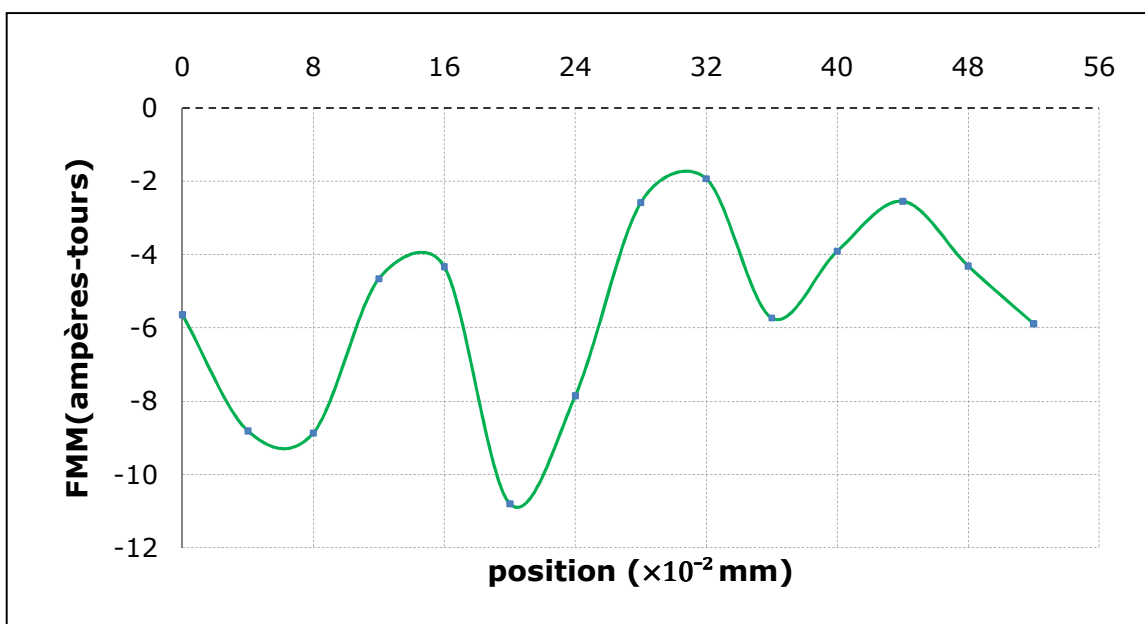


**Figure (III.24)** : Évolution de l'effort normal.





**Figure (III.25) :** Évolution du flux.



**Figure (III.26) :** Évolution de la force magnétomotrice.

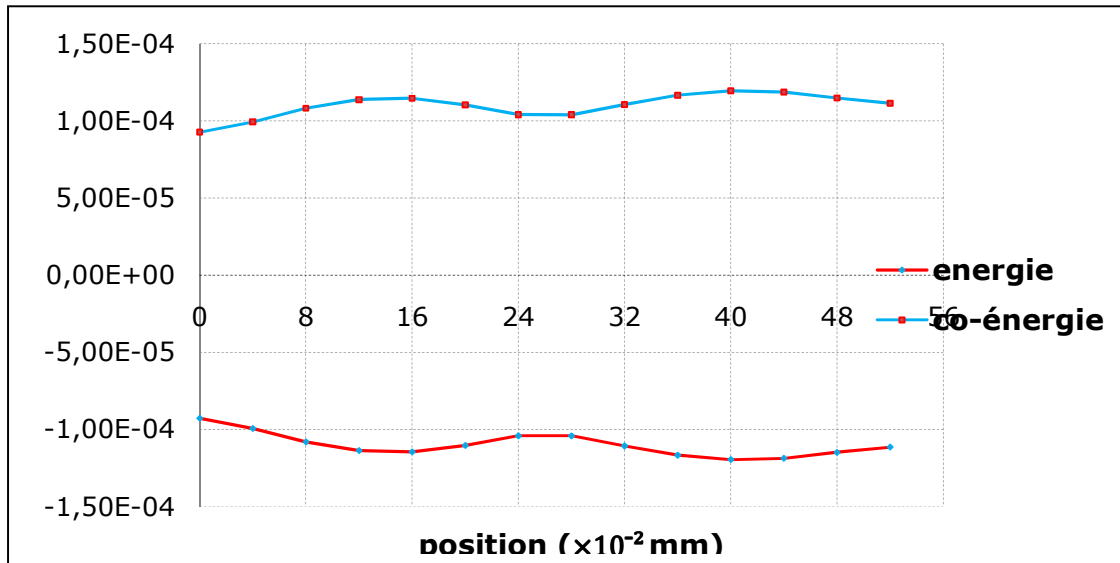
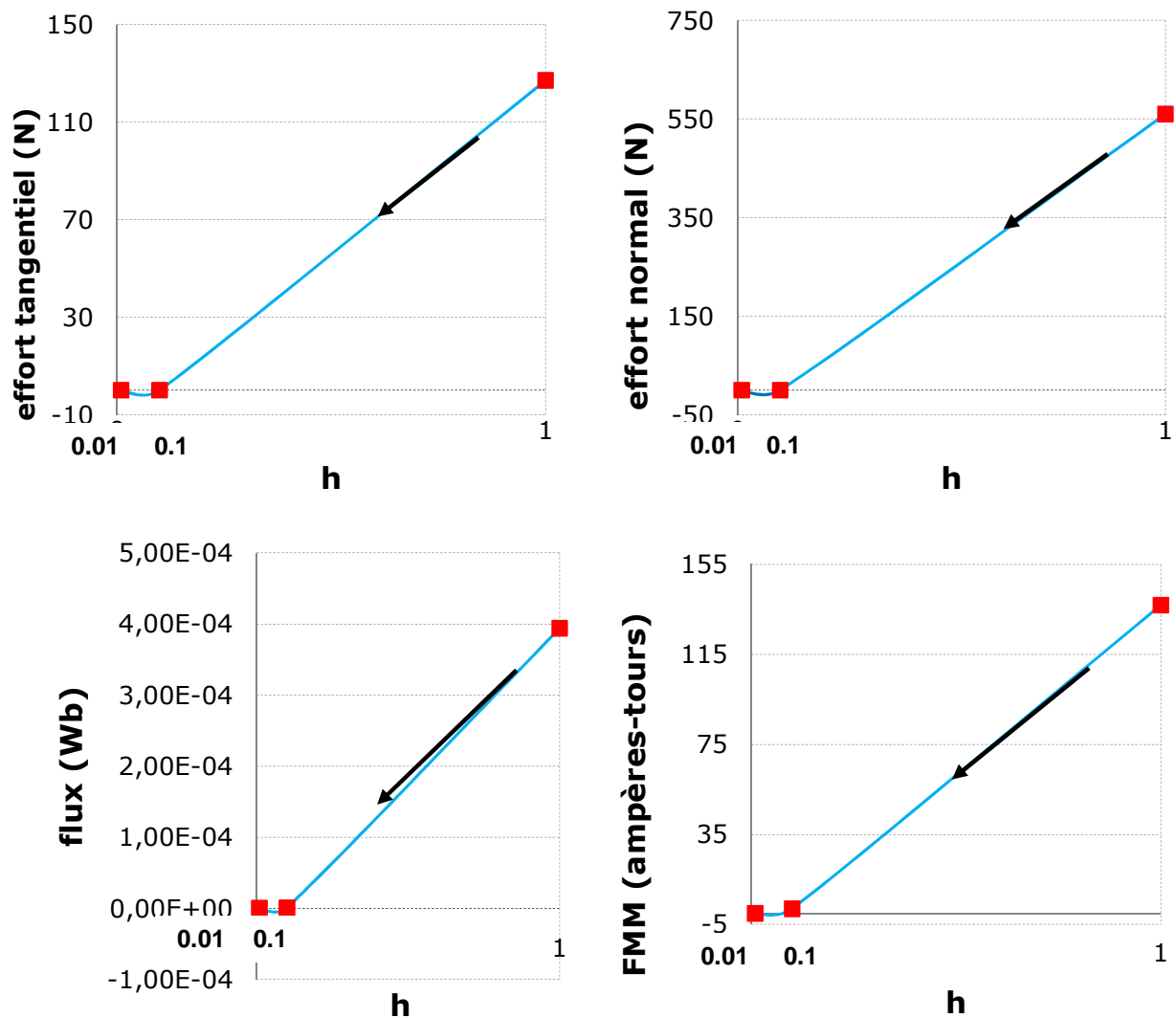


Figure (III.27) : Évolution de l'énergie et la coénergie en joules.

