



Université Mohamed Khider de Biskra
Faculté des Sciences et de la Technologie
Département de génie électrique

MÉMOIRE DE MASTER

Sciences et Technologie
Électrotechnique
Commande électrique

Réf. : Entrez la référence du document

Présenté et soutenu par :
BAYYA SOLTANE

Le : mardi 28 juin 2022

Modélisation d'un moteur linéaire à induction

Jury :

Pr	CHERIET Ahmed	Pr	Université de biskra	Rapporteur
Pr	GHO GAL Adel	Pr	Université de biskra	Président
Pr	Nassima BEKHOUCHA	MCB	Université de biskra	Examineur



Université Mohamed Khider de Biskra
Faculté des Sciences et de la Technologie
Département de génie électrique

MÉMOIRE DE MASTER

Sciences et Technologie
Électrotechnique
Commande électrique

Réf. : Entrez la référence du document

Modélisation d'un moteur linéaire à induction

Le :

Présenté par :

BAYYA SOLTANE

Avis favorable de l'encadreur :

Pr. CHERIET AHMED

signature

Signature Avis favorable du Président du Jury

GHOGAL Adel

signature

Cachet et signature



REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE

MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR

ET DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE

UNIVERSITE MOHAMED KHIDER – BISKRA

FACULTE DES SCIENCES ET DE LA TECHNOLOGIE

Département DE Génie ELECTRIQUE

Filière : ELECTROTECHNIQUE

OPTION : COMMMANDE ELECRIQUE



Modélisation d'un moteur linéaire à induction

Proposé par : SOLTANE BAYYA

Dirigé par : Pr. CHERIET AHMED

Résumé

Les actionneurs électromagnétiques linéaires ont d'abord été développés pour des applications liées aux systèmes de transport. À l'heure actuelle, il existe de plus en plus d'actionneurs électromagnétiques linéaires à la place des moteurs rotatifs. Dans ce travail, nous avons étudié un moteur à induction linéaire triphasé par le logiciel FEMM. Il se compose de deux circuits magnétiques avec trois bobines identiques, la partie fixe du moteur est une plaque en aluminium représente la partie mobile du moteur. Plusieurs tests ont été menés afin d'évaluer la force en fonction de la variabilité de certain paramètres du moteur. Egalement, dans ce mémoire, nous avons abordé l'optimisation de certains paramètres du moteur.

Mots clés : FEMM, moteur linéaire à induction, modélisation, études paramétriques, RNA, Fmincon.

The development of linear electromagnet actuators began with applications related to transportation systems. At the present time, linear electromagnetic actuators are becoming more and more common in place of rotary motors. In this work, we looked at a triphasic linear

induction engine generated by the FEMM software. It consists of two magnetic circuits with three identical bobbins, and the fixed portion of the motor is represented by an aluminum plate. A number of tests were conducted to determine the force in relation to the motor's variable parameters. Additionally, we discussed the optimization of some engine parameters in this memory.

Key words: FEMM, linear induction motor, modeling, parametric studies, RNA, Fmincon.



Dédicaces

Dédicaces

Je dédie ce modeste travail :

À mes très chers parents, en témoignage et en gratitude de leur dévouement et leur soutien permanent durant toutes mes années d'études, leurs sacrifices illimités, leur réconfort moral et tous les efforts qu'ils ont consentis pour mon éducation et Mon instruction pour me voir réussir un jour à celle qui m'a donné la vie, le symbole de tendresse,

*qui s'est sacrifiée pour mon bonheur et ma réussite, à ma mère
A mon père, école de mon enfance, qui a été mon ombre durant toutes les années des études, et qui a veillé tout au long de ma vie à m'encourager, à me donner l'aide et à me protéger..*

Que dieu le garde inchallah.

*À mes frère Mohamed Omar, Abd Elrahmane soudais
, Moatasembellah ; À mes sœurs Chorouk et Chaima*

À toute la famille "Soltane ";

A mes amies

A tous ceux qui me sont chères.

A tous ceux que j'aime.

Bayya Soltane.



Remerciement

Remerciement

*Je remercie, tout d'abord, mon Dieu le tout puissant
ALLAH
qui ma donné volonté et patience pour faire ce modeste
travail*

*Je remercie mes chers parents, en témoignage et
gratitude envers eux Leur dévouement et leur soutien
constant tout au long de mes années Leurs études, leurs
sacrifices illimités, leur confort moral, et tout Les efforts
qu'ils ont faits pour mon éducation et mon éducation
Consignes pour me voir réussir un jour pour celui qui m'a
donné la vie, symbole de tendresse,*

*Je remercier aussi mon encadreur Mr CHERJET AHMED
Le premier responsable sur ce travail*

*Nos vifs remerciements aussi à tous les professeurs de
département de Génie électrique.*

*A tous ce qui furent à un moment ou à toute instante partie
prenante de ce travail.*

Sommaires

<i>Résumé</i>	
<i>Dédicace</i>	
<i>Remerciement</i>	
<i>Sommaire</i>	
<i>Liste de tableau</i>	
<i>Liste de figure</i>	
<i>Introduction générale</i>	i
<i>Chapitre I : Généralités</i>	
I.1. Introduction	1
I.2. Définition du moteur	1
I.3. Types des moteurs	1
I.3.1. Moteur rotatifs	1
I.3.1.1. Moteurs C.C	1
I.3.1.2. Moteurs à induction	2
I.3.1.3 Moteurs synchrones	3
I.3.1.4. Comparaison entre les moteurs	4
I.3.2. Moteurs linéaires	5
I.3.2.1. Principe de fonctionnement	5
I.3.3. Types des moteurs linéaires	6
I.3.3.1. Moteur à induction linéaire	6
I.3.3.2. Moteurs linéaires à accélération faible	7
I.3.3.3. Moteurs linéaires à accélération rapide	7
I.3.3.4. Moteur à inducteur simple	8
I.3.3.5. Moteur à inducteur simple circuit de fermeture	8
I.4. Applications	9
I.5. Principe de fonctionnement du moteur asynchrone	9
I.5.1. Glissement d'une machine asynchrone	10
I.6. Constitution de la machine asynchrone	11
I.7. Modélisation d'un moteur asynchrone	14
I.7.1. Hypothèse simplificatrices	14
I.8. Equations générales d'un machine à induction	14
I.8.1. Equations électriques	14
I.8.2. Equations magnétiques	15
I.8.3. Equations mécaniques	16
I.9. Conclusion	17
<i>Chapitre II: Méthodes numériques</i>	
II.1. Introduction	18
II.2. Méthode d'élément fini	18
II.2.1. Principe de la méthode	18
II.2.2. Discrétisation du domaine d'étude	20
II.2.2.1. Maillage admissible en dimension 1	20

II.2.2.2.Maillage admissible en dimension 2	21
II.2.2.2.1.Maillage admissible rectangulaire	21
II.3.Méthodes de volumes finis	22
II.3.1. Principe de la méthode	22
II.3.2.Formulation Bidimensionnelle de l'Equation de Poisson par la MVF	22
II.4.Méthode des différences finies	24
II.4.1.Principe de méthode	24
II.4.2.Notation indicielle-cas1D	25
II.4.2.1.Exemple simple 1D avec conditions de Dirichlet	25
II.5.Conclusion	26
<i>Chapitre III : Simulation d'un moteur par logicielle FMME</i>	
III.1. Introduction	27
I.2.Modélisation d'un moteur linéaire à induction à primaire simple	27
III.2.1. Description d'un moteur linéaire à induction	27
III.2.2. Modélisation par la logiciel FEMM	29
III.2.3. Résultats de la modélisation	30
III.2.4. Etude paramétrique	31
III.2.4.1. Effet de l'entrefer sur la force	31
III.2.4.2. Effet de la fréquence sur la force	32
III.2.4.3. Effet de largeur de la plaque Aluminium	34
III.2.4.4. Effet du nombre de spires	36
III.2.4.5. Effet de la distance inter-encoches (h) sur la force	38
III.2.5. Modélisation du moteur linéaire en tenant compte les dimensions optimales à (P=1)	40
III.2.6. Modélisation du moteur linéaire en tenant compte les dimensions optimales à (P=2)	42
III.2.7. Optimisation du moteur linéaire	47
III.2.7.1. Modélisation par FEMM	47
III.2.7.2. Création d'un RNA	48
III.2.7.3. Optimisation par Fmincon	50
III.3. Conclusion	50
<i>Conclusion générale</i>	51
<i>Bibliographie</i>	
<i>Annexe</i>	

Liste des figures

<i>Chapitre I : Généralités</i>	
Figure I.1: Modèle d'un moteur à courant continu	2
Figure I.2: Modèle d'un moteur asynchrone	3
Figure I.3: Modèle d'un moteur synchrone triphasé	4
Figure I.4 : Transformation d'un moteur rotatif en moteur linéaire	5
Figure I.5 : Moteurs à induction linéaire (primaire simple)	6
Figure I.6 : Moteur à induction linéaire (primaire double)	7
Figure I.7 Application du moteur linéaire avec des roues	8
Figure I.8 : Moteur linéaire à inducteur simple	8
Figure I.9: Moteur linéaire à inducteur simple sans circuit magnétique de fermeture	9
Figure I.10: Moteur asynchrone triphasé	11
Figure I.11: Stator d'un moteur asynchrone triphasé	12
Figure I.12: Rotor bobiné d'un moteur asynchrone triphasé	13
Figure I.13: Rotor avec sa cage d'écureuil d'un moteur asynchrone	13
<i>Chapitre II : Méthodes numériques</i>	
Figure II.1 : Maillage uniforme sur]a; b [21
Figure II:2 : Situation incorrecte de maillage	21
Figure II:3 : Maillage triangulaire	21
Figure II:4 : Maillage rectangulaire	22
Figure II.5 : Schéma représentant Volume de contrôle bidimensionnel	21
Figure II.6: Discrétisation en volumes finis du domaine d'étude	23
Figure II.7: Description bidimensionnel d'un volume fini	23
<i>Chapitre III : Simulation d'moteur asynchrone par logicielle FMME</i>	
Figure III.1: Moteur linéaire à primaire simple.	28
Figure III.2: Le modèle géométrique par FEMM, avec 6738 nœuds	29
Figure III.3 : Le maillage généré par FEMM, avec 6738 nœuds	29
Figure III.4 : Les lignes du champ et les vecteurs de l'induction magnétique dans le moteur linéaire à primaire simple.	30
Figure III.5 : Dégradé de couleur de courant dans le moteur linéaire à primaire simple (dans plaque aluminium).	30
Figure III .6 : Entrefer : distance entre l'inducteur et la plaque aluminium (induit)	31
Figure III .7 : Effet de l'entrefer sur la force.	31
Figure III.8 : Dégradé de couleur de l'induction magnétique pour l'entrefer 0.1mm.	32
Figure III.9 : Dégradé de couleur de courant dans la plaque et la force pour l'entrefer 0.1mm.	32
Figure III .10. Effet de la fréquence sur la force.	33
Figure III .11. Dégradé de couleur de l'induction magnétique pour fréquence 100 Hz.	33
Figure III .12. Dégradé de couleur de courant pour fréquence 100 Hz	34
Figure.III.13. Largeur de la plaque aluminium.	34

Figure III .14. Effet de la largeur de la plaque d'Aluminium sur la force	35
Figure III .15. Dégradé de couleur de l'induction magnétique pour 1mm.	35
Figure III .16. Dégradé de couleur du courant dans la plaque, d=1 mm.	36
Figure III .17. Effet de nombre de spires sur la force	37
Figure III .18. Dégradé de couleur de l'induction magnétique dans la plaque et la force pour nombre de spires (1000 spires)	37
Figure III .19. Dégradé de couleur de courant dans la plaque et la force pour nombre de spires (1000 spires)	38
Figure III .20 : Effet de h.	38
Figure III .21 : Effet d'épaisseur des dents d'encoches (h) sur la force	39
Figure III.22 : Dégradé de couleur de l'induction magnétique dans la plaque et la force pour d'épaisseur des dents d'encoches (h) de 2mm.	39
Figure III.23 : Dégradé de couleur de courant dans la plaque et la force pour d'épaisseur des dents d'encoches (h) de 2mm.	40
Figure III.24 : Le modèle géométrique de moteur linéaire (P=1).Avec 10346 nœuds.	40
Figure III.25 : Le maillage de moteur linéaire (P=1) Avec 10346 nœuds.	41
Figure III.26 : Dégradé de couleur de la répartition de l'induction magnétique dans moteur linéaire primaire simple (P=1)	41
Figure III.27 : Les vecteurs de l'induction magnétique.	41
Figure III.28 : Dégradé de couleur de la répartition de courant dans moteur linéaire primaire simple (P=1)	42
Figure III.29 : Le modèle géométrique de moteur linéaire (P=2).Avec 18099 nœuds.	43
Figure III.30 : Le maillage de moteur linéaire (P=2) Avec 18099 nœuds.	43
Figure III.31 : Dégradé de couleur de la répartition de l'induction magnétique dans moteur linéaire primaire simple (P=2)	44
Figure III.32 : Les vecteurs de l'induction magnétique.	44
Figure III.33 : Dégradé de couleur de la répartition de courant dans moteur linéaire primaire simple (P=2).	45
Figure III.34 : Modèle géométrique d'un moteur linéaire primaire simple (P=2)	45
Figure III.35 : Le maillage de moteur linéaire primaire simple P=2 Avec 29661 nœuds.	46
Figure III.36 : Dégradé de couleur de la répartition de l'induction magnétique dans moteur linéaire primaire simple (P=2)	46
Figure III.37 : Les vecteurs de l'induction magnétique.	46
Figure III.38 : Dégradé de couleur de la répartition de courant dans moteur linéaire primaire simple (P=2)	47
La Figure III.39 : Représente la caractéristique de convergence (de calcul) du RNA.	49
La Figure III.40 : Représente l'entraînement de calcul du RNA	49

Liste des tableaux

Tableau III.1 : Propriétés des matériaux du moteur	28
Tableau III.2 : Dimensions du moteur	28
Tableau.III.3 : Effet de l'entrefer sur la force.	31
Tableau.III.4 : Effet de la fréquence sur la force.	32
Tableau.III.5: Effet de largeur de plaque d'Aluminium	34
Tableau.III.6: Effet de nombre de spires	36
Tableau.III.7: Effet d'épaisseur des dents d'encoches (h) sur la force.	39
Tableau.III.8 : Les caractéristiques optimales du moteur	42
Tableau III.9 : La force en fonction de d et h	48

Liste des symboles

μ : Perméabilité magnétique (H/m)

σ : Conductibilité électrique ($\Omega^{-1}m^{-1}$)

H: Champ magnétique (A/m)

E: Champ électrique (V/m)

B: Induction magnétique (T)

J: Densité de courant totale (A/m^2)

ω : pulsation électrique

Ω_s : Vitesse rotorique.