### III.8. Comparaison des résultats

Dans le cas où la densité de courant est maintenue constante ( $J=5A/mm^2$ ),  $H_c=716560.5$  A/m, est orienté sur l'axe X, et pour voir l'influence de la réduction d'échelle, on a pris quelques paramètres tels que les efforts, le flux et la FMM. On constate dans les allures de la figure (III.28) que ces paramètres diminuent très rapidement.

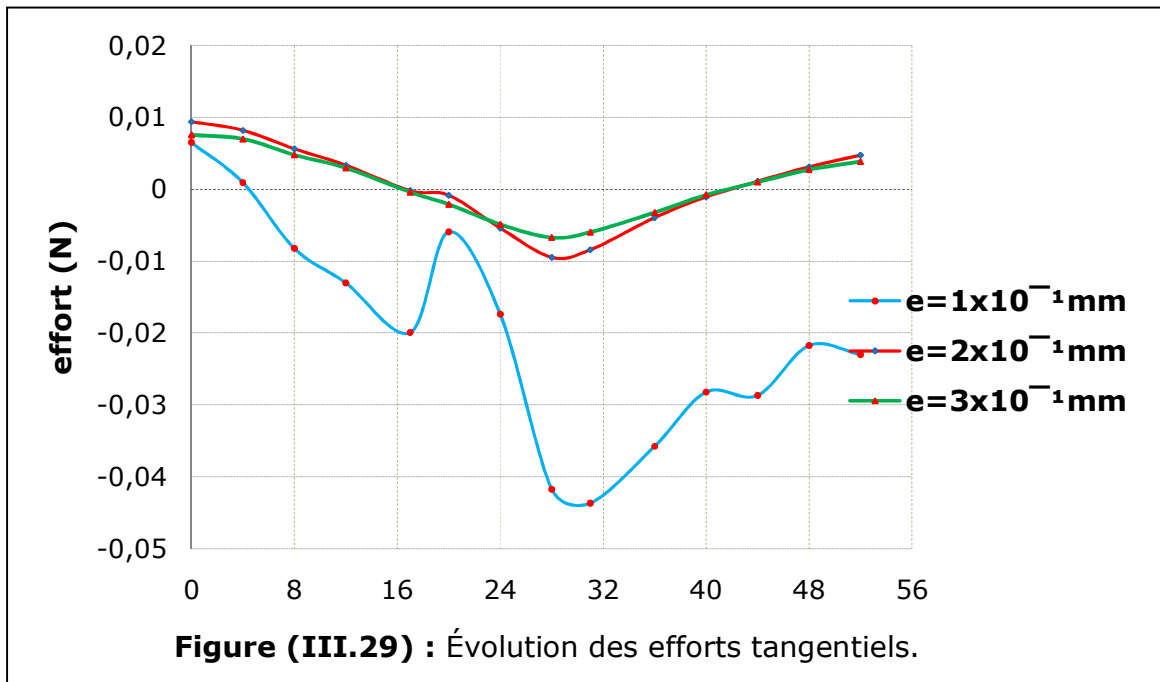


**Figure (III.28) :** Chute des paramètres crêtes de l'actionneur.

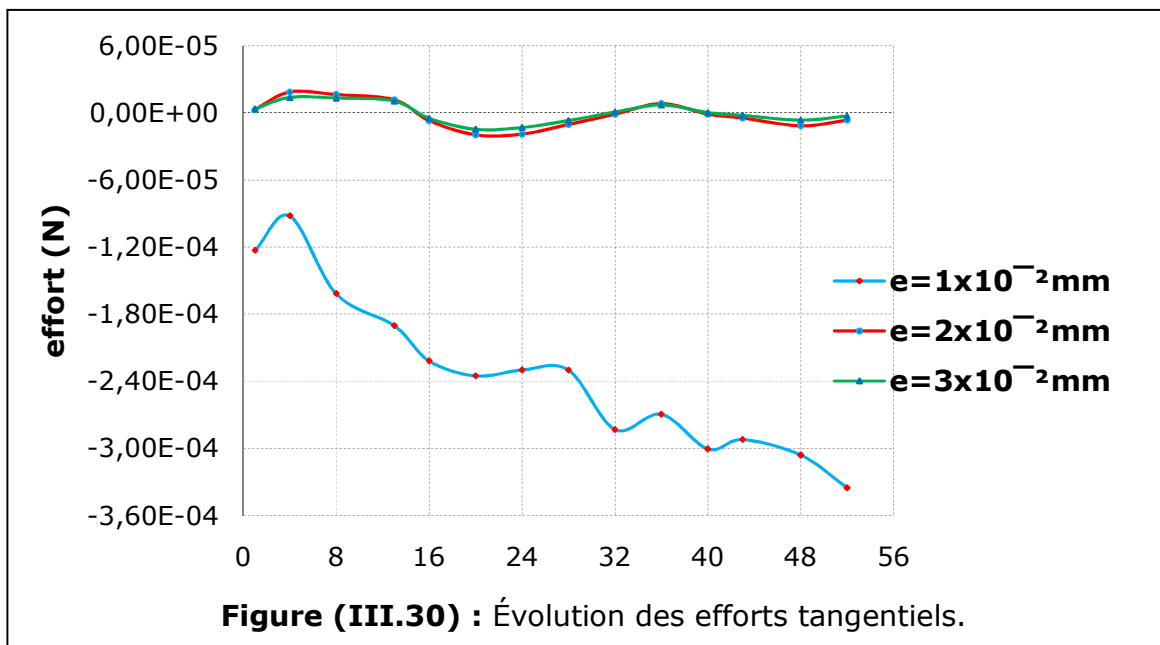
### III.9. Évolution des efforts totaux tangentiels pour différents entrefers

#### III.9.1. Pour une réduction d'échelle 1/10

On constate dans les figures (III.29) et (III.30) que l'effort est inversement proportionnel à la variation de l'épaisseur de l'entrefer.



### III.9.2. Pour une réduction d'échelle 1/100



### III.10. Évolution des efforts totaux pour différentes hauteurs d'aimants

#### III.10.1. Pour une réduction d'échelle 1/10

Les figures (III.31), (III.32) représentent la variation de l'effort en fonction de l'épaisseur d'entrefer pour différentes hauteurs de l'aimant.

On voit dans ces allures que l'effort décroît après avoir passé par un maximum qui apparaît dans la figure (III.31) pour une épaisseur d'entrefer d'environ ( $e=1.55 \times 10^{-1}$  mm).

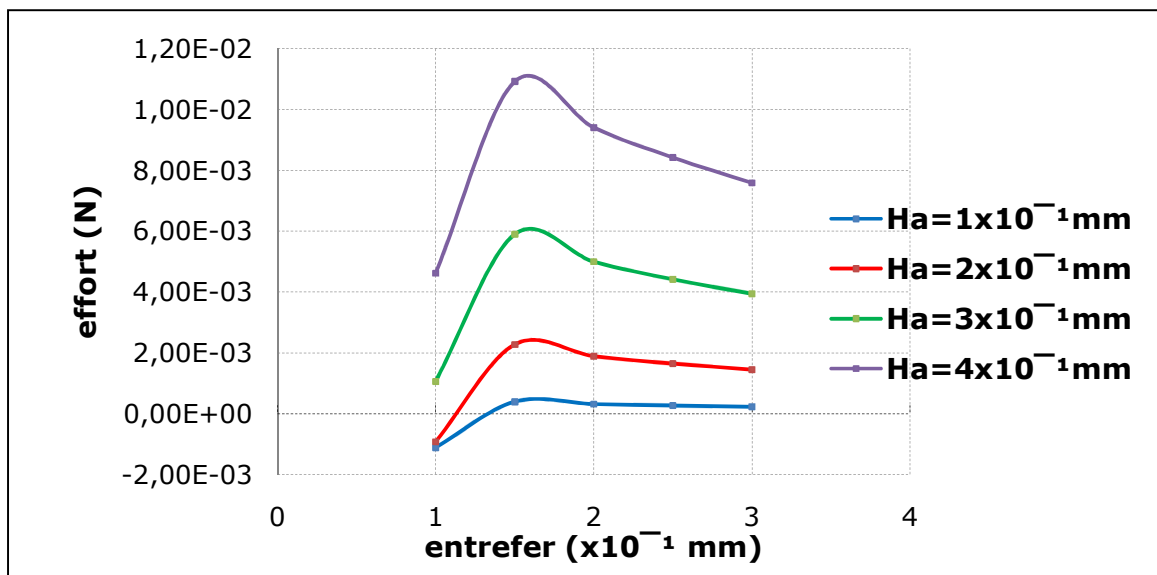


Figure (III.31) : Évolution des efforts tangentiels.

### III.10.2. Pour une réduction d'échelle 1/100

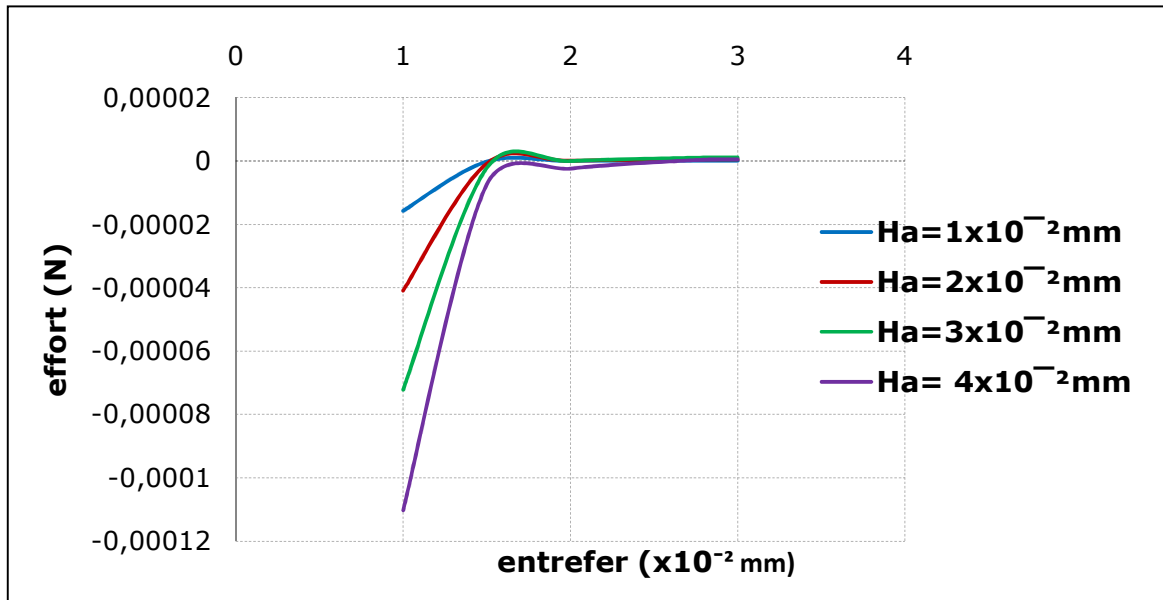
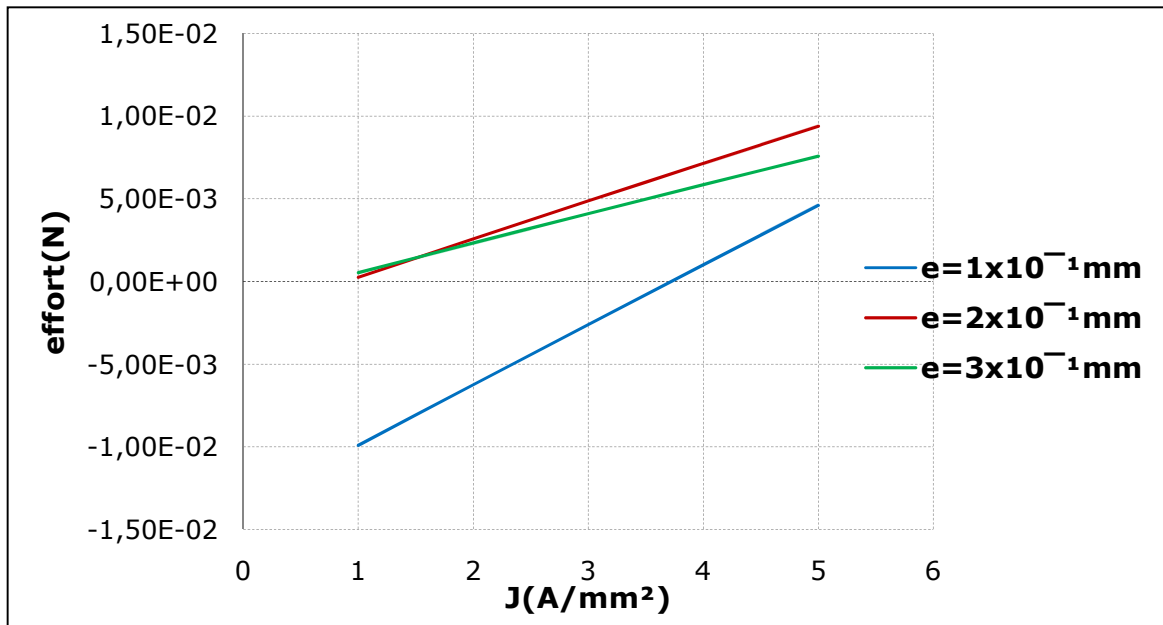


Figure (III.32) : Évolution des efforts tangentiels.

### III.11. Évolution des efforts totaux en fonction de la densité de courant

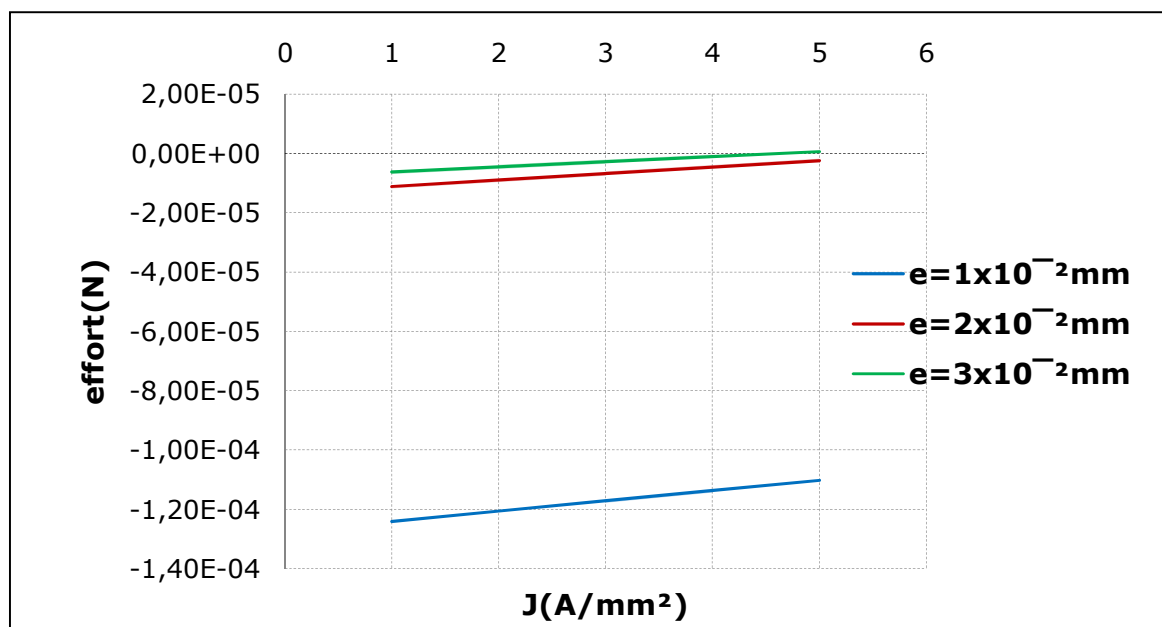
#### III.11.1. Pour une réduction d'échelle 1/10

Les figures (III.33), (III.34) représentent la variation de l'effort en fonction de la densité de courant pour différentes valeurs d'entrefer. On constate que ces allures présentent des droites qui signifient que l'effort est directement proportionnel à la variation de la densité de courant et inversement proportionnel à la variation de l'entrefer.