Ω_r : Vitesse rotorique.

R_s : Résistance d'un enroulement réel du stator.

R_r : Résistance d'un enroulement fictif (non mesurable) rotorique

L_s : Inductance propre d'un enroulement factif du rotor.

M_s : Inductance mutuelle de couplage entre phases du stator.

L_r : Inductance propre d'un enroulement factif du rotor.

M_r : Inductance mutuelle de couplage entre phases du rotor.

M_{sr} : Valeur maximale de l'inductance mutuelle entre phase du stator/rotor.

J : Moment d'inertie des masses tournantes.

C_r : Couple résistant imposé à l'arbre de la machine.

C_{em} : Couple électromagnétique.

L_s : Inductance cyclique statorique.

L_r : Inductance cyclique rotorique.

M : Inductance mutuelle cyclique stator-rotor.

$V(x)$: Fonction de Lyapunov.

$[I_s]$: Matrice des courants au stator.

$[I_r]$: Matrice des courants au rotor.

$[v_s]$: Matrice des tensions au stator.

$[v_r]$: Matrice des tensions au rotor.

$[\phi_s]$: Matrice des flux du couplage magnétique de la machine au stator

$[\phi_r]$: Matrice des flux du couplage magnétique de la machine au rotor.

$[L_s]$: Matrice des bobinages au stator.

$[L_r]$: Matrice des bobinages au rotor.

Introduction générale

Introduction générale

Les moteurs asynchrones ou moteurs à induction sont les moteurs les plus répandus dans l'industrie. La modélisation de tels moteurs est indispensable afin d'étudier leurs comportements et mener par la suite un travail d'optimisation. Parmi les méthodes numériques utilisées dans la modélisation des moteurs électriques on cite la méthode des éléments finis. Cette dernière est implémentée dans le logiciel de modélisation FEMM.

Pour aborder l'optimisation du moteur, nous avons créé un réseau de neurones équivalent. En effet, un réseau de neurones peut prendre différentes formes, selon les objets de données qu'il manipule, ainsi que sa complexité et la méthode de traitement des données. Les architectures ont leurs forces et leurs faiblesses, qui peuvent être combinées pour optimiser les résultats. Par conséquent, le choix de l'architecture est crucial et principalement déterminé par les objectifs. Pour notre cas, nous avons exploité les outils de création de tels réseaux qui sont implémentés dans l'environnement Matlab.

L'objectif principal qui a été fixé consiste à évaluer, dans un premier temps, la force électromagnétique générée dans un moteur à induction linéaire triphasé de forme plate par la formule de Lorentz en tenant compte la variabilité de certains paramètres du moteur.

Ce mémoire comprendra une introduction, trois chapitres, une conclusion générale et une bibliographie.

Dans le premier chapitre nous allons présenter quelques généralités sur la machine asynchrone et la modélisation d'un moteur asynchrone. La présentation des modèles mathématiques utilisés ainsi que les différents types du moteur.

Dans le deuxième chapitre, nous avons introduit les méthodes numériques, il existe plusieurs techniques pour résoudre les équations aux dérivées partielles. Par exemple, la méthode des différences finies, la méthode des volumes finis, la méthode spectrale, etc. Sans aucun doute, la méthode la plus utilisée est la méthode des éléments finis, implémentée dans le logiciel de modélisation FEMM.

Dans le troisième chapitre, nous présentons la modélisation et la simulation des moteurs électromagnétiques linéaires avec plusieurs configurations. Cette modélisation est réalisée sous FEMM. La répulsion magnétique de la partie mobile du moteur, représentant la grandeur d'intérêt, est évaluée selon plusieurs paramètres variables, tels que : le courant d'alimentation

Introduction générale

de l'inducteur, l'épaisseur de l'entrefer, largeur de la plaque d'aluminium, le nombre de spires et la fréquence du courant source.

Chapitre I : Généralités

I.1. Introduction

Plus de 60% de l'énergie électrique consommée dans les pays développés est convertie en énergie mécanique via des moteurs électriques. Le moteur asynchrone présente le meilleur rapport qualité/prix car il est facile à construire, efficace et nécessite un entretien plus facile. Dans ce chapitre, dans un premier temps, nous allons introduire le modèle mathématique d'une machine asynchrone. Egalement, nous détaillerons la structure d'un moteur asynchrone dans ce chapitre.

I.2. Définition du moteur

Un moteur électrique est une sorte d'équipement électromécanique qui convertit l'énergie électrique en énergie mécanique. Tous les moteurs électriques sont réversibles, ce qui signifie qu'ils peuvent produire un courant électrique lorsqu'ils sont actionnés mécaniquement. Un générateur peut être constitué d'un moteur électrique à courant alternatif, tandis qu'une dynamo peut être constituée d'un moteur électrique à courant continu (dynamo de machine électrique). Pour cette raison, les experts préfèrent se référer aux machines électriques [6]. Les machines électriques qui génèrent de l'énergie électrique à partir d'énergie mécanique sont appelées génératrices, dynamos ou génératrices, selon la technologie utilisée. Les appareils électriques qui produisent de l'énergie mécanique à partir d'énergie électrique sont appelés moteurs [7].

I.3 .Types des moteurs

I.3.1.Moteur rotatifs

I.3.1.1. Moteurs C.C

Le moteur à courant continu est alimenté par des batteries, des batteries, une dynamo ou, généralement de nos jours, un alternateur avec un dispositif de redressement de courant. Les machines à courant continu se caractérisent par leur capacité à régler facilement leur vitesse, leur couple et leur sens de rotation. Le principal inconvénient est l'usure du balai (fixe) au contact du collecteur (mobile). De plus, ses moteurs sont très lents. D'autre part, les moteurs à courant continu sans balais ne présentent aucun de ces inconvénients et conviennent à une grande variété d'applications figure I.1.

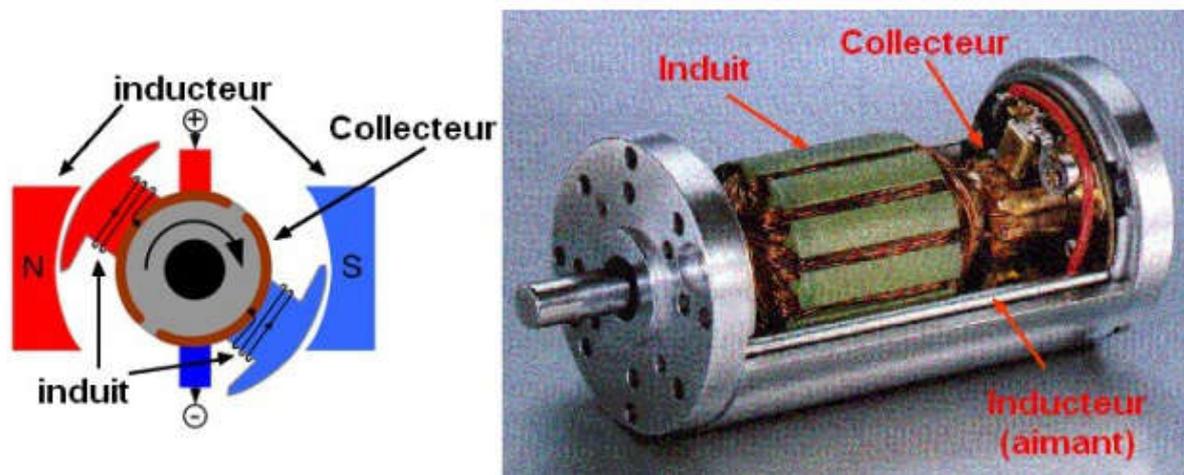


Figure I.1: Modèle d'un moteur à courant continu.

I.3.1.2. Moteurs à induction

Une machine asynchrone, parfois appelée "machine à induction" en raison de son origine anglo-saxonne, est une machine alimentée en courant alternatif sans source d'alimentation pour le rotor. L'induction électromagnétique induit des courants dans la partie mobile, d'où le mot anglais. Le mot "asynchrone" fait référence au fait que les vitesses des machines ne coïncident pas toujours avec la fréquence des courants qui les traversent [7].

Jusqu'à l'introduction de l'électronique de puissance, la machine asynchrone et la machine synchrone étaient de féroces concurrentes dans les domaines de forte puissance. Aujourd'hui, il est utilisé dans une variété d'applications, y compris le transport (métro, trains et propulsion de navires), l'industrie (machines-outils) et les appareils électroménagers, entre autres. Auparavant, ils étaient utilisés exclusivement comme moteurs, mais grâce aux progrès de l'électronique de puissance, ils sont de plus en plus utilisés comme générateurs, comme les éoliennes figure I.2 [7].

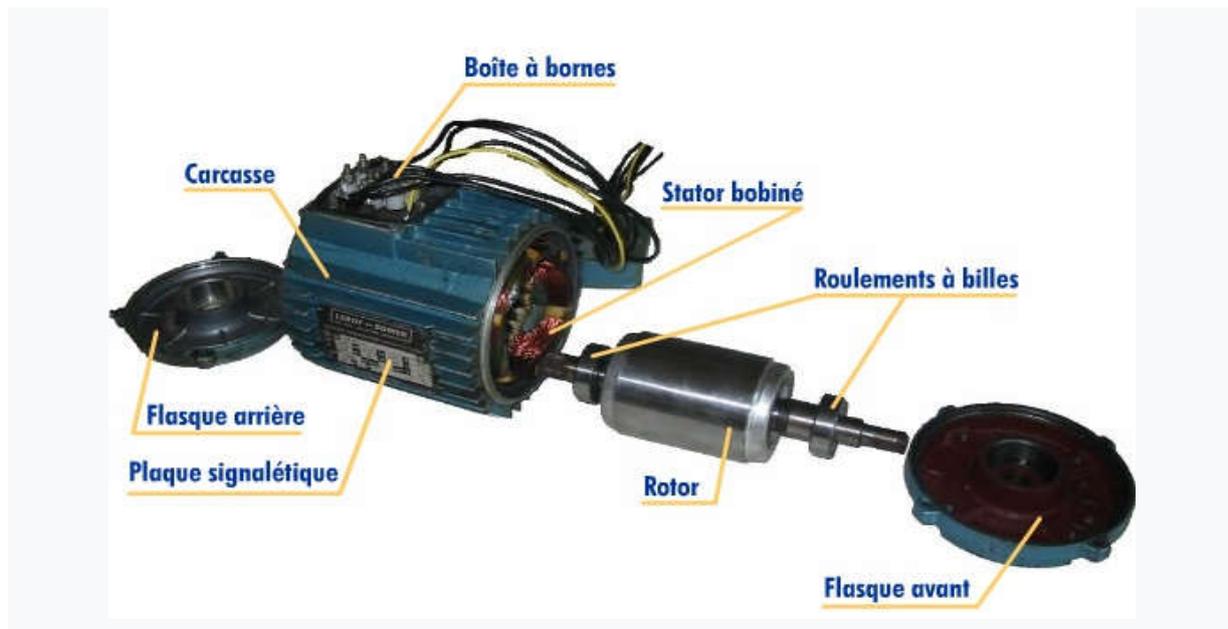


Figure I.2: Modèle d'un moteur asynchrone.

I.3.1.3 Moteurs synchrones

En tant que générateur, la machine synchrone est fréquemment utilisée. Ensuite, nous parlons du générateur. Des générateurs d'une capacité allant jusqu'à 1 500 mégawatts sont utilisés dans les centrales électriques pour produire de l'électricité. La fréquence des courants traversant ces appareils détermine la vitesse de rotation de ces machines. Les systèmes de traction ferroviaire utilisent également des machines synchrones.

Et la vitesse de rotation de tels appareils est toujours proportionnelle à la fréquence des courants qui les traversent, comme leur nom l'indique. Ce dispositif peut être utilisé pour augmenter le facteur de puissance de l'installation. C'est ce qu'on appelle un "compensateur synchrone" figure I.3 [7].