**Figure (III.33) :** Évolution des efforts tangentiels.

### III.11.2. Pour une réduction d'échelle 1/100



**Figure (III.34) :** Évolution des efforts tangentiels.

### III.12. Résultats de simulation avec des aimants à flux normal ( $H_c$ appliqué sur l'axe X et avec différentes valeurs)

#### III.12.1. Pour une réduction d'échelle (1/10)

Avec une densité de courant  $J=5A/mm^2$ , les figures (III.35) et (III.36) représentent la variation des efforts en fonction de la position pour différentes valeurs de champ coercitif  $H_c$ . Le fait d'augmenter la valeur de  $H_c$  de l'aimant, on constate que l'effort commence à avoir un effet contraire avec des valeurs négatives dans l'effort total, et qui est presque cinq fois plus grand. Il est intéressant de voir le comportement des aimants dans le cas d'un fonctionnement inhabituel pour éviter la démagnétisation des aimants.

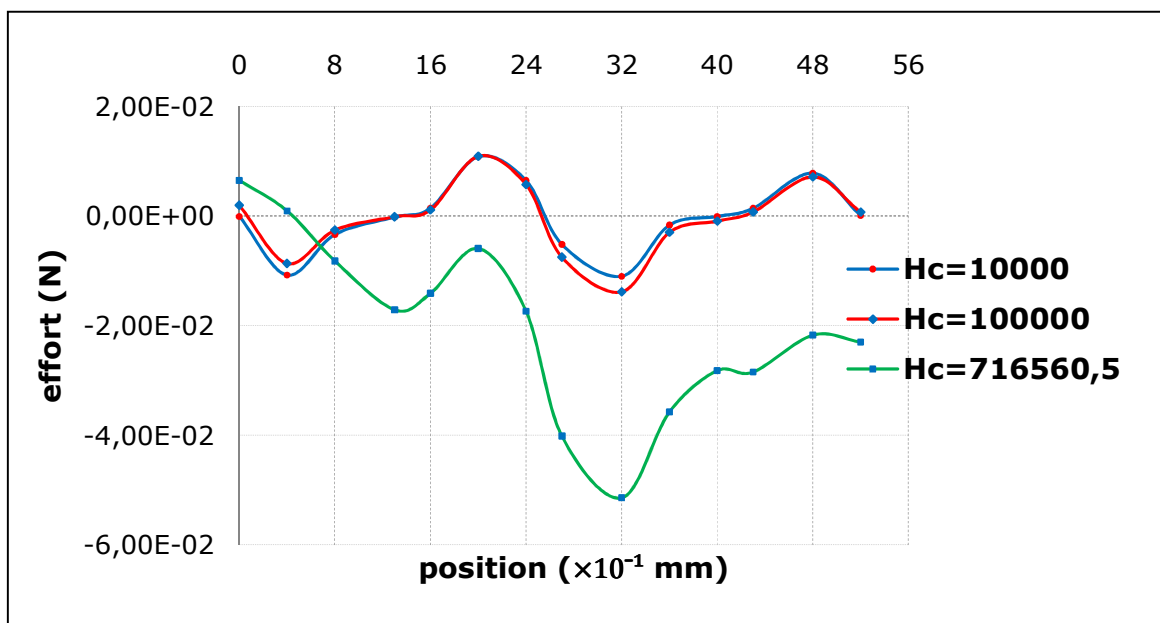
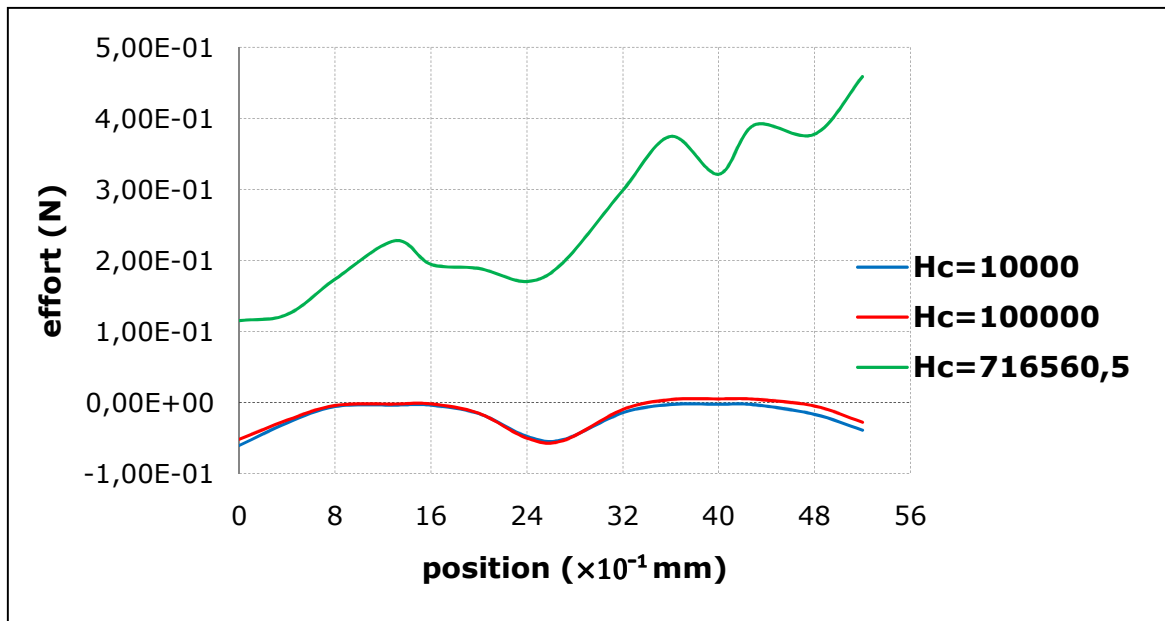
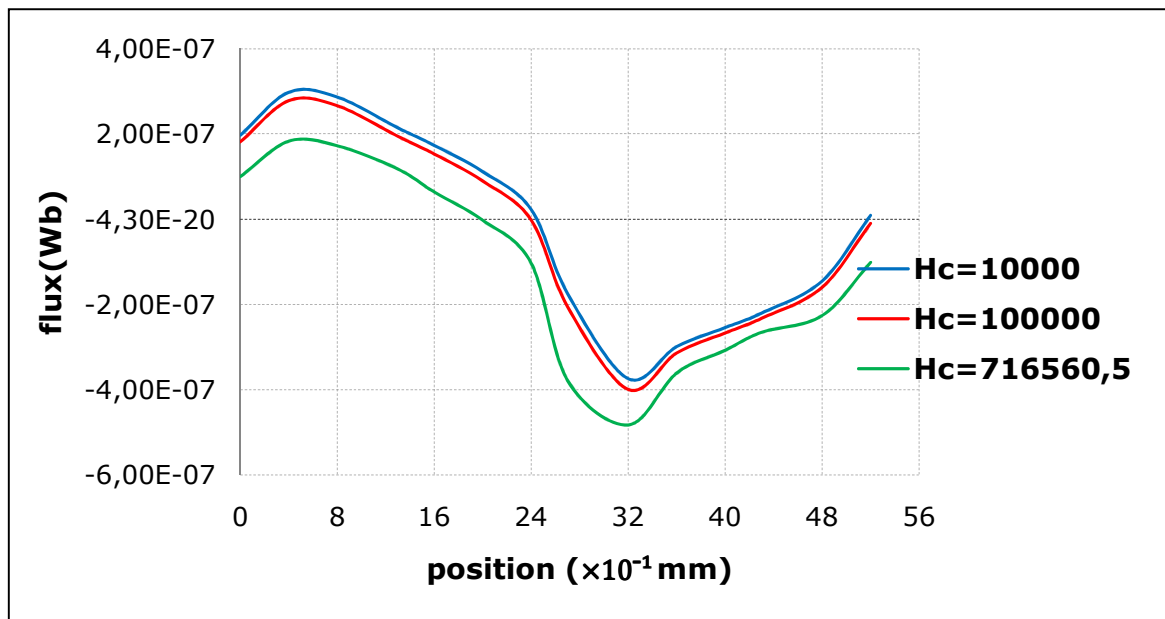


Figure (III.35) : Évolution des efforts tangentiels.

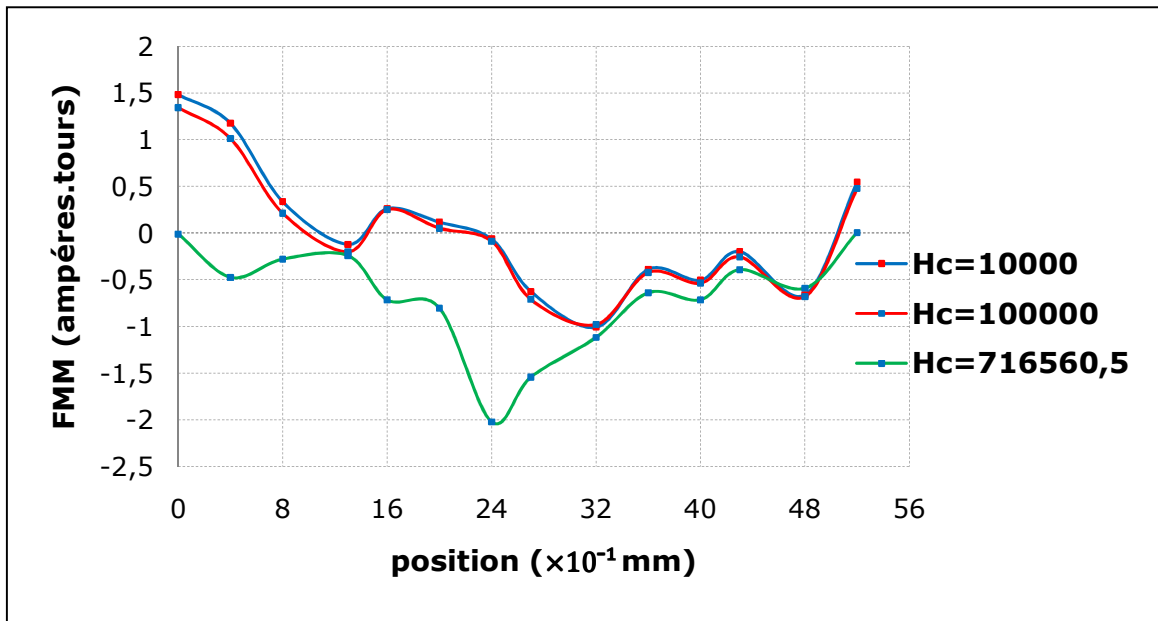




**Figure (III.36) :** Évolution des efforts normaux.



**Figure (III.37) :** Évolution des flux.

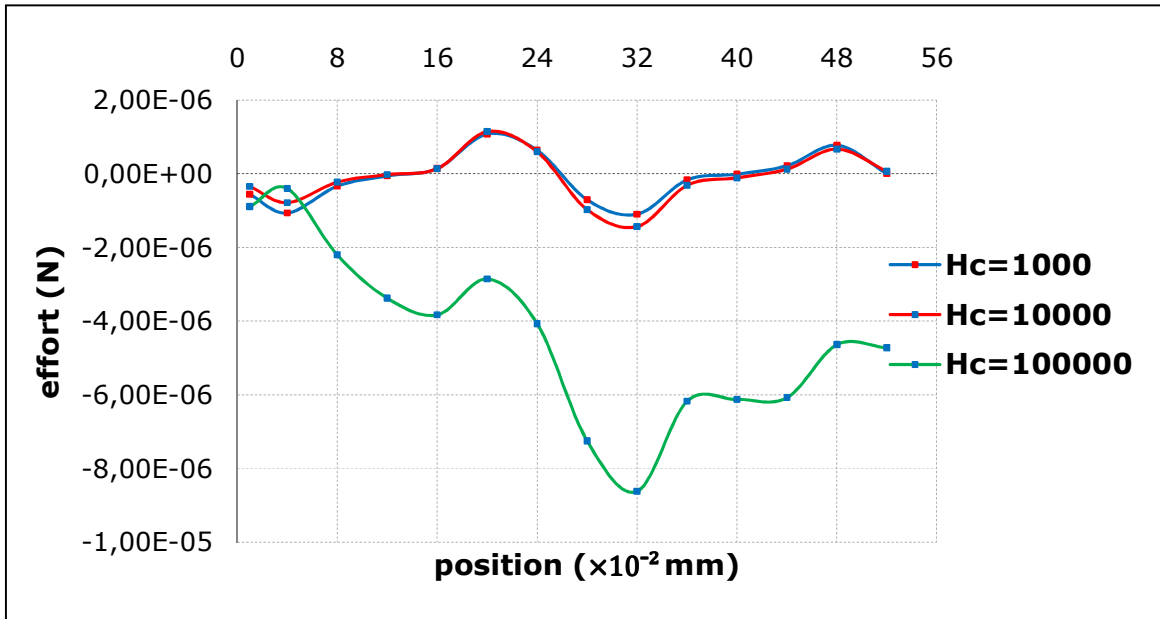


**Figure (III.38) :** Évolution des forces magnétomotrices.

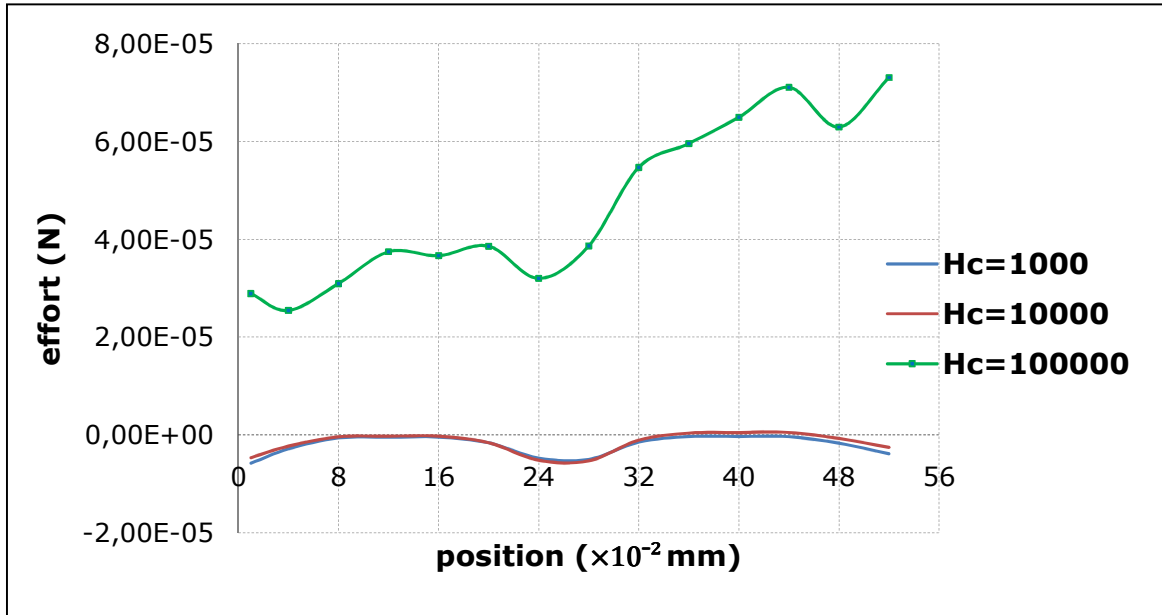
### III.12.2. Pour une réduction d'échelle (1/100)

Avec une densité de courant  $J=5A/mm^2$  , les figures (III.39) et (III.40) représentent la variation des efforts en fonction de la position pour différentes valeurs de champ coercitif  $H_c$  . Par expérience, le fait d'augmenter la valeur de  $H_c$  de l'aimant (plus d'environ de 100 KA/m), on constate que l'effort commence à avoir un effet contraire avec des valeurs négatives dans l'effort total, et qui est presque huit fois plus grand.