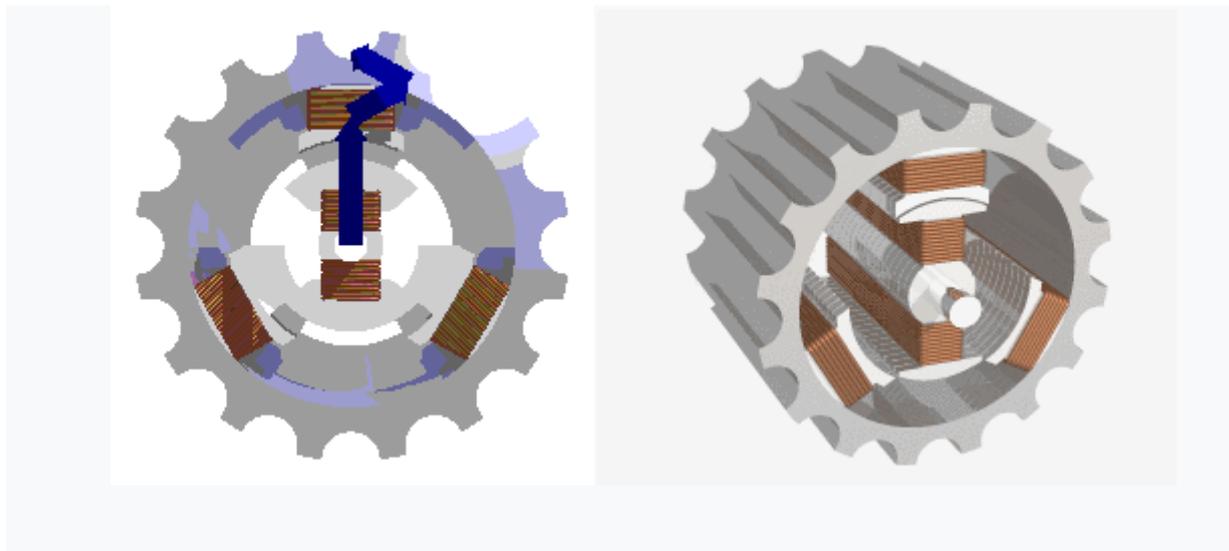


Figure I.3: Modèle d'un moteur synchrone triphasé

I.3.1.4. Comparaison entre les moteurs

Moteur C.C	Moteur à induction	Moteur synchrone
<ul style="list-style-type: none"> ➤ Plus la vitesse de rotation est élevée, plus la pression sur les balais doit augmenter pour maintenir le contact avec le collecteur, et donc plus le frottement est important ; ➤ Ainsi, lors de conduite à grande vitesse, les balais doivent être remplacés particulièrement régulièrement ; ➤ L'ouverture forcée des contacts par le collecteur peut créer des arcs susceptibles d'user rapidement l'interrupteur et de créer des perturbations dans le 	<ul style="list-style-type: none"> ➤ Structure simple. ➤ Robuste et facile à construire. ➤ économiser des coûts. ➤ Pas de système d'anneau de brosses. ➤ Il n'y a pas de découplage naturel. ➤ non linéaire [9]. ➤ Le courant de démarrage très élevé que le courant nominale. ➤ La vitesse dépend de la charge. ➤ Nécessite un variateur de vitesse ➤ Il tourne à vitesse variable différente de la vitesse synchrone. ➤ Large domaine 	<ul style="list-style-type: none"> ➤ Rapports couple/masse et puissance/masse élevés. ➤ Très bonnes performances. ➤ Pour atteindre une vitesse élevée, il est nécessaire d'augmenter le courant du stator pour démagnétiser la machine. Cela conduira inévitablement à des pertes statoriques accrues dues à l'effet Joule. ➤ Cette non-régulation du débit ne permet pas une régulation souple sur une plage de vitesse très large. ➤ Incapable de réguler l'excitation [12].

circuit de puissance, en plus d'être soumis à un rayonnement électromagnétique [11].	d'utilisation [17].	
--	---------------------	--

I.3.2. Moteurs linéaires

I.3.2.1. Principe de fonctionnement

Le principe de base d'un MIL est le même que celui d'un moteur à induction rotatif. Le moteur à induction linéaire peut être considéré comme un moteur rotatif qui a été coupé selon la direction radiale et déroulé à plat figure I.4 [14].

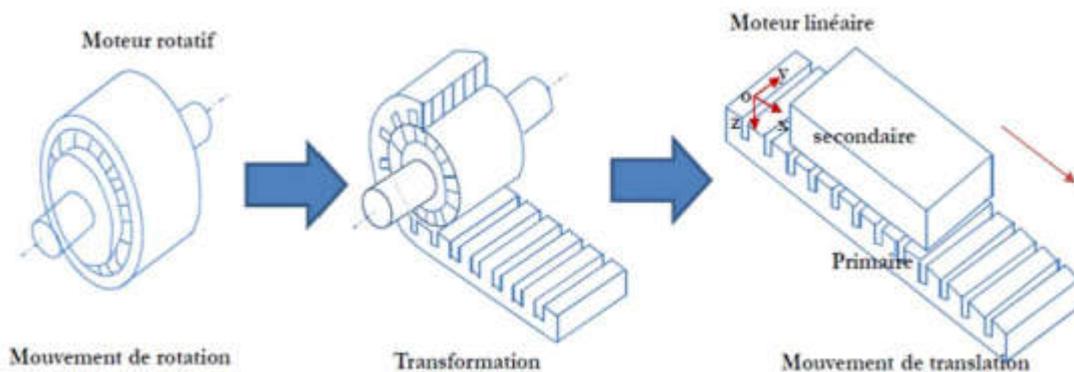


Figure I.4 : Transformation d'un moteur rotatif en moteur linéaire.

La figure (I.4) présente le passage d'un moteur rotatif à un moteur linéaire. Il présente également, un moteur linéaire à induction avec un seul primaire. Les enroulements sont placés suivant l'axe transversal \vec{OY} . Les courants créent le champ d'induction magnétique dirigés suivant l'axe \vec{OZ} . Si les enroulements sont convenablement répartis et alimentés par une source électrique polyphasée de pulsation le champ magnétique se propage sous la forme d'une onde glissante selon la direction \vec{OX} :

$$B = B_{max} \cos \left(\frac{\pi * x}{\tau} - \omega t \right) \quad (I.1)$$

W : représente le pas polaire du moteur.

Bmax : Induction magnétique max du moteur.

Le primaire se compose d'enroulements équilibrés qui sont uniformément positionnés à l'écart. Le secondaire est constitué d'une plaque conductrice. Lorsque l'enroulement primaire est

alimenté par un système de tension triphasé Alternativement, un champ magnétique de traction se produit sur la longueur du primaire. Ce champ tourne à vitesse synchrone dans l'entrefer, il induit donc un courant Foucault dans la plaque mineure. L'interaction du champ magnétique primaire et du champ magnétique La poussée générée par le champ magnétique des courants de Foucault Bouger et crier le mouvement moteur.

I.3.3.Types des moteurs linéaires

I.3.3.1. Moteur à induction linéaire

Ces moteurs sont les moins chers par rapport aux autres types linéaires, leur grand avantage c'est sa robustesse venant de la simplicité de la construction. Les structures plates peuvent être classées selon le nombre de primaires :

- Primaire unique: Cette structure est la plus utilisée, car elle s'intègre facilement dans la majorité des applications Figure I.5.

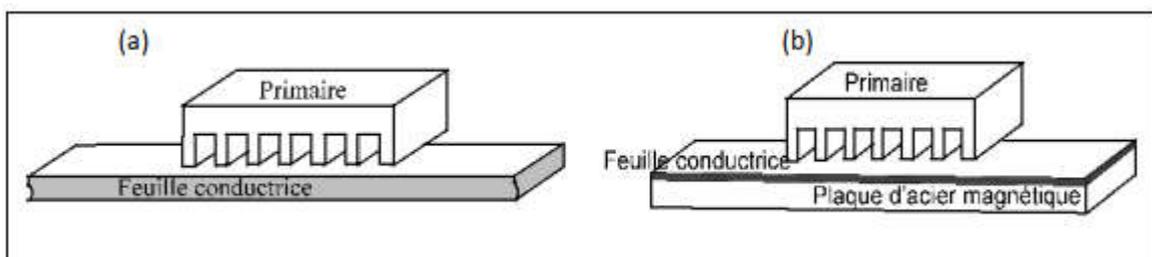


Figure I.5 : Moteurs à induction linéaire (primaire simple). [13]

La figure I.5 (a) présente un moteur a primaire simple sans circuit magnétique de retour, les lignes d'induction se ferment dans l'air.

La figure I.5 (b) présente un moteur linéaire a induit composite constitué d'une feuille conductrice appliquée sur une plaque d'acier magnétique assurant le retour du flux [13].

- Primaire double: Il permet d'obtenir, d'une part des forces de poussées plus élevées que pour la structure a 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. Ils sont les plus utilisés dans l'industrie, et peuvent être divisés en trois parties : les moteurs linéaires à inductions, les moteurs synchrone linéaires et les moteurs linéaires à courant continu figure I.6.

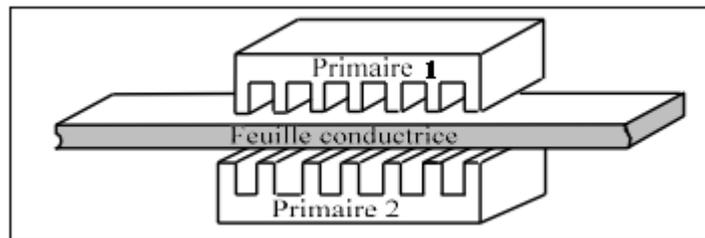


Figure I.6 : Moteur à induction linéaire (primaire double).

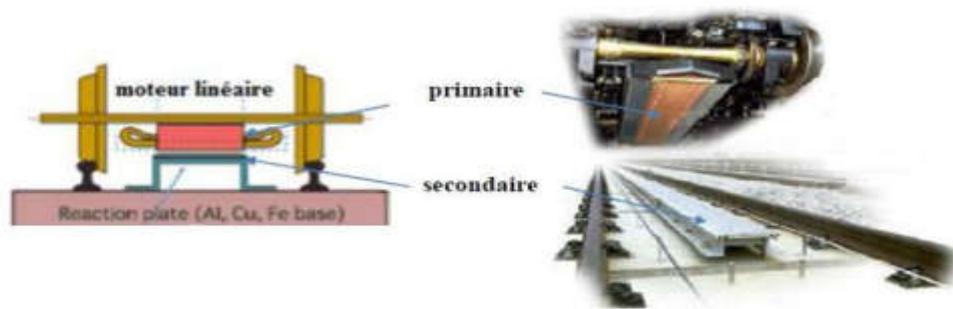
La figure I.5 présente un moteur linéaire à double primaires avec une partie secondaire conductrice. Cette dernière structure a été retenue comme structure de base dans le cadre de notre travail [13].

I.3.3.2. Moteurs linéaires à accélération faible

Ils sont généralement utilisés pour les applications dans lesquelles l'endurance (ou la résistance) est favorisée par rapport à la puissance ou l'énergie [16].

I.3.3.3. Moteurs linéaires à accélération rapide

Ces types de conceptions de moteurs linéaires Pour les systèmes de transport (trains à lévitation magnétique) et d'automatisation. Cette il est possible de générer des moteurs linéaires à accélération rapide des vitesses plus élevées pendant de courtes périodes, par exemple dans équipements militaires (torpilles, lanceurs, etc.), engins spatiaux de propulsion, etc [15]. Aujourd'hui, les moteurs linéaires les plus utilisés en traction ferroviaire sont des moteurs plats a primaire simple figure I.7 (a) Le primaire est installé sur le train. Le secondaire est en aluminium avec une bande magnétique en fer pour le retour du champ magnétique. L'ensemble est installé au sol le long des rails figure I.7 (b) Le secondaire au sol est souvent appelé troisième rail. Les roues servent simplement à soutenir le train figure I.7 [14].

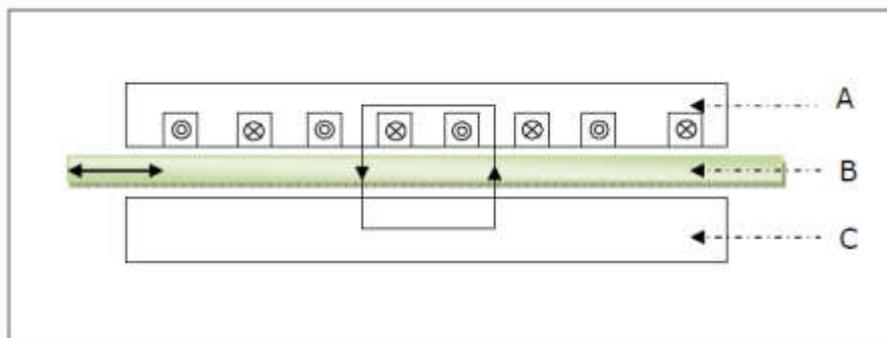


(a) Structure (b) Montage du moteur linéaire sur un train

Figure I.7 : Application du moteur linéaire avec des roues.

I.3.3.4. Moteur à inducteur simple

Le principe de fonctionnement est le couplage magnétique : la bobine de l'inducteur traverse le circuit d'alimentation crée un champ magnétique qui crée un courant dans l'armature. Interaction Le courant induit et le champ induit produisent une poussée. Ce type de moteur a un circuit Fermeture magnétique figure I.8.



A : inducteur.

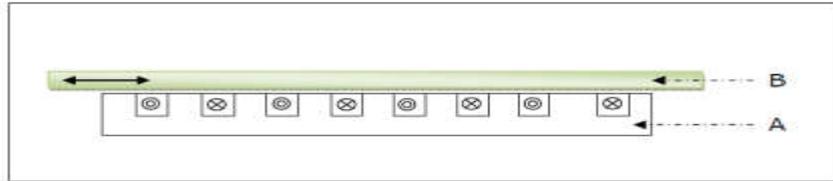
B : induit.

C : circuit magnétique de fermeture.

Figure I.8 : Moteur linéaire à inducteur simple [17].

I.3.3.5. Moteur à inducteur simple sans circuit de fermeture

Le même principe que le précédent, sauf que les lignes d'induction se ferment dans l'air figure I.9.



A : inducteur.

B : induit.

Figure I.9: Moteur linéaire à inducteur simple sans circuit magnétique de fermeture.

I.4. Applications

Les moteurs asynchrones (moteurs triphasés et monophasés) conviennent à une variété d'applications. Avec l'avènement des variateurs de fréquence, il était même possible de contrôler très précisément la vitesse du moteur, ce qui élargissait considérablement son utilité. Aujourd'hui, il existe des moteurs à induction pour diverses applications :

- Machines d'entraînement industrielles (principalement des machines-outils d'entraînement)
- Appareils électroménagers (machines à laver, etc.)
- Production de froid (condenseurs, réfrigérateurs)
- Pompes (pompes de piscine, pompes de relevage, etc.)
- Ventilation (VMC, Ventilateur-convecteur)
- Air comprimé (compresseur)

I.5. Principe de fonctionnement du moteur asynchrone

Le fonctionnement du moteur asynchrone est basé sur la génération de courant dans le conducteur lorsque celui-ci est coupé. Les lignes de force du champ magnétique, dont le "moteur à induction" est le terme donné à ce type de moteur. Le cours de l'action est lorsque ce courant résultant est combiné avec le champ. Le rotor est entraîné par un champ magnétique moteur [8].

Dans le stator, les courants forment un champ magnétique tournant. La fréquence des courants statoriques détermine la fréquence de rotation de ce champ, sa vitesse de rotation est donc proportionnelle à la fréquence de la source d'alimentation. La vitesse synchrone est la vitesse à laquelle ce champ tournant tourne.

En conséquence, les changements de flux affectent l'enroulement du rotor (du champ magnétique). Les courants rotatifs sont générés par une force électromotrice induite. Le développement du couple, qui tend à opposer le mobile à l'oscillation du flux, est dû à ces courants : loi de Lenz. En conséquence, le rotor commence à tourner pour tenter de suivre le champ du stator [2].

I.5.1. Glissement d'une machine asynchrone

Le glissement est un nombre qui décrit la différence de vitesse de rotation entre une machine asynchrone et une machine virtuelle synchrone avec le même stator. L'opération asynchrone est identifiée par le coupon "g", qui est défini comme [2].

$$g = \frac{(\Omega_s - \Omega_r)}{\Omega_s} \quad (I.2)$$

g : glissement du moteur asynchrone en pourcentage [sans unité]

Ω_s : Vitesse du champ tournant d'origine statorique.