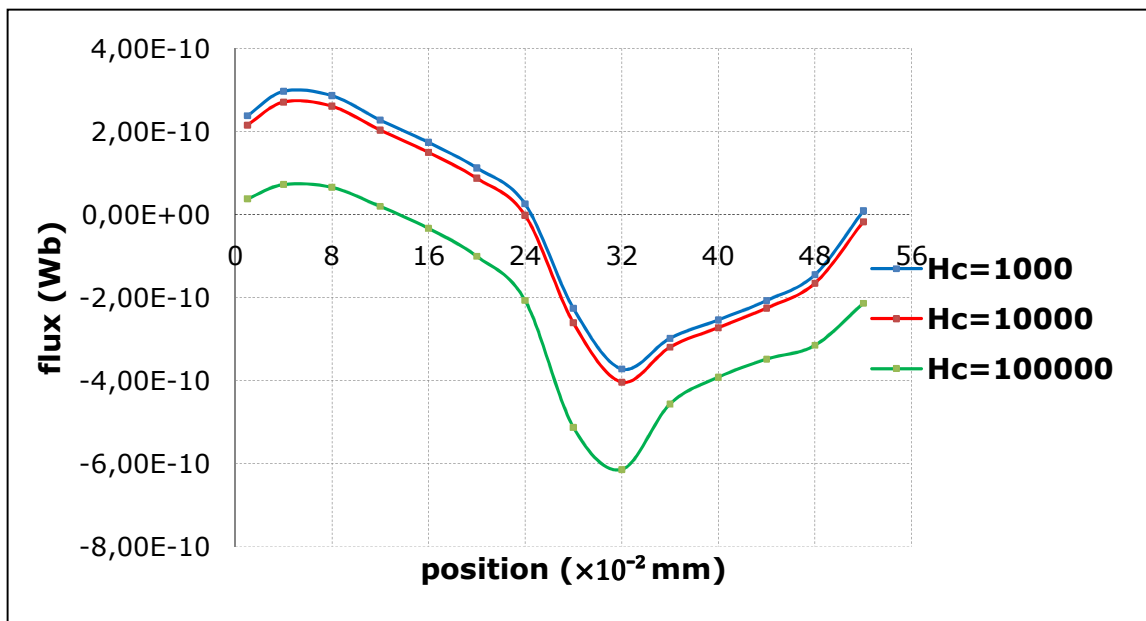
Il est intéressant de voir le comportement des aimants dans le cas d'un fonctionnement inhabituel pour éviter la démagnétisation des aimants.



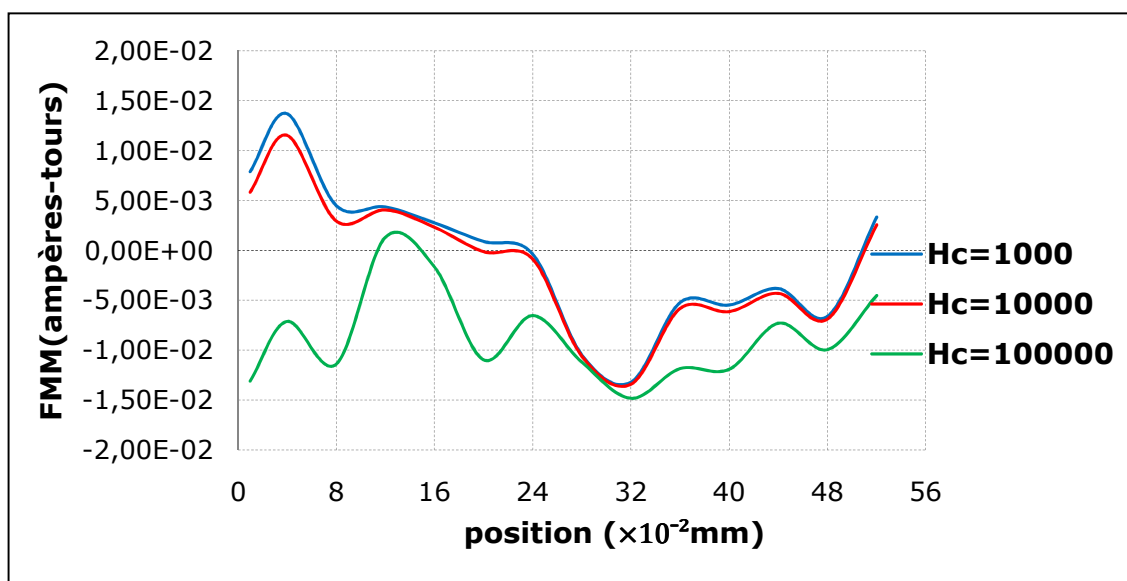
**Figure (III.39) :** Évolution des efforts tangentiels.



**Figure (III.40) :** Évolution des efforts normaux.



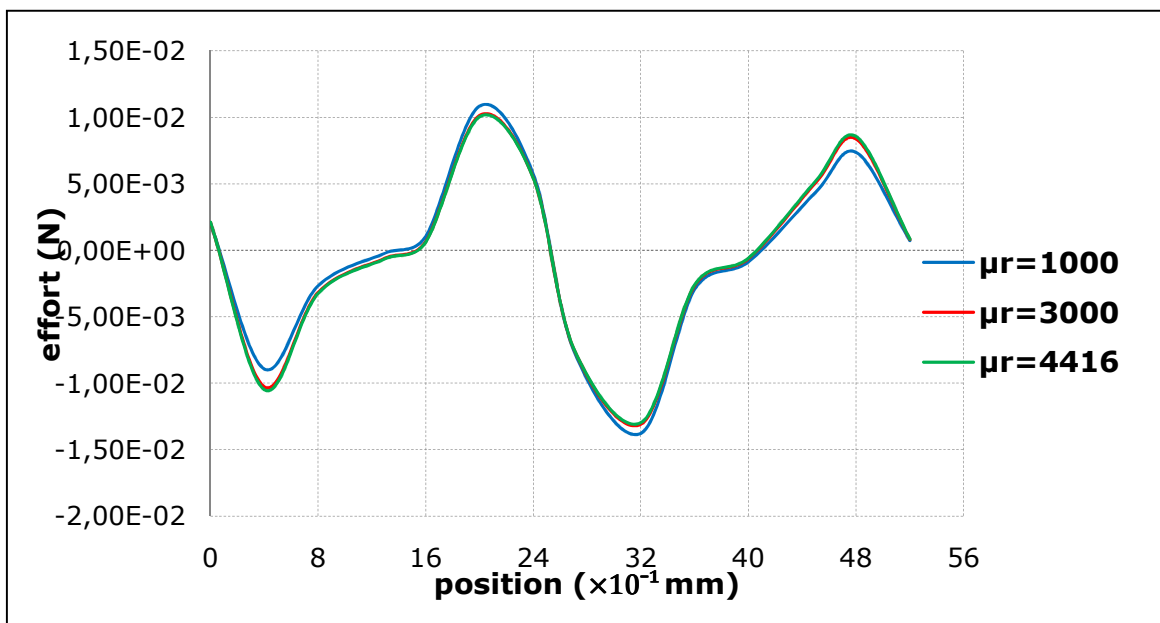
**Figure (III.41) :** Évolution des flux.



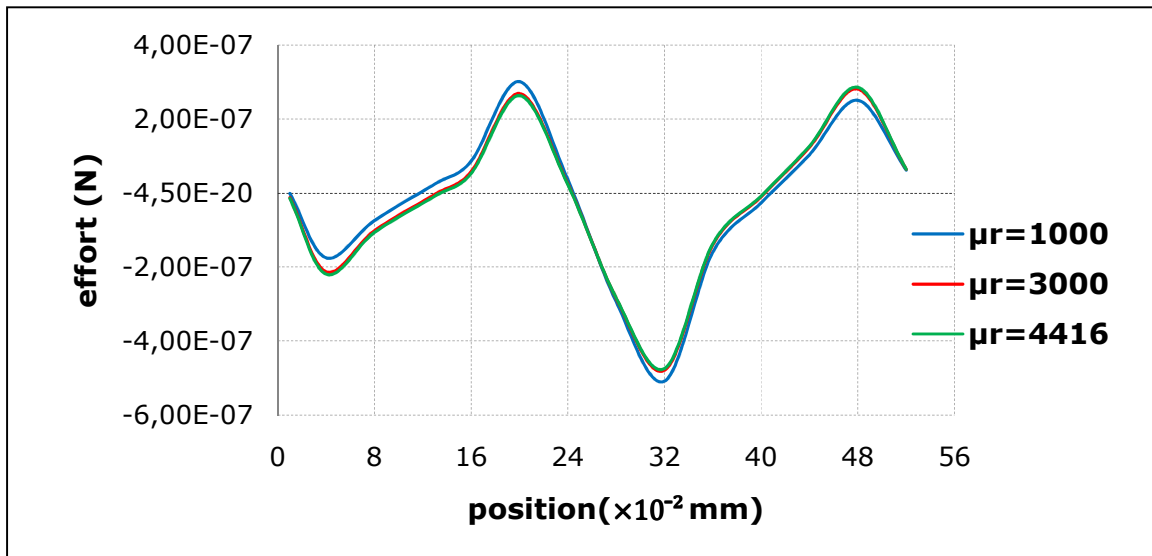
**Figure (III.42) :** Évolution des forces magnétomotrices.