Ω_r : Vitesse du champ tournant d'origine rotorique

Ce n'est que si le courant induit traverse la bobine qu'il peut y avoir un couple au moteur. Le courant traversant le coude détermine ce couple, qui ne peut se produire que s'il y a une oscillation de l'écoulement au niveau de ce coude. Ainsi, il doit y avoir une différence de vitesse entre la bobine et le champ tournant. C'est pourquoi un moteur électrique qui fonctionne sur le même concept que le moteur dont nous venons de parler est appelé moteur asynchrone. La différence entre la vitesse synchrone (N_s) et la vitesse de rotation (N) est appelée "glissement" (g) et est mesurée en pourcentage de la vitesse synchrone.

Ce n'est que si le courant induit traverse la bobine qu'il peut y avoir un couple au moteur. Le courant traversant le coude détermine ce couple, qui ne peut se produire que s'il y a une oscillation du flux au niveau de ce coude. Ainsi, il doit y avoir une différence de vitesse entre la bobine et le champ tournant. C'est pourquoi un moteur électrique qui fonctionne sur le même concept que le moteur dont nous venons de parler est appelé moteur asynchrone. La différence entre la vitesse synchrone (N_s) et la vitesse de rotation (N) est appelée "glissement" (g) et est mesurée en pourcentage de la vitesse synchrone.

$$g = [N_s - N] / N * 100 \quad (I.3)$$

g : glissement du moteur asynchrone en pourcentage [sans unité].

ns : la fréquence de rotation du domaine B en tours par seconde [tr.s-1].

n : fréquence de rotation du rotor en tours par seconde [tr.s-1].

La fréquence du courant du rotor est calculée en multipliant l'alimentation du diviseur de fréquence de fonctionnement. Par conséquent, lorsque le moteur démarre, le courant de rotation a la fréquence la plus élevée.

L'importance du glissement en régime permanent dépend de la charge du moteur et de la tension qui lui est appliquée : il est plus faible lorsque le moteur est léger et il augmente lorsque le moteur est moins puissant [8].

I.6.Constitution de la machine asynchrone

Les moteurs asynchrones, souvent appelés moteurs à induction, utilisent du courant alternatif pour fonctionner. Sa caractéristique unique est qu'il fonctionne à l'aide d'une armature courte, éliminant ainsi le besoin de connexion électrique. Le circuit d'excitation de ce moteur peut être raccordé à un réseau électrique monophasé ou polyphasé selon sa structure.

La construction d'une machine asynchrone triphasée [1] est illustrée à la Figure I.10.

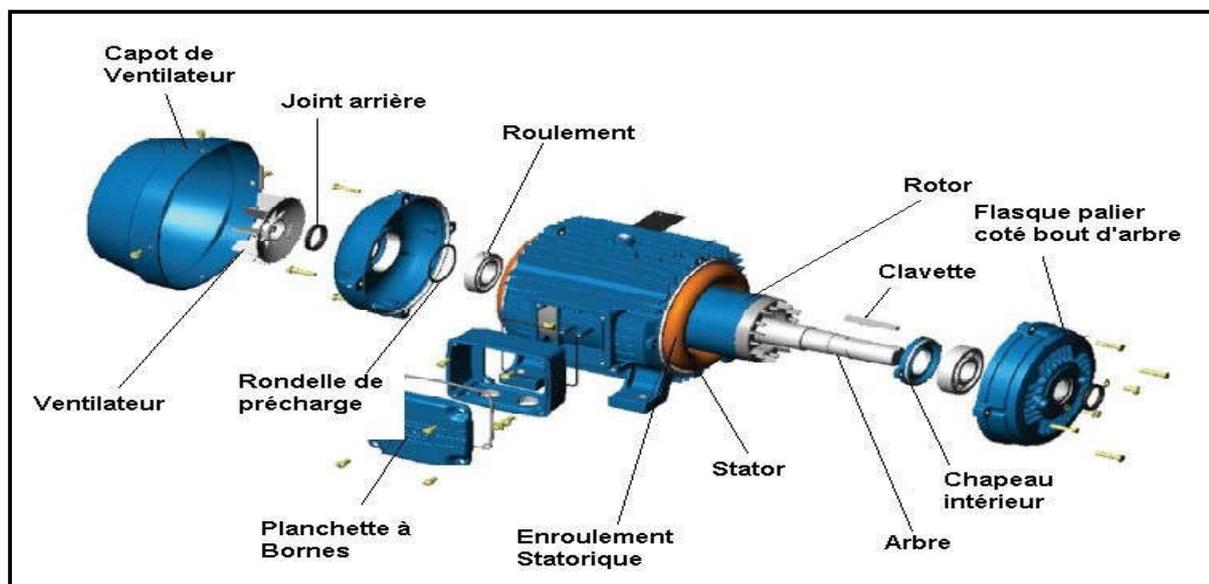


Figure I.10: Moteur asynchrone triphasé

Il se compose d'un stator connecté magnétiquement (stator) et d'une partie rotative (rotor) [1].

➤ **Stator**

Il se compose d'une bobine enroulée répartie dans les fentes du circuit magnétique et constitue une partie fixe de l'appareil où l'alimentation est connectée. Ce circuit magnétique (Fig. I.4) est constitué d'un empilement de tôles avec des fentes découpées parallèlement à l'axe de la machine. Les conducteurs à fentes et les têtes de bobine sont les deux composants d'une bobine de stator. Des conducteurs à fentes permettent de créer un champ magnétique dans l'entrefer à l'origine de la conversion électromagnétique. Les en-têtes de bobine organisent le flux précis des courants d'un conducteur à fente à un autre, permettant aux courants de se bloquer figure I.11 [4].

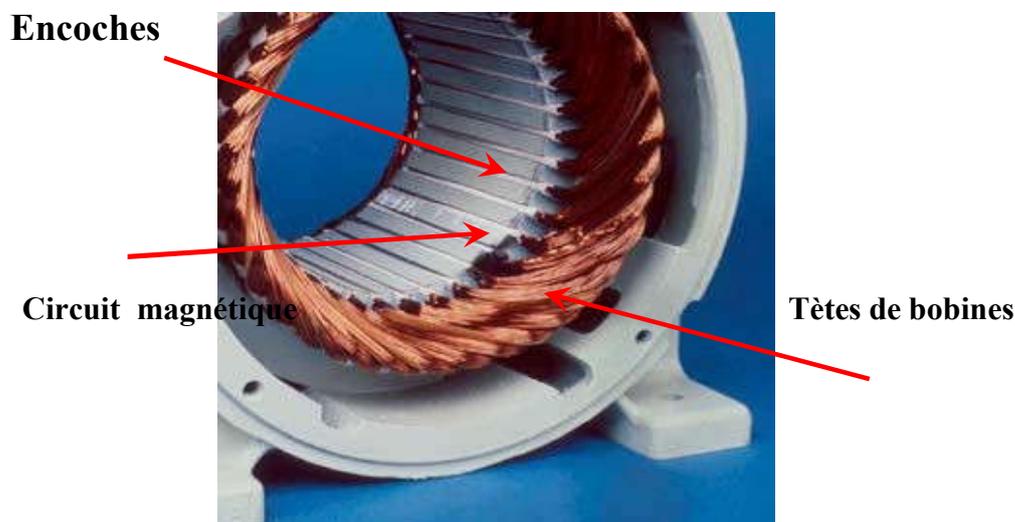


Figure I.11: Stator d'un moteur asynchrone triphasé

➤ **Rotor**

De l'extérieur, un anneau de plaques rainurées est concentrique au premier et est séparé par un mince interstice d'épaisseur constante. Le secondaire est réalisé en bobinant un court polyphasé au rotor. Les structures rotatives sont principalement divisées en deux catégories [1].

➤ **Plaie de vertige**

Ils sont réalisés de la même manière que les bobinages du stator (insertion des bobinages dans les encoches du rotor). Une série d'anneaux de balais ont été placés sur l'arbre de la machine, mettant à disposition les phases du rotor [4].

Relier les trois bornes (si le bobinage est triphasé) à trois anneaux où une pression sur trois balais permet d'accéder aux phases du rotor pour porter un bobinage de même nature que le stator. Par exemple, modifiez les adjectifs figure I.12 [1].

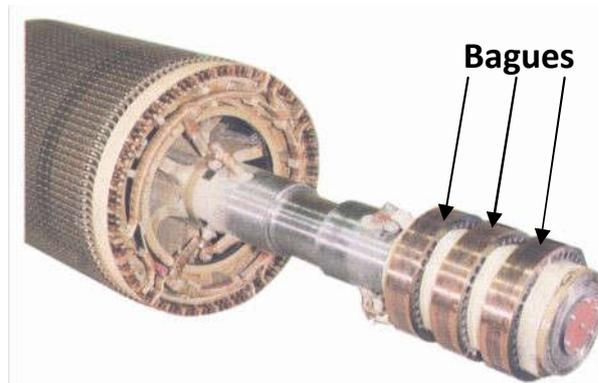


Figure I.12: Rotor bobiné d'un moteur asynchrone triphasé.

➤ **Rotor à cage**

Il existe de nombreuses structures de rotor à cage, qui sont principalement déterminées par la taille du moteur et l'application prévue. Pour les gros moteurs, les enroulements à cage d'écureuil sont usinés à partir de barres de cuivre, mais pour les petits moteurs, des barres d'aluminium sont utilisées. Deux anneaux "courts", également en cuivre ou en aluminium, raccourcissent ces tiges à chaque extrémité. La coulée du circuit électrique du rotor en coulant de l'aluminium dans les trous fermés prévus dans le circuit magnétique est une autre méthode de fabrication. Le principal avantage de ce procédé est la grande flexibilité du rotor, la facilité de fabrication et le faible coût de production pour des machines nécessitant peu d'entretien figure I.13.

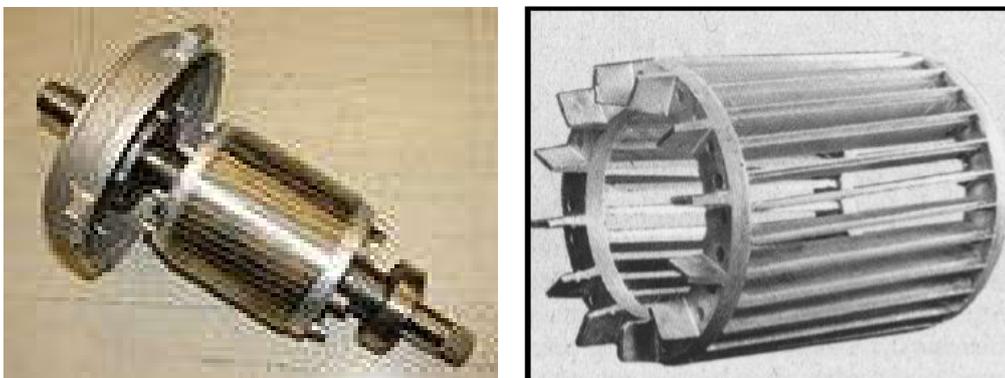


Figure I.13: Rotor avec sa cage d'écureuil d'un moteur asynchrone.

I.7. Modélisation d'un moteur asynchrone

Il faut dépendre quelque chose pour le corriger. Parce qu'elle englobe tant de phénomènes divers, la machine asynchrone n'est pas un système simple. Son fonctionnement est activé par la saturation, l'effet de peau et d'autres aspects compliqués. Ces phénomènes ne seront cependant pas signalés car, d'une part, ils sont gênants. Bien que la formulation mathématique soit compliquée, elle a un impact substantiel sur le comportement du système. Une machine peut être considérée comme triviale dans certaines situations. Cela nous permet d'obtenir des équations simples qui sont gratuites avec précision du fonctionnement de la machine [1].

I.7.1. Hypothèse simplificatrices

La modélisation de la machine asynchrone repose sur un certain nombre d'hypothèses simplificatrices, parmi lesquelles [3] :

- Les circuits magnétiques sont symétriques.
- Dans l'entrefer, la distribution de l'induction est sinusoïdale.
- Il n'y a pas de changement dans l'entrefer.
- Les phénomènes de saturation sont ignorés.

I.8. Equations générales d'un machine à induction

I.8.1. Equations électriques

D'après la loi de Faraday, on peut écrire :

$$V = Ri + d\phi / dt \quad (I.4)$$

L'écriture matricielle condensée résume cette écriture pour les trois phases statoriques :

$$[V_{abc}] = R[i_{abc}] + \frac{d}{dt}[\phi_{abc}] \quad (I.5)$$

[V] : Matrice des tensions

[ϕ] : Matrice des flux

Pour le stator :

$$\begin{bmatrix} V_{sa} \\ V_{sb} \\ V_{sc} \end{bmatrix} = \begin{pmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{pmatrix} * \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varphi_{sa} \\ \varphi_{sb} \\ \varphi_{sc} \end{bmatrix} \quad (I.6)$$

[Vs] : Matrice des tensions au stator.

[φs] : Matrice des flux du couplage magnétique de la machine au stator.

Rs : Résistance d'un enroulement réel du stator.

Is : Inductance propre d'un enroulement réel du stator.

Pour le rotor :

$$\begin{bmatrix} V_{ra} \\ V_{rb} \\ V_{rc} \end{bmatrix} = \begin{pmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{pmatrix} * \begin{bmatrix} i_{ra} \\ i_{rb} \\ i_{rc} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varphi_{ra} \\ \varphi_{rb} \\ \varphi_{rc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (I.7)$$

[Vr] : Matrice des tensions au rotor

[φr] : Matrice des flux du couplage magnétique de la machine au rotor

Rr : Résistance d'un enroulement réel du rotor.

Ir : Inductance propre d'un enroulement réel du rotor.

Les tensions du rotor sont nulles car il est en court-circuit [9].

I.8.2. Equations magnétiques

Chaque flux interagit avec tous les courants des phases, y compris le sien (notion de flux / self-inductance) [9]. En supposant que la machine fonctionne en régime linéaire, les relations entre le flux au stator et le courant rotorique sont les suivantes [2].

$$\begin{bmatrix} [\phi_s] \\ [\phi_r] \end{bmatrix} = \begin{pmatrix} [L_s] & [M_{sr}] \\ [M_{rs}] & [L_r] \end{pmatrix} * \begin{bmatrix} [I_s] \\ [I_r] \end{bmatrix} \quad (I.8)$$

[φr] : Matrice des flux du couplage magnétique de la machine au rotor

[φs] : Matrice des flux du couplage magnétique de la machine au stator

\mathbf{I}_s : Inductance propre d'un enroulement réel du stator.