### III.13. Variation de l'effort pour différentes valeurs de perméabilités relatives

On remarque dans les figures (III.43) et (III.44) et pour des différentes valeurs de perméabilités magnétiques relatives du matériau de la culasse :  $\mu_r = 1000$ ,  $\mu_r = 2000$  et  $\mu_r = 4416$ , que la différence entre les trois graphes est négligeable, on peut constater que les perméabilités magnétiques relatives considérées servent seulement à canaliser les lignes de champ magnétique et n'interviennent pas directement dans le calcul de la force de poussée.



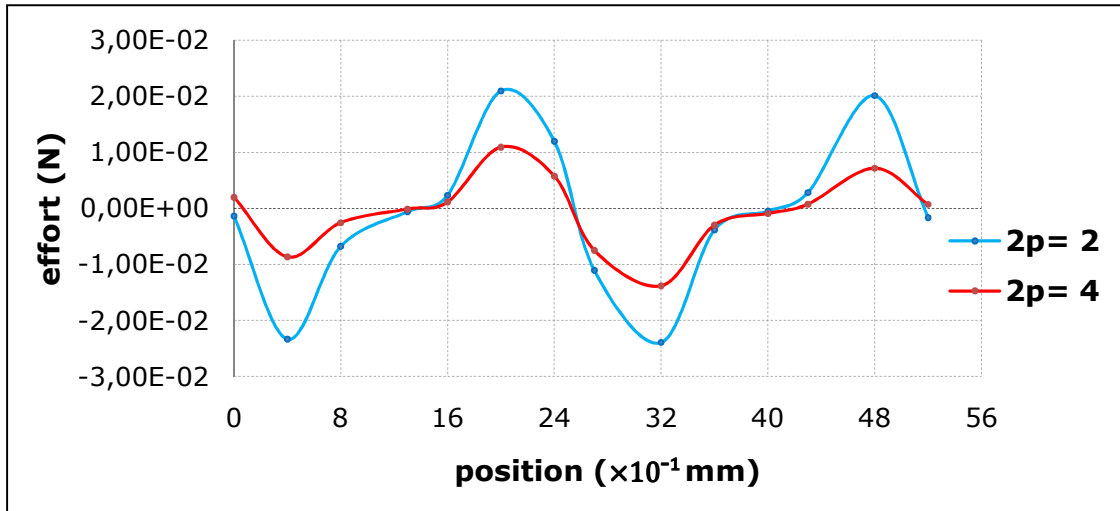
**Figure (III.43)** : Les forces obtenues pour différentes perméabilités magnétiques relatives.



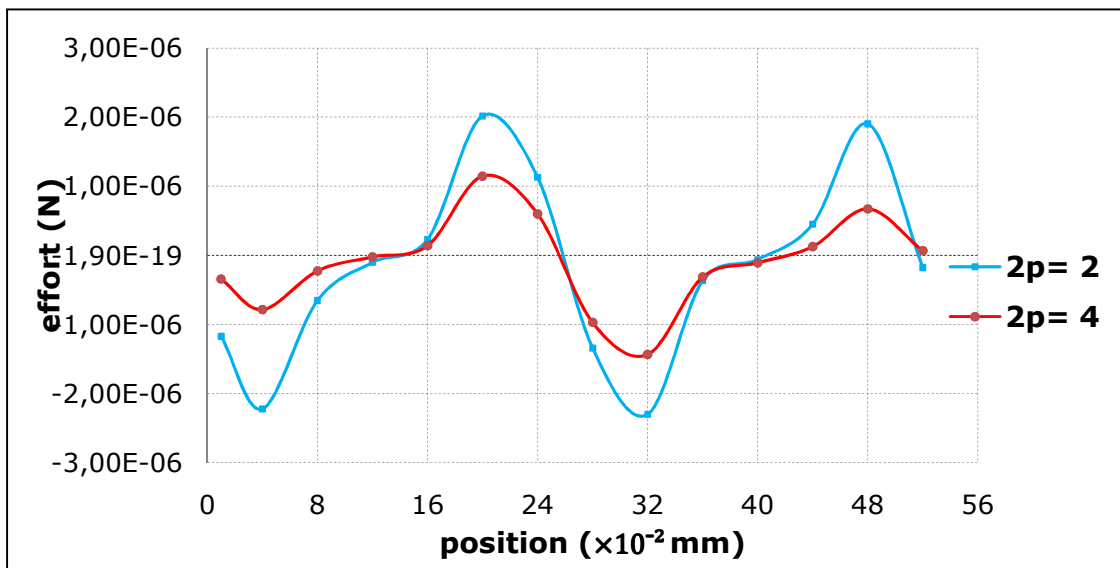
**Figure (III.44) :** Les forces obtenues pour différentes perméabilités magnétiques relatives.

### III.14. Variation de l'effort pour différents valeurs de nombre de pôles

On remarque dans les figures (III.45) et (III.46) que l'effort pour un nombre de pôles ( $2p=4$ ) est presque deux fois plus faible en valeur maximale par rapport à l'effort pour un nombre de pôles ( $2p=2$ ), ce qui montre l'influence du nombre de pôles sur la forme et les valeurs de la force électromagnétique en fonction de la position.



**Figure (III.45) :** Comparaison entre les allures de la force en fonction de la position pour différents nombre de pôles pour  $h=0.1$ .



**Figure (III.46) :** Comparaison entre les allures de la force en fonction de la position pour différents nombre de pôles pour  $h=0.01$ .

### III.15. Conclusion

En examinant les différents résultats que nous avons obtenus, nous constatons qu'ils sont très significatifs. Lors de la réduction d'échelle, on constate par ces résultats que la variation de l'effort est proportionnelle à la variation de : l'épaisseur d'entrefer, la densité de courant et la hauteur de l'aimant reste toujours valable et que les forces magnétiques diminuent rapidement lorsque la densité de courant est maintenue constante ( $J=5A/mm^2$ ).

Cette étude montre que l'effort total réduit d'une valeur maximale de (126.82 N) à la valeur : (0.0514 N) pour une réduction d'échelle de (1/10) et à une valeur maximale de : ( $3.35 \times 10^{-4}$  N) pour une réduction d'échelle de (1/100). D'autre part on a vu l'importance de la nature de l'aimant par la variation de leur force coercitive sur la valeur de l'effort développé. Aussi L'étude nous a permis de montrer que l'épaisseur de l'entrefer et le nombre de paires de pôles, donc le choix de l'alimentation, ont une grande influence sur les grandeurs électromagnétiques telles que la force de poussée et la distribution du potentiel vecteur magnétique de l'actionneur, c'est pour cela qu'un bon dimensionnement de l'entrefer et une bonne répartition des pôles sont nécessaires pour un très bon fonctionnement.

Les lois de réduction d'échelle ne sont malheureusement pas à une miniaturisation extrême, il ya des contraintes de technologie en microélectronique, de dimensionnement des aimants et de températures. En pratique, l'épaisseur minimum de l'aimant est limitée par la fragilité de quelques types d'aimant exemple les ferrites qui supportent très mal la flexion.

Les autres difficultés rencontrées sont le champ de saturation très élevé et les précautions à prendre avec des aimants pour les empêcher de se coller l'un à l'autre, ainsi que la dissipation des pertes importantes par ventilation forcée. Ceci est dû aux échauffements produits par les l'augmentation des densités de courant dans les conducteurs électriques à cause de la diminution des dimensions de la bobine, donc les pertes du circuit magnétique apparaissent alors secondaires vis-à-vis des pertes joules dans le cuivre.