\mathbf{I}_r : Inductance propre d'un enroulement réel du rotor.

$[\mathbf{L}_s]$: Matrice des bobinages au stator.

$[\mathbf{L}_r]$: Matrice des bobinages au rotor.

$[\mathbf{M}_r]$: Inductance mutuelle de couplage entre phases du rotor.

Avec : au stator, $[\mathbf{L}_s] = \begin{pmatrix} I_s & M_s & M_s \\ M_s & I_s & M_s \\ M_s & M_s & I_s \end{pmatrix}$ est la matrice d'inductance (I.9)

\mathbf{M}_s : L'inductance mutuelle de couplage entre phases du stator.

$$[\mathbf{L}_r] = \begin{pmatrix} I_r & M_r & M_r \\ M_r & I_r & M_r \\ M_r & M_r & I_r \end{pmatrix} \quad \text{(I.10)}$$

Et :

$$[\mathbf{M}_{sr}] = [\mathbf{M}_{rs}] = M_{sr} \begin{pmatrix} \cos \theta & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos \theta & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos \theta \end{pmatrix} \quad \text{(I.11)}$$

θ : Ecart angulaire entre stator et rotor [2].

I.8.3. Equations mécaniques

L'équation mécanique s'exprime par :

$$C_e - C_r = J \frac{d}{dt} \Omega + f \Omega \quad \text{(I.12)}$$

C_r : Couple résistant imposé à l'arbre de la machine

C_e : Couple électromagnétique.

Le couple électromagnétique est calculé comme suit :

$$C_e = [i_{as}, i_{bs}, i_{cs}] \frac{d}{dt} [M_{sr}] \begin{bmatrix} i_{ar} \\ i_{br} \\ i_{cr} \end{bmatrix} \quad (I.13)$$

Avec :

J : moment d'inertie du rotor.

F : coefficient de frottement visqueux.

P : nombre de pair de pole.

Étant donné que le système d'équations de cette référence à des coefficients variables en fonction du temps, la résolution analytique est extrêmement difficile (angle de rotation). Nous pouvons minimiser un tel système en utilisant une technique connue sous le nom de transformation de Park [1].

Les équations de flux sont données par :

$$\begin{cases} \Phi_{ds} = L_s i_{ds} + M i_{dr} \\ \Phi_{qs} = L_s i_{qs} + M i_{qr} \end{cases} \quad (I.14)$$

$$\begin{cases} \Phi_{dr} = L_r i_{dr} + M i_{ds} \\ \Phi_{qr} = L_r i_{qr} + M i_{qs} \end{cases} \quad (I.15)$$

I.9. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté des informations générales sur les moteurs rotatifs, les moteurs linéaires et leurs composants ainsi que leur fonctionnement. Nous avons étudié les équations de la machine pour la modéliser. La source d'alimentation considérée dans telle modélisation est de forme sinusoïdale. Nous avons également présenté les différents types des moteurs linéaires à induction. Ce type de moteurs fait l'objet principal de ce travail.

Chapitre II: Méthodes numériques

II.1. Introduction

L'analyse numérique englobe les mathématiques et de l'informatique. Il s'intéresse aux fondements et aux applications pratiques des méthodes de résolution numérique. Ce chapitre est consacré à l'étude des principales méthodes numériques utilisées dans le domaine de la modélisation des machines électriques. Ces méthodes numériques sont la méthode des éléments finis (MEF), la méthode des différences finies (MDF) et la méthode des volumes finis (MVF).

II.2. Méthode d'élément fini

II.2.1. Principe de la méthode

Nous écrivons la formule variationnelle comme suit :

$$(P) \begin{cases} \text{trouver } u \in V \\ a(u, v) = l(v), \forall v \in \Omega \end{cases} \quad (\text{II.1})$$

Nous trouverons une approximation de la fonction u . Pour cela, nous définissons une grille de domaines, grâce à laquelle on définira un espace approximatif V_h :

$$(P_h) \begin{cases} u_h \in V_h \\ a(u_h, v_h) = l(v_h), \forall v_h \in V_h \end{cases} \quad (\text{II.2})$$

On a :

$$u_h = \sum_{i=1}^N u_i \varphi_i \quad (\text{II.3})$$

Le problème devient :

$$\begin{cases} u_1, u_2, \dots, u_N \text{ tels que} \\ \sum_{i=1}^N u_i a(\varphi_i, v_h) = l(v_h), \forall v_h \in V_h \end{cases} \quad (\text{II.4})$$

Soit par la linéarité, on trouve :

$$\begin{cases} \text{trouver } u_1, u_2, \dots, u_N \text{ tel que} \\ \sum_{i=1}^N u_i a(\varphi_i, \varphi_j) = l(\varphi_j), \forall j = 1, \dots, N \end{cases} \quad (\text{II.5})$$

C'est-à-dire, cela conduit à la résolution du système linéaire suivant :

$$\begin{pmatrix} a(\varphi_1, \varphi_1) & \dots & a(\varphi_N, \varphi_1) \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ a(\varphi_1, \varphi_N) & \dots & a(\varphi_N, \varphi_N) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} u_1 \\ \vdots \\ u_N \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} l(\varphi_1) \\ \vdots \\ l(\varphi_N) \end{pmatrix} \quad (\text{II.6})$$

➤ Exemple en dimension 1

On considère le problème de Dirichlet suivant :

$$\begin{cases} -u''(x) = f(x), x \in]0, 1[\\ u(0) = u(1) = 0 \end{cases} \quad (\text{II.7})$$

La résolution est basée sur la méthode de Galerkin qui permet d'écrire des systèmes différentiels en forme variationnelle dans un espace de dimension finie [25].

Soit une fonction $v(x) \in C^1([0; 1])$, nulle en 0 et 1. On peut écrire :

$$-\int_0^1 u''(x)v(x)dx = \int_0^1 f(x)v(x)dx \quad (\text{II.8})$$

Par intégration partielle, on obtient :

$$\int_0^1 u'(x)v'(x)dx = \int_0^1 f(x)v(x)dx \quad \forall v \in V \quad (\text{II.9})$$

Avec $V = \{v \in C^0([0, 1]); v(0) = v(1) = 0; v \text{ continue par morceaux.}$ La solution sous forme variationnelle est appelée la solution faible du problème différentiel. Ensuite, nous essayons d'écrire un problème d'approximation dans un sous-espace vectoriel de dimension finie.

Soit V_h un sous-espace vectoriel de V de dimension N . Soit $\varphi_1, \varphi_2, \dots, \varphi_N$ des fonctions. Ces fonctions forment la base du sous-espace V_h . Par conséquent, toute fonction u_h de V_h peut être décomposée en :

$$u_h = \sum_{j=1}^N u_j \varphi_j(x) \quad (\text{II.10})$$

Résoudre le problème différentiel d'origine revient à trouver une solution comme :

$$\int_0^1 u'_h(x) u'_h(x) dx = \int_0^1 f(x) u(x) dx \quad \forall v_h \in V_H \quad (\text{II.11})$$

C'est-à-dire chercher N réels $u_1; u_2; \dots; u_N$ vérifiant :

$$\sum_{j=1}^N u_j \int_0^1 \varphi'_j(x) u'_h(x) dx = \int_0^1 f(x) u_h(x) dx \quad \forall v_h \in V_H \quad (\text{II.12})$$

Ou :

$$, \quad \sum_{j=1}^N u_j \int_0^1 \varphi'_j(x) \varphi'_i(x) dx = \int_0^1 f(x) \varphi_i(x) dx \quad (\text{II.13})$$

Soient A une matrice $N \times N$ d'éléments a_{ij} , et B un vecteur à N composantes :

$$a_{ij} = \int_0^1 \varphi'_j(x) \varphi'_i(x) dx \quad \text{et} \quad b_i = \int_0^1 f(x) \varphi_i(x) dx \quad (\text{II.14})$$

Par définition, la matrice A est symétrique. Soit U un vecteur de N inconnues $u_1; u_2; \dots; u_N$.

Le problème se résume ainsi finalement à la résolution du système linéaire suivant :

$$(\text{II.15})$$

$$A.U=B$$

II.2.2. Discrétisation du domaine d'étude

II.2.2.1. Maillage admissible en dimension 1

Un maillage $\Omega =]a; b[$ a la forme :

$$a = x_0 < x_1 < \dots < x_n < x_{n+1} = b \quad (\text{II.16})$$

Étape de discrétisation locale :

$$h_i = x_{i+1} - x_i \quad 0 \leq i \leq n \quad (\text{II.17})$$

On pose $h = \max_{0 \leq i \leq n} h_i$ les points $(x_i)_{0 \leq i \leq n+1}$ forment les sommets du maillage $(x_i)_{0 \leq i \leq n}$ sont les sommets intérieurs. Le segment $\{(x_i, x_{i+1})_{0 \leq i \leq n}\}$ est appelé élément d'une grille.

Pour simplifier, nous supposons généralement les sommets du maillage régulièrement espacés, donc pour tout $0 \leq i \leq n + 1$, on a $x_i = a + ih$ avec $h = \frac{a-b}{n+1}$. Une telle grille est dite uniforme (figure 2.1).

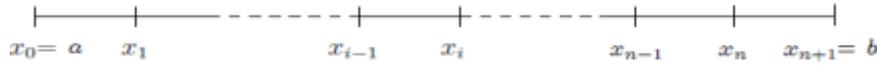


Figure II.1 : Maillage uniforme sur]a; b[.

II.2.2.2. Maillage admissible en dimension 2

II.2.2.2.1. Maillage admissible rectangulaire

Soit :

$$K_i \cap K_j = \begin{cases} \text{Soit } \emptyset \\ \text{Soit un sommet commun.} \\ \text{Soit un coté commun.} \end{cases}$$

Dans cette relation, les volumes K_i et K_j seront dits adjacents (Figure 2.4). La figure II.2 donne un exemple de cas incorrect [26].

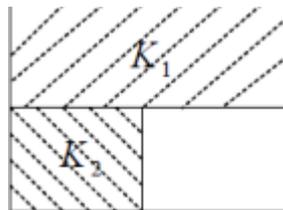


Figure II.2 : Situation incorrecte de maillage

Un maillage triangulaire admissible peut être utilisé Figure II.3.

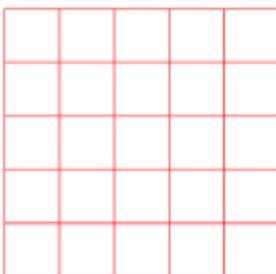


Figure II.4 : Maillage rectangulaire

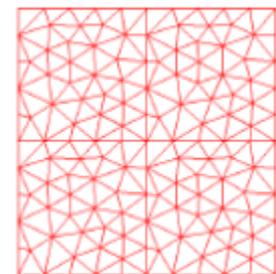


Figure II.3: Maillage triangulaire [25]

II.3.Méthodes de volumes finis

II.3.1. Principe de la méthode

Dans une simulation par la méthode des volumes finis, le domaine de calcul est divisé en Quantité... pas non plus le sous-domaine de base, appelé le volume de contrôle. Méthodes Volume fini incluant les équations aux dérivées partielles intégrales, décrites au chapitre Auparavant, sur chaque volume de contrôle. Chacun d'eux (volumes de contrôle) Contient un nœud, disons : "nœud principal". Un exemple de contrôle du volume est illustré Dans l'image ci-dessous. pour le nœud maître (P'), Points E et W (E : Est, W : Ouest) sont voisins dans la direction ξ , tandis que N et S (N : Nord, S : Sud) sont direction nf. Le volume de contrôle environnant (P') est représenté par une ligne pointillée. Les faces du volume de contrôle se trouvent aux points (e) et (w) dans la direction ξ (n) (s) dans la direction η figure II.6 [24].

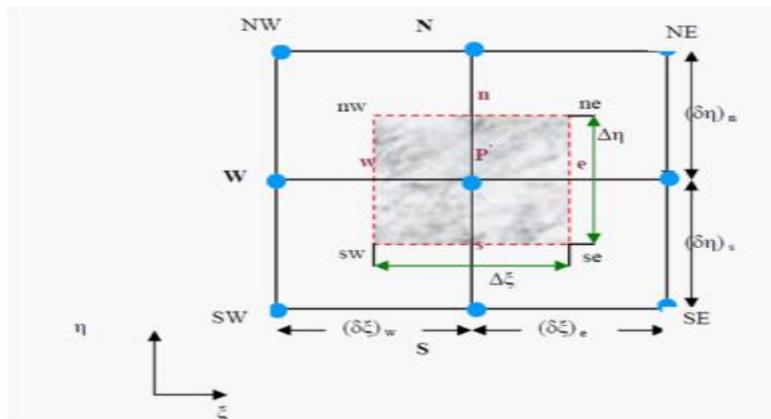


Figure II.5 : Schéma représentant Volume de contrôle bidimensionnel.

II.3.2.Formulation Bidimensionnelle de l'Equation de Poisson par la MVF

La formulation unidimensionnelle de la méthode des volumes finis décrite ci-dessus peut être étendue au cas bidimensionnel [24]. Formule 2D incluant la subdivision Décomposer le domaine d'études () en éléments finis. Chaque élément contient quatre nœuds. Il y a un volume fini autour de chaque nœud Figure II.7.

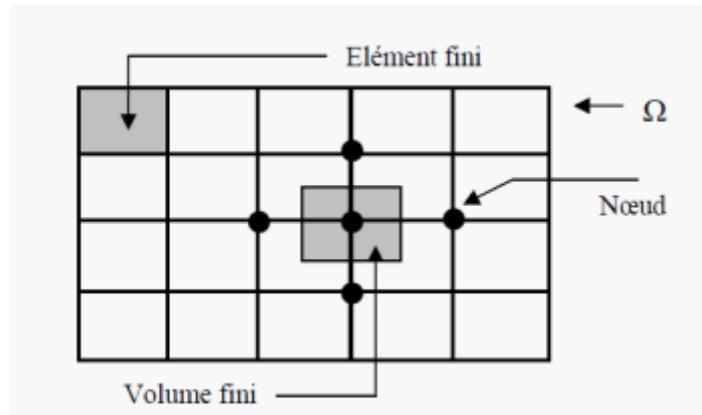


Figure II.6: Discrétisation en volumes finis du domaine d'étude.

Dans le cas bidimensionnel, le nœud principal "P" est entouré de quatre nœuds adjacents, Nord "N", Sud "S" (direction y) et Ouest "W", Est "E" (direction) X). point (e : est, w : ouest, n : nord, s : sud) figure II.8.

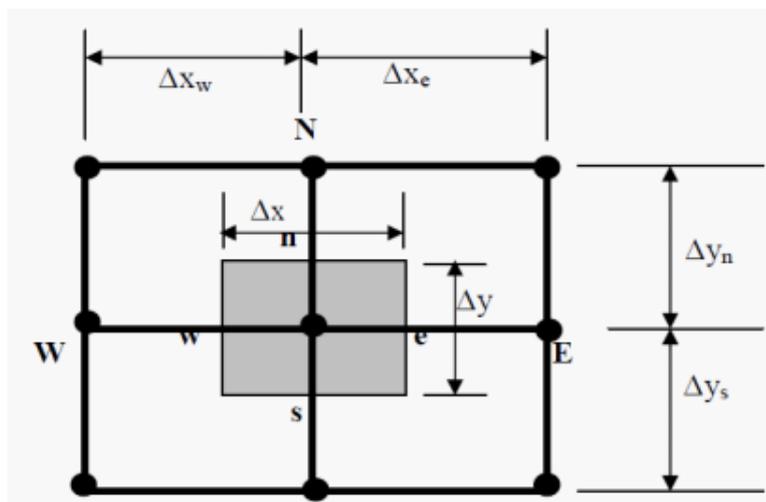


Figure II.7: Description bidimensionnel d'un volume fini.

L'équation de Poisson dans le cas bidimensionnel est [24] :

$$\frac{\partial}{\partial x} \left(\varepsilon \frac{\partial u}{\partial X} \right) + \frac{\partial}{\partial y} \left(\varepsilon \frac{\partial u}{\partial y} \right) = -\rho \quad (\text{II.27})$$

Cette équation est projetée sur une fonction de projection égale à l'unité. elle était en intégrant sur le volume fini correspondant au nœud P, on obtient :

$$\int_{\omega}^e \int_s^n \frac{\partial}{\partial X} \left(\varepsilon \frac{\partial \phi}{\partial X} \right) dXdY + \int_{\omega}^e \int_s^n \frac{\partial}{\partial y} \left(\varepsilon \frac{\partial \phi}{\partial y} \right) dXdY = -\rho dXdY \quad (\text{II.28})$$

$$\int_{\omega}^e \int_s^n \frac{\partial}{\partial X} \left(\varepsilon \frac{\partial \phi}{\partial X} \right) dX dy + \int_{\omega}^e \int_s^n \frac{\partial}{\partial y} \left(\varepsilon \frac{\partial \phi}{\partial y} \right) dX dy = -\rho dX dy = \left[\left(\varepsilon \frac{\partial \phi}{\partial X} \right) e - \left(\varepsilon \frac{\partial \phi}{\partial X} \right) \omega \right] \Delta y + \left[\left(\varepsilon \frac{\partial \phi}{\partial y} \right) n - \left(\varepsilon \frac{\partial \phi}{\partial y} \right) s \right] \Delta x \quad (\text{II.29})$$

L'intégral de la partie droite de l'égalité (II:23) donne

$$\int_{\omega}^e \int_0^n -\rho dX dy = \Delta x \Delta y \quad (\text{II.31})$$

Ainsi l'équation algébrique finale s'écrit sous la forme :

$$\begin{aligned} aE &= \varepsilon e \frac{\Delta y}{\Delta X e} \\ aW &= \varepsilon \omega \frac{\Delta y}{\Delta X \omega} \\ aS &= \varepsilon s \frac{\Delta y}{\Delta X s} \\ aN &= \varepsilon n \frac{\Delta y}{\Delta X n} \\ aP &= aE + a + aS + aN \\ S &= \rho \Delta x \Delta y \end{aligned} \quad (\text{II.32})$$

Les résultats obtenus représentent les équations algébriques reliant les inconnues aux nœuds primaires "P" aux nœuds adjacents "W", "E", "S" et "N" Le tableau de comparaison entre les méthodes inconnues

II.4.Méthode des différences finies

II.4.1.Principe de méthode

La méthode des différences finies, basée sur la formule de Talor, consiste à approximer la dérivée comme suit :

$$\frac{\partial u}{\partial x} = \lim_{\Delta x \rightarrow 0} \frac{u(x+\Delta x, y, z, t) - u(x, y, z, t)}{\Delta x} \quad (\text{II.33})$$

Si x est petit, un développement de Taylor de u(x+Δx; y; z; t) au voisinage de x donne:

$$u(x + \Delta x, y, z, t) = u(x, y, z, t) + \Delta x \frac{\partial u}{\partial x} (x, y, z, t) + \frac{\Delta x^2}{2} \frac{\partial^2 u}{\partial^2 x} (x, y, z, t) + \frac{\Delta x^3}{6} \frac{\partial^3 u}{\partial^3 x} (x, y, z, t) + \dots \quad (\text{II.34})$$

En tronquant la série au premier ordre en Δx , on obtient :

$$\frac{u(x+\Delta x, y, z, t) - u(x, y, z, t)}{\Delta x} = \frac{\partial u}{\partial x}(x, y, z, t) + o(\Delta x) \quad (\text{II.35})$$

L'approximation de la dérivée $\frac{\partial u}{\partial x}(x)$ est d'ordre 1, indiquant que l'erreur de troncature $O(\Delta x)$ tend vers zéro lorsque Δx est élevé à une puissance première. Puissance de Δx L'ordre dans lequel l'erreur de troncature tend vers zéro est appelé l'ordre de la méthode [23].

II.4.2. Notation indicielle-cas 1D

Considérons un cas unidimensionnel où l'on souhaite déterminer une quantité $u(x)$ dans l'intervalle $[0; 1]$. La recherche d'une solution discrète de la quantité u se traduit par la création d'un maillage définissant l'intervalle. On considère une grille (ou grille de calcul) constituée de $(N + 1)$ points x_i pour $i = 0; \dots, N$ régulièrement espacés en pas x . Indiquer $x_i = i \Delta x$ sont appelés nœuds de grille.

Déterminer le problème continu initial d'un ensemble de grandeurs. La dimension infinie se réduit donc à rechercher N valeurs discrètes de cette quantité. Notons que u_i est la valeur discrète de $u(x)$ au point x_i , c'est-à-dire $u_i = u(x_i)$. Cette notation est utilisée de manière équivalente pour toutes les dérivées. On a :

$$\left(\frac{\partial u}{\partial x}\right)_i = \frac{u_{i+1} - u_i}{\Delta x} + O(\Delta x) \quad \text{Ce schéma est dit "avant"} \quad (\text{II.36})$$

Un autre schéma peut être construit :

$$\left(\frac{\partial u}{\partial x}\right)_i = \frac{u_i - u_{i-1}}{\Delta x} + O(\Delta x) \quad (\text{II.37})$$

II.4.2.1. Exemple simple 1D avec conditions de Dirichlet

Considérons l'équation différentielle suivante :

$$\begin{cases} u''(x) = f & , \quad x \in]0, 1[\\ u(0) = a \quad \text{et} \quad , u(1) = 3 \end{cases} \quad (\text{II.38})$$

Ici f est une fonction continue et le maillage est construit en introduisant $N+1$ nœuds x_i avec $i = 0; 1; \dots, N$ régulièrement espacés avec des pas $\Delta x = h = \frac{1}{N+1}$. Quantité u_i représentera la valeur de la fonction $u(x)$ au nœud x_i . L'équation à résoudre s'écrit sous forme discrète en chaque nœud x_i :

$$-\left(\frac{\partial^2 U}{\partial x^2}\right) = f(x_i) = f \quad (\text{II.39})$$

Approchons la dérivée seconde de u par un schéma centré sur l'ordre 2 :

$$\frac{\partial^2 U}{\partial x^2} = \frac{(2U_i - U_{i+1} - U_{i-1})}{\Delta x^2} \quad (\text{II.40})$$

L'équation discrète est donc :

$$\frac{(2U_i - U_{i+1} - U_{i-1})}{\Delta x^2} = f_i \quad (\text{II.41})$$

On obtient la formule matricielle suivante à résoudre [22]:

$$\begin{bmatrix} 2 & -1 & 0 & \dots & 0 \\ -1 & 2 & -1 & \dots & 0 \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ 0 & 0 & -1 & 2 & -1 \\ 0 & 0 & 0 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_1 \\ u_2 \\ \vdots \\ \vdots \\ u_{N-2} \\ u_{N-1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} f_1 + \frac{\sigma}{\Delta x^2} \\ \vdots \\ \vdots \\ \vdots \\ f_{N-2} \\ f_{N-1} + \frac{\beta}{\Delta x^2} \end{bmatrix} \quad (\text{II.42})$$

II.5. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté quelques définitions des équations aux dérivées partielles ainsi que leur classification. Egalement sont étudiées et les principales méthodes numériques de discrétisation telles que la méthode des éléments finis, les différences finies ainsi que la méthode des volumes finis.

*Chapitre III : Simulation d'un
moteur par logicielle FMME*

III.1. Introduction

Dans les cas simples, la modélisation des dispositifs électromagnétiques se fait soit par des méthodes analytiques ou par des méthodes numériques dans des cas complexes. Les méthodes numériques les plus utilisées comprennent trouver la différence finie (MDF), le volume fini (MVF) et les méthodes élémentaires complète (MEF). La dernière méthode est implémentée dans un logiciel de modélisation ouvert appelé FEMM. Ce chapitre concerne la modélisation d'actionneurs électromagnétiques linéaires. En particulier le calcul des forces exercées dans les moteurs linéaires à induction. Pour le calcul de cette force générée dans l'actionneur, nous avons utilisé la formule de Laplace implémentée dans le logiciel FEMM. On s'intéresse également, à une étude paramétrique ; l'effet de la variabilité de certains paramètres du moteur linéaire sur la force. Les paramètres considérés sont l'épaisseur de l'inducteur, la fréquence du courant d'alimentation, la profondeur des encoches.. etc.

I.2.Modélisation d'un moteur linéaire à induction à primaire simple

Pour un problème électromagnétique 2D, le logiciel FEMM permet de calculer différentes grandeurs électromagnétiques telles que l'induction magnétique et la force électromagnétique. Il permet de résoudre les équations correspondantes en un certain nombre de points (éléments finis). FEMM permet la résolution de plusieurs types de problèmes électromagnétiques à savoir les problèmes d'électrostatique linéaires basse fréquence sur des réseaux bidimensionnels et de magnétostatique linéaires / non linéaires, problèmes magnétiques harmoniques....etc.

III.2.1. Description d'un moteur linéaire à induction

Un moteur linéaire est essentiellement un moteur électrique qui produit une force linéaire sur sa longueur en La polarisation du champ électromagnétique, le déplacement de l'armature est linéaire et ne tourne pas Figure III.1. Donc moins pièces mobiles, donc moins d'inertie, les moteurs linéaires sont critiques en termes de vitesse et de précision est important. Les moteurs linéaires diffèrent des moteurs rotatifs sur les points suivants :

- Le circuit magnétique (inductance) est ouvert aux deux extrémités, ce qui offre également la possibilité de Fournir un nombre pair ou impair de pôles.
- L'armature est constituée de conducteurs électriques ou conducteurs.

- Les tableaux III.1 et III.2 représentent les données du moteur et les propriétés des matériaux. Le nombre de spires est de 100 et la fréquence 50 Hz.

Matériau	Perméabilité magnétique relative	Conductivité électrique (MS/m)	Densité du courant source (MA/m ²)
Aluminium	1	1	0
Fer (primaire)	1000	10	0.1
Air	1	0	0
A+	1	0	8
A-	1	0	-8
B+	1	0	-4-i*6.92
B-	1	0	4+i*6.92
C+	1	0	-4+i*6.92
C-	1	0	4-i*6.92

Tableau III.1 : Propriétés des matériaux du moteur.

l'entrefer (mm)	5 mm
largeur de la plaque Alum (mm)	5 mm
Dpeth (mm)	100 mm
d'épaisseur des dents d'encoches (h)(mm)	5 mm
Longueur de plaque alum(mm)	65 mm
Longueur d'encoche	5 mm

Tableau III.2 : Dimensions du moteur.

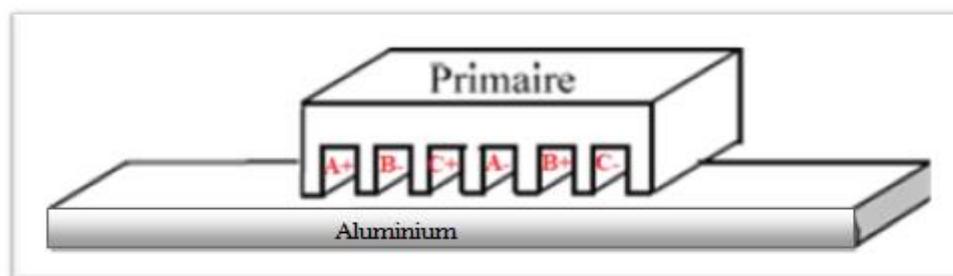


Figure III.1: Moteur linéaire à primaire simple [17]

III.2.2. Modélisation par la logiciel FEMM

Le système à modéliser est un moteur à induction triphasé linéaire. Le moteur est constitué d'un inducteur triphasé Le type mobile se compose de trois bobines identiques et d'un circuit magnétique, et d'une armature fixe représentée par une plaque Aluminium longue Figure III.2. Dans la figure, A+A- est une bobine monophasée et B+B- est une bobine monophasée. La phase 2 et C+C- sont les bobines de la phase 3. En effet, ce moteur linéaire est dit avoir un simple primaire sans circuit Magnétisme arrière, c'est-à-dire que la ligne d'induction magnétique est proche de l'air.