## Conclusion générale

En conclusion, on a effectué une étude numérique sur un actionneur linéaire monophasé avec le modèle des éléments finis. Lors d'une réduction d'échelle on a cherché l'évolution des paramètres importants et nécessaires pour cette étude à savoir : l'effort utile en fonction des paramètres géométriques, hauteur de l'aimant, épaisseur de l'entrefer et paramètres magnétiques, nature de l'aimant et pour une force coercitive magnétique  $H_c=716560.5$  A/m. En effet le problème est plus compliqué, il existe un compromis entre toutes les grandeurs géométriques et autres utilisées dans cette étude.

L'influence des paramètres géométriques sur la valeur de la force linéaire générée par l'actionneur tel que l'entrefer et la hauteur de l'aimant. La variation des paramètres par rapport à la position du mobile et l'orientation du flux des aimants ainsi que l'importance de la nature de l'aimant .

Les dimensions réduites de la machine permettent souvent de dissiper des pertes importantes par ventilation forcée. Ceci est dû aux échauffements produits par les l'augmentation densités de courant dans les conducteurs électriques à cause de la diminution des dimensions de la bobine, donc les pertes du circuit magnétique apparaissent alors secondaires vis-à-vis des pertes joules dans le cuivre.

Dans la réalisation des actionneurs linéaires on utilise des aimants permanents avec des bobines, en pratique et en dimensions réduites les aimants produisent des champs magnétiques intenses que ceux obtenus avec les bobines, donc il est intéressant de faire un bon choix pour maintenir les performances stables dans toutes les conditions normales de fonctionnement pour éviter la démagnétisation des aimants. D'autre part les bobines sont utilisées pour leurs simplicités en commande (variation de sens et type de courant).

*Références*  
*Bibliographiques*

- [1] Bernard Multon et Jean Bonal, les entraînements électromécaniques directs : diversités, contraintes et solutions. CEMD'99, ENS de Cachan SEE, France.
- [2] P.E. Cavarec, H. Benahmed, B. Multon, M. Antunes, Actionneur linéaire synchrone à aimants permanents multi-tiges, EF'2003 Électrotechnique du futur décembre 2003 Supélec.
- [3] Hamid Benahmed et al. Rapport laboratoire- Satie ENS-Cachan 2002- Généralités sur les actionneurs linéaires.
- [4] Robert Bonnefille et Michel Kant. Application de la théorie du champ électromagnétique aux machines linéaires à induction.
- [5] Robotique et régulation / Prof. Olivier Boss, Moteur linéaire et robot à structure parallèle.
- [6] Sébastien Thiery, Modélisation et Compensation de Frottements dans un Moteur Linéaire INPG-ESISAR 2005.
- [7] P.Brissonneau, magnétisme et matériaux magnétiques pour l'électrotechnique, Editions HERMES, 1997.
- [8] J.Delamare, G.Reyne, O.Cugat : Microsystèmes Magnétiques Mag-MENS ; microactionneurs et microsources, Gelab, laboratoire de génie Electrique de Grenoble Institut Néel, CNRS.2003.
- [9] E.T.Lacheisserie ; électromagnétisme 1 et 2 : fondements et matériaux et applications, collection Grenoble science EDP Science, 1999.
- [10] S.Bendib, contribution à l'étude de la fluïdique dans les microsystèmes, thèse de doctorat ENS de Cachan.2003.
- [11] Samir Bendib, Laurent Prevond, Abdelhamid Benahmed, Conception d'un actionneur linéaire à aimant pour le pilotage d'une soupape. Laboratoire SATIE, Ecole Normale Supérieure de Cachan.
- [12] Bernard Multon, Application des aimants aux machines électriques, Ecole Normale Supérieure de Cachan, antenne de Bretagne Département de Mécatronique
- [13] Lilia El Amraoui, conception Electromécanique d'une gamme d'actionneurs linéaires tubulaires à réluctance variable, thèse de doctorat, université de Lille .2002.
- [14] Pierre Emmanuel Caravec, calcul et minimisation des efforts normaux parasites dans les actionneurs synchrones à aimants permanents, article JCGE Nancy.2001.
- [15] N.Chapin, N.Chau, J.colin, T.cougard, N.Gauchet, A.Sebert : la miniaturisation, Ecole des mines Sainttienne.1999.

- [16] Theodore Wildi, Electrotechnique 3<sup>e</sup> édition université de Québec.1999.
- [17] M.Zaouia, B.Meddane, R.Benramdane ; Etude d'un moteur linéaire tubulaire par la méthode des éléments finis, international conférence on computer integrated manufacturing CIP.2007.
- [18] Zhengang Sun\*, Norbert C. Cheung\*, Jianfei Pan\*, Shiwei Zhao\*, and Wai-Chuen Gan"Department of Electrical Engineering, Hong Kong Polytechnic University, Kowloon, Hong Kong. 'R&D Motion, ASM Assembly Automation Ltd., Kwai Chung, N.T., Hong Kong, article :Design and Simulation of a Magnetic Levitated Switched Reluctance Linear Actuator System for High Precision Application,IEEE.2008.
- [19] Samuel CHEVAILLER comparative study and selection criteria of linear motors, thèse de doctorat .2006.
- [20] Subburam Ramkumar, Mahadevan Balaji, Narayanaswamy Sivakumar, V. KamarajSSN College of Engineering, Kalavakkam, Tamil Nadu, India. Performance Evaluation of Single Sided Linear Induction Machine Using Finite Element Analysis, article IEEE.2006.
- [21] Qian Zhang, Fei Lin, Xiaojie You and Trillion Q. Zheng School of Electrical Engineering, Beijing Jiaotong University, Beijing, China.  
A Novel Stator Section Crossing Method of Long Stator Linear Synchronous Motor for Maglev Vehicles, article IEEE. IPEMC 2006.
- [22] J. Colton, D. Patterson, J. Hudgins, A. Montia : Modular Linear Permanent-Magnet Machine with an FPGA-Based Controller.article IEEE.2008.
- [23] Peter Virtic', Bojan Stumberger, article IEEE.2008.
- [24] Mohamed GABSI, Création d'efforts électromagnétiques, machine à réluctance variable et machine à aimants permanents, Cours d'électrotechnique Maîtrise EEA-GE, Université Paris11-ENS de Cachan -2002.
- [25] M. Dessoude, EDF-DER "Les moteurs électriques de demain"
- [26] Laurent Prevond, Etude, expérimentation et modélisation de structures hybrides innovantes tournantes et linéaires, Thèse de doctorat, CNAM 1994 France.
- [27] J. F. Eastham, R. Akmese, D. Rodger, R. JHill- Cottingham, "Prediction of thrust force in tubular induction machines ", IEEE transactions on magnetics, vol.28, No.2, March 1992, pp 1375-1377.

- [28] L. Mokrani, " Contribution à la CAO optimisée des machines électriques, Application au moteur linéaire à induction ", Thèse de doctorat, 2005 Université de Batna.
- [29] A. Zaoui, M. Abdellah, " Analyse par éléments finis d'un moteur tubulaire à induction", International Conférence on Electrotechnics, ICEL'2000, November 13-15, 2000, U.S.TOran ` M.B', Algeria, pp 91-63.
- [30] K. Adamiak, J. Mizia, G. E. Dawson, A. R. Eastham, «Finit Element Force Calculation in Linear Induction Machines ", IEEE transaction on magnetics, vol. MAG- 23, NO. 5, September 1987, pp 3005-3007.
- [31] Patrice Minotti, Antoine Ferreira, les micromachines, édition HERMES, Paris 1998.
- [32] Z.Sbiaa ; Etude et réalisation d'une micropompe et de microvalves intégrées tout Silicium, thèse de doctorat, université Paul Sabatier de toulouse, 1997.
- [33] Ghislain Remy, commande optimisée d'un actionneur linéaire synchrone pour un axe de positionnement rapide, thèse de doctorat ENSAM, CER de Lille. 2007.
- [34] Hynek Raisigel, micro-générateur magnétique planaire et micro-convertisseur intégré, thèse de doctorat Insp de Grenoble.2006.