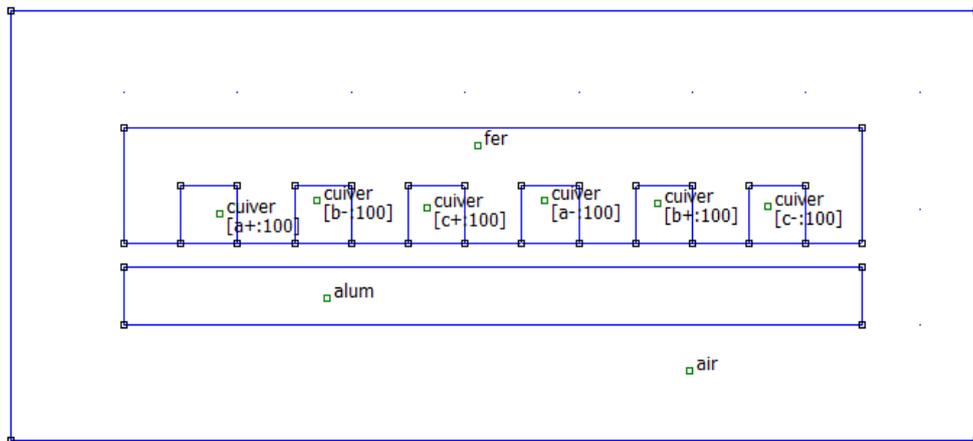


Figure III.2: Le modèle géométrique par FEMM, avec 6738 nœuds.

La Figure III.3 représente le maillage créé par le logiciel FEMM avec 6738 nœuds.

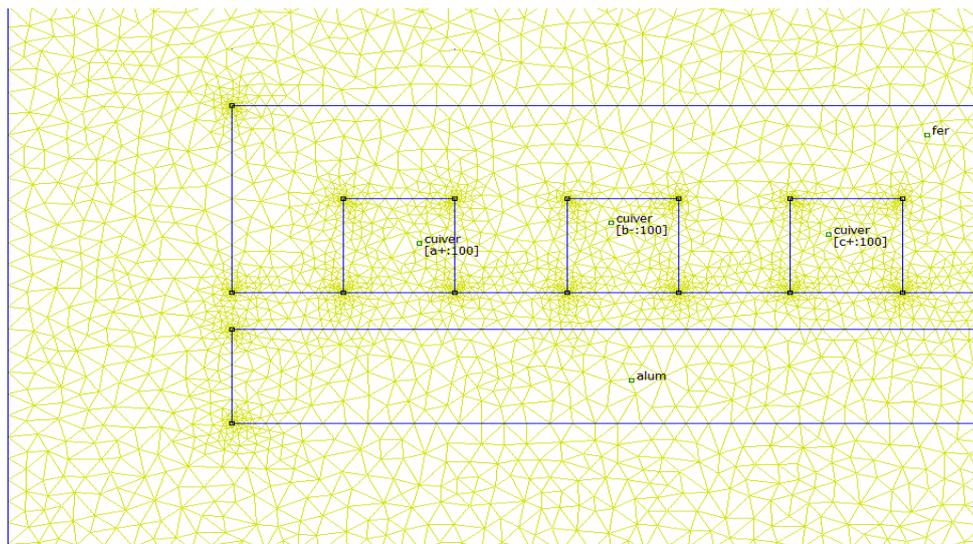


Figure III.3 : Le maillage généré par FEMM, avec 6738 nœuds.

III.2.3. Résultats de la modélisation

La figure III.4 montre la distribution des vecteurs de l'induction magnétique et des lignes de champ magnétique dans un actionneur linéaire commun. On a observé qu'ils sont concentrés dans plusieurs régions et représentent des pôles (N et S) produits par l'inducteur.

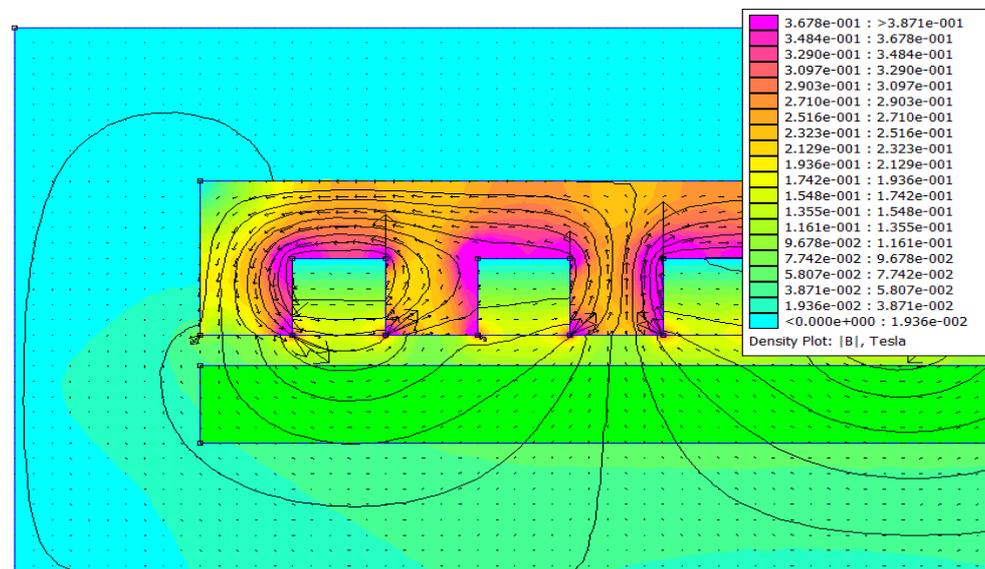


Figure III.4 : Les lignes du champ et les vecteurs de l'induction magnétique dans le moteur linéaire à primaire simple.

La Figure III.5 représente le gradient de la distribution du courant dans un actionneur linéaire Démarrage initial personnel. Il convient également de noter que l'existence du circuit magnétique (arrêt) ne causera pas de fuites d'air graves. La figure montre clairement les pôles N et S du moteur : concentration du débit dans plusieurs zones

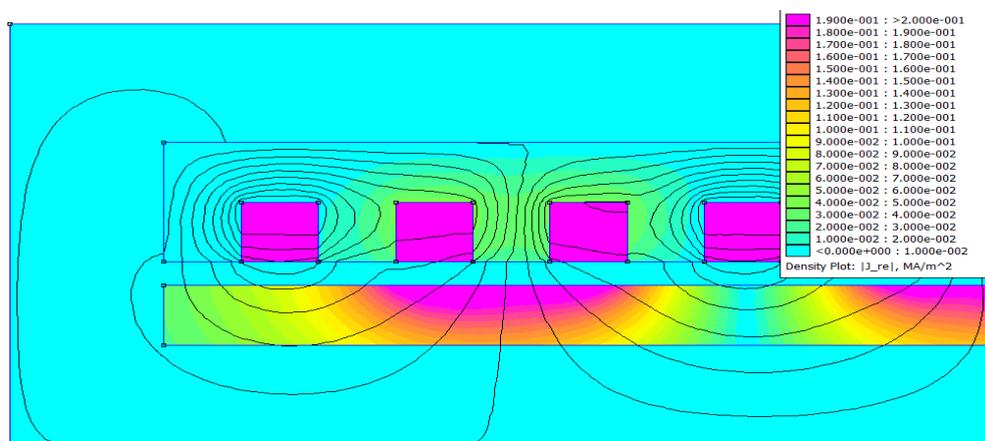


Figure III.5 : Dégradé de couleur de courant dans le moteur linéaire à primaire simple (dans plaque aluminium).

III.2.4. Etude paramétrique

III.2.4.1. Effet de l'entrefer sur la force

La figure III 6, représentent l'entrefer, la distance entre l'inducteur et la plaque aluminium.

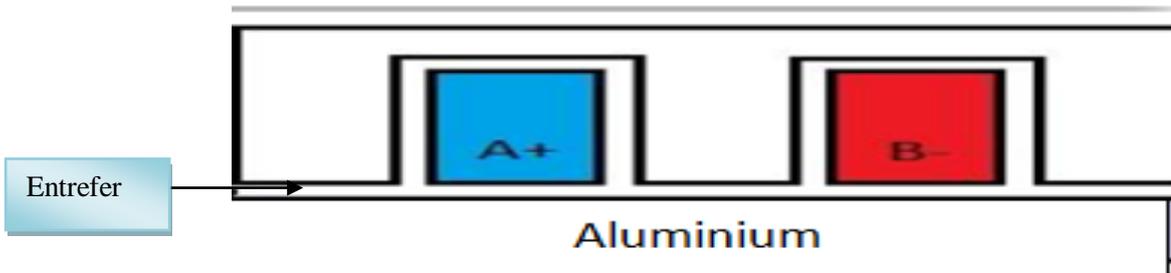


Figure III .6 : Entrefer : distance entre l'inducteur et la plaque aluminium (induit).

La figure III.7 et le tableau III.3, représentent les résultats de la modélisation ; l'effet de l'entrefer sur la valeur de la force magnétique appliquée sur la partie mobile. Nous allons changer l'entrefer et maintenir le même courant, la même largeur de plaque aluminium, la fréquence, le courant et le même nombre de spires (100 spires). . On remarque que la force diminue avec l'augmentation d'entrefer (e) jusqu'au 0.1mm dont la valeur minimale de la force est (0.15719 N).

Largeur mm	0.1	0.5	2	5
La force N	-0.15719	-0.147906	-0.115	-0.0676457

Tableau.III.3 : Effet de l'entrefer sur la force.

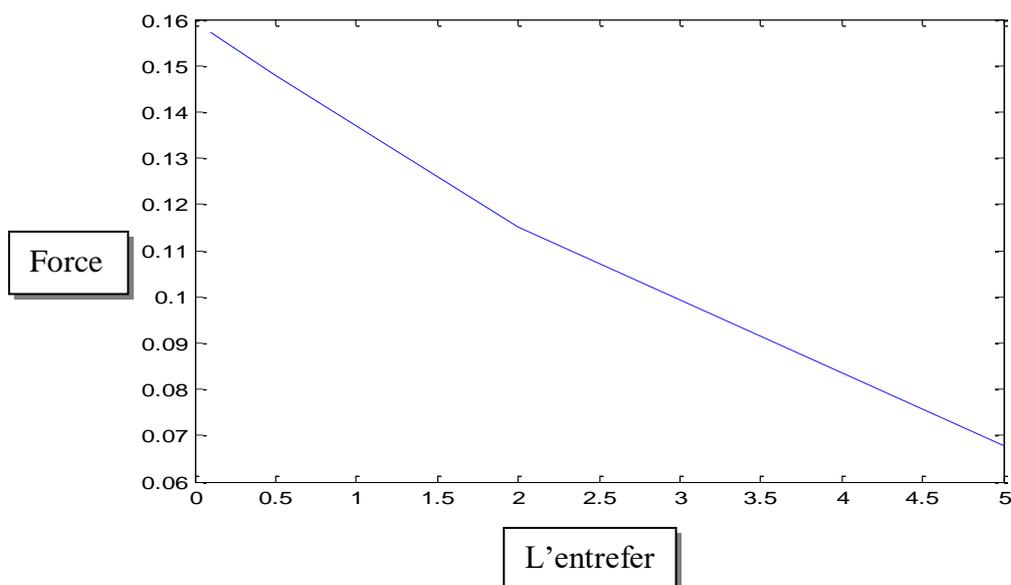


Figure III .7 : Effet de l'entrefer sur la force.

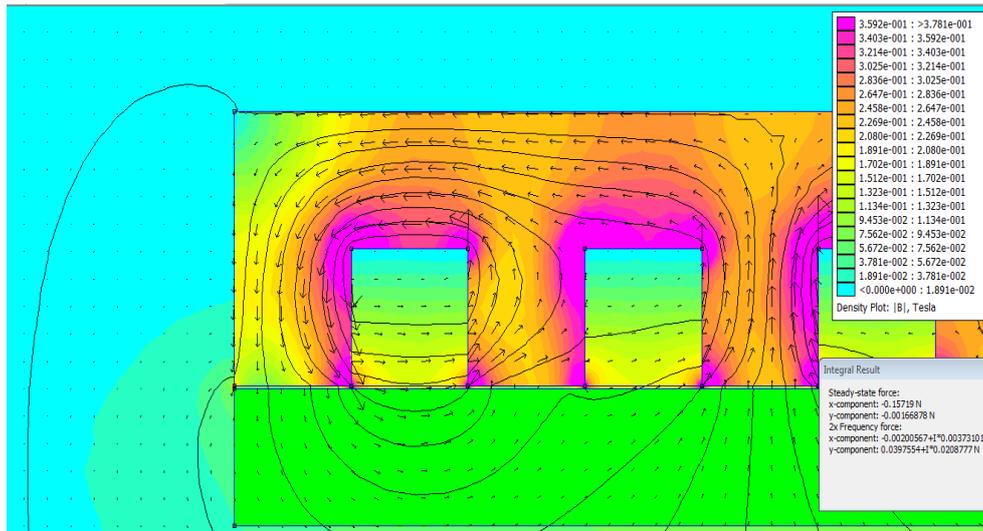


Figure III.8 : Dégradé de couleur de l'induction magnétique pour l'entrefer 0.1 mm.

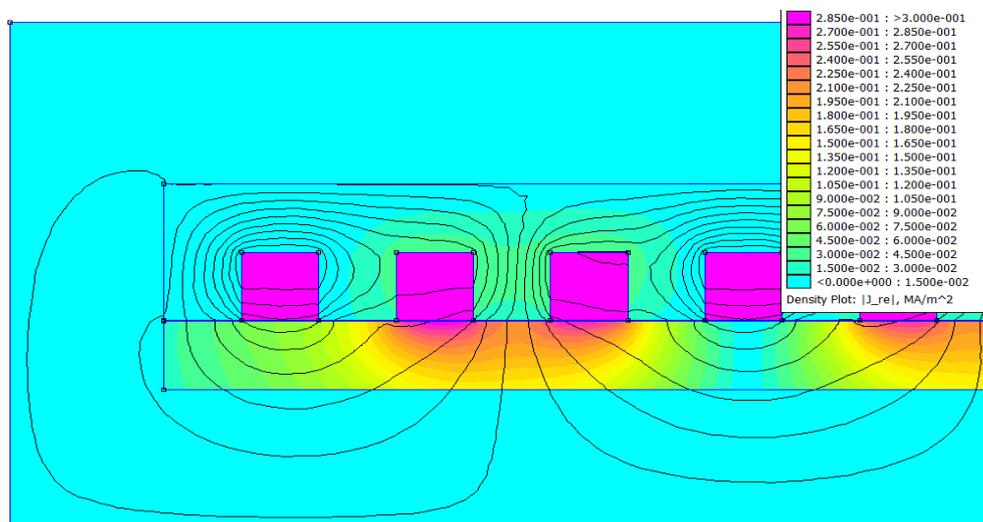


Figure III.9 : Dégradé de couleur de courant dans la plaque et la force pour l'entrefer 0.1 mm.

III.2.4.2. Effet de la fréquence sur la force

La figure III.10 et le tableau III.4 , représentent l'effet de la fréquence sur la force.Nous allons changer la fréquence et maintenir le même courant, le même entrefer =2mm, plaque aluminium et le même nombre de spires (100 spires). Le tableau III.4 représente les résultats de la modélisation. On remarque que la force augmente avec l'augmentation de la fréquence jusqu'au 100Hz dont la valeur maximale de la force est (0.2297 N).

Fréquence Hz	10	20	50	100
La force N	-0.0230009	-0.04601	-0.115	-0.229708

Tableau.III.4 : Effet de la fréquence sur la force.

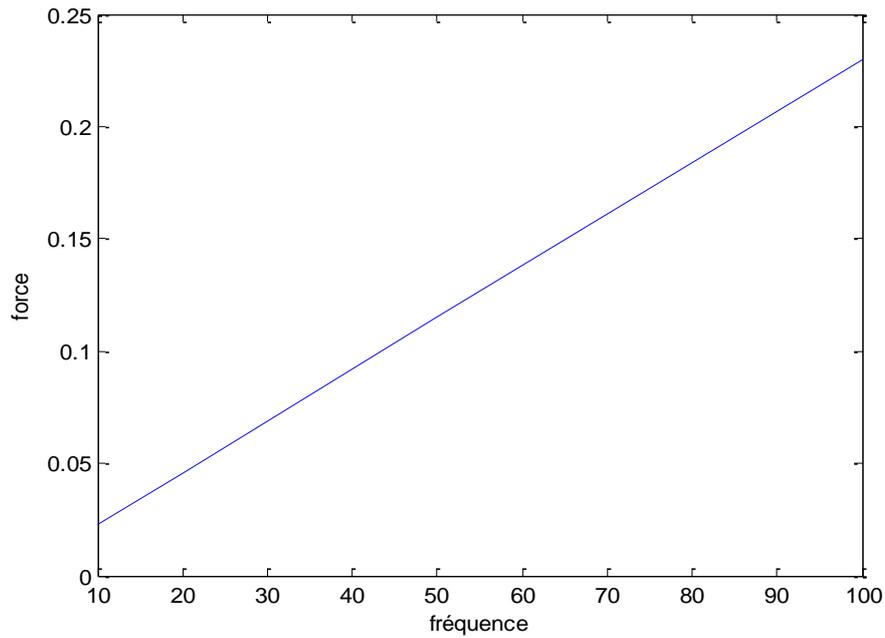


Figure III .10. Effet de la fréquence sur la force.

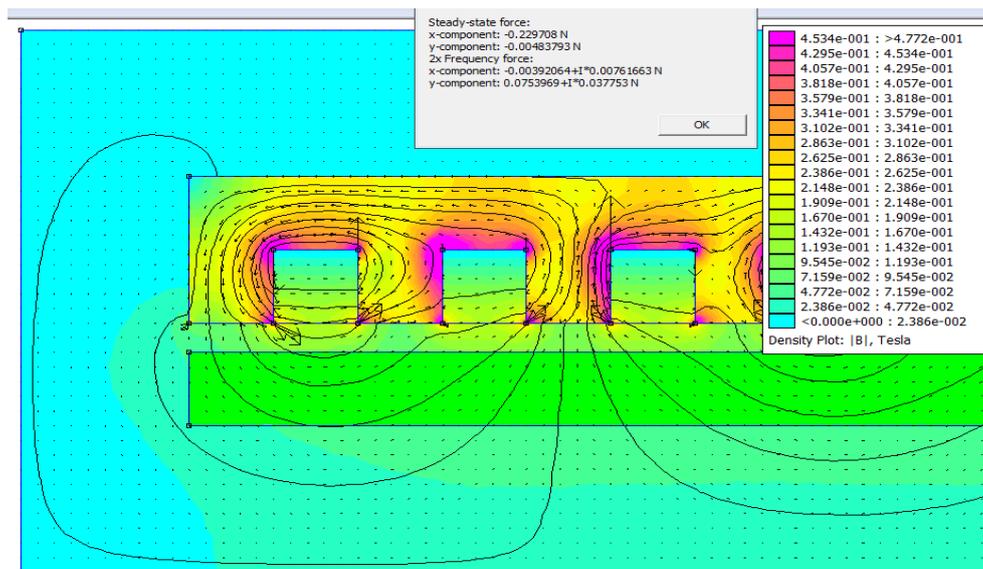


Figure III .11. Dégradé de couleur de l'induction magnétique pour fréquence 100 Hz.

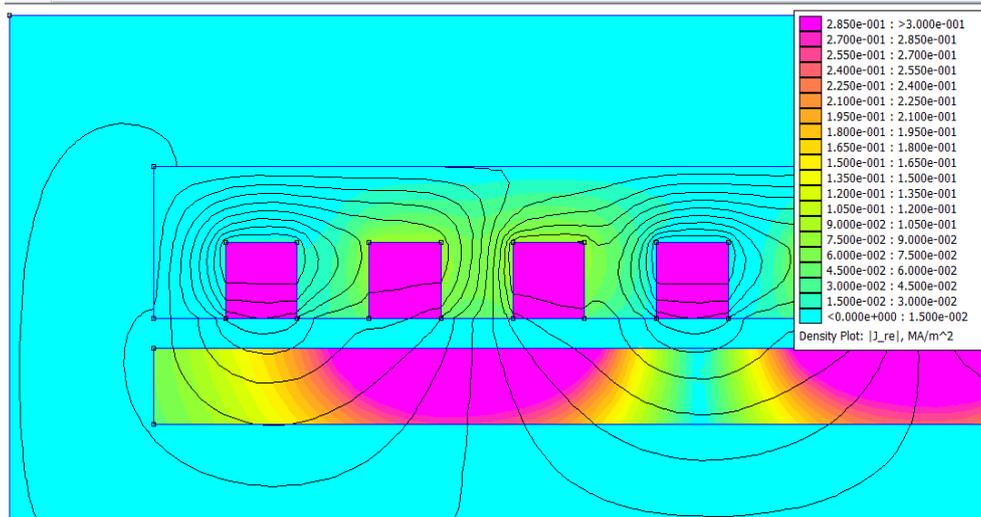


Figure III .12. Dégradé de couleur de courant pour fréquence 100 Hz.

III.2.4.3. Effet de largeur de la plaque Aluminium

La figure III.13, représente la largeur de la plaque aluminium (d).

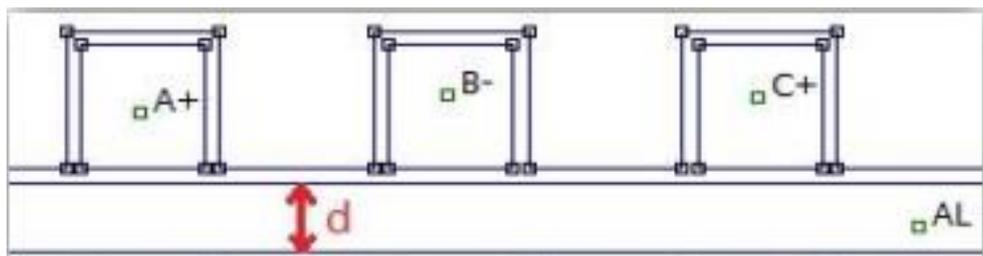


Figure.III.13. Largeur de la plaque aluminium.

La figure III.14 et le tableau III.5, représentent l'effet de largeur de la plaque aluminium sur la valeur de la force. Nous allons changer la largeur de la plaque de l'Aluminium et maintenir le même nombre de spires, fréquence, courant et le même entrefer =2mm. Le tableau III.5 représentent les résultats de la modélisation. On remarque que la force diminue avec l'augmentation de largeur de plaque aluminium.

Largeur mm	0.2	0.5	1	2	10
La force N	-0.005554	-0.021395	0.027038	-0.052098	-0.18624

Tableau.III.5: Effet de largeur de plaque d'Aluminium.

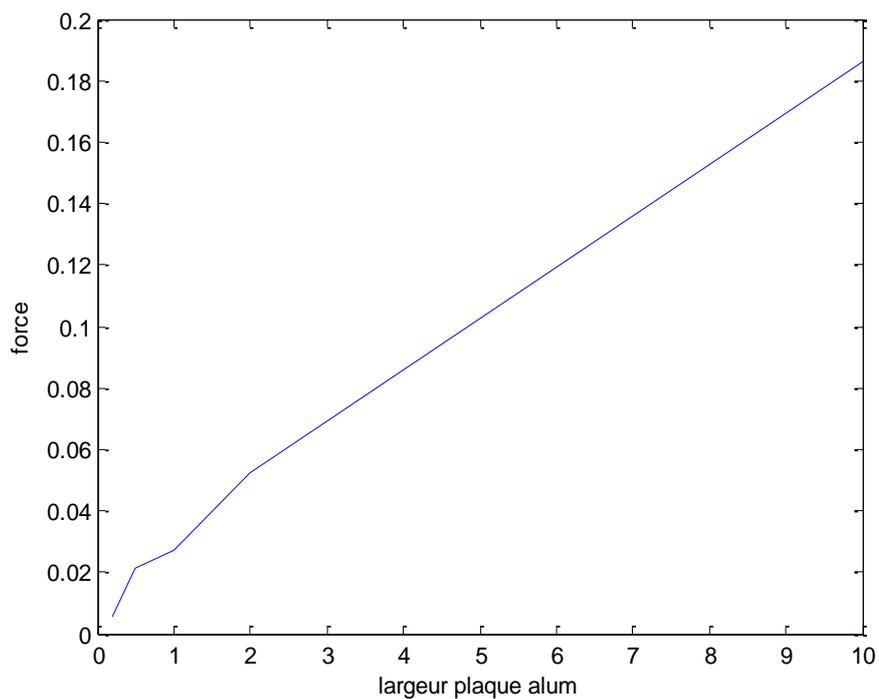


Figure III .14. Effet de la largeur de la plaque d'Aluminium sur la force.

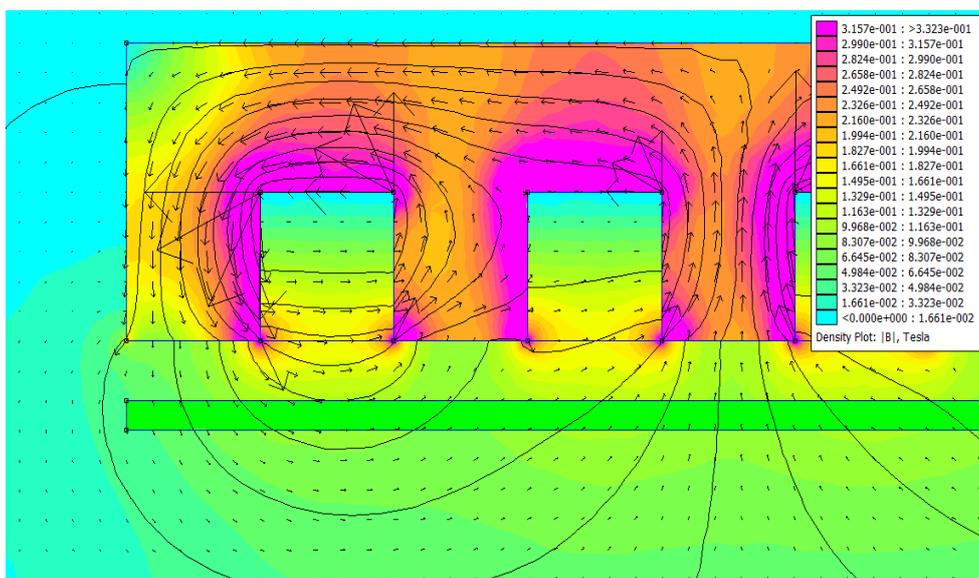


Figure III .15. Dégradé de couleur de l'induction magnétique pour 1mm.

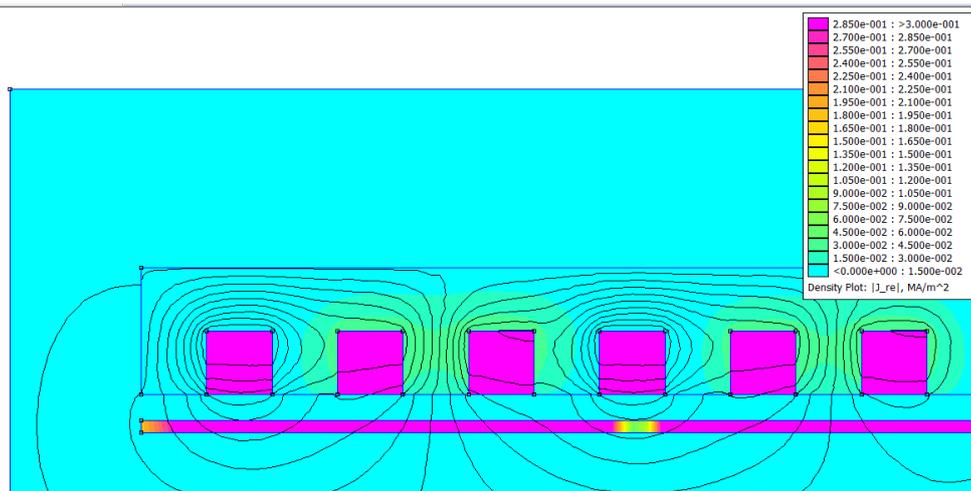


Figure III .16. Dégradé de couleur du courant dans la plaque, $d=1\text{mm}$.

III.2.4.4. Effet du nombre de spires

La figure III.16 et le tableau III.6, représentent les résultats de la modélisation ; l'effet de nombre de spires sur la valeur de la force magnétique appliquée sur la partie mobile. Nous allons changer le nombre de spires et maintenir le même courant, le même entrefer $=2\text{mm}$, la même fréquence et la même largeur de plaque aluminium. On remarque que la force augmente avec l'augmentation du nombre de spires jusqu'au 1000 spires dont la valeur maximale de la force est (11.5 N).

Nombre de spires	10	100	500	1000
La force N	-0.00115	-0.115	-2.87501	-11.5

Tableau.III.6: Effet de nombre de spires

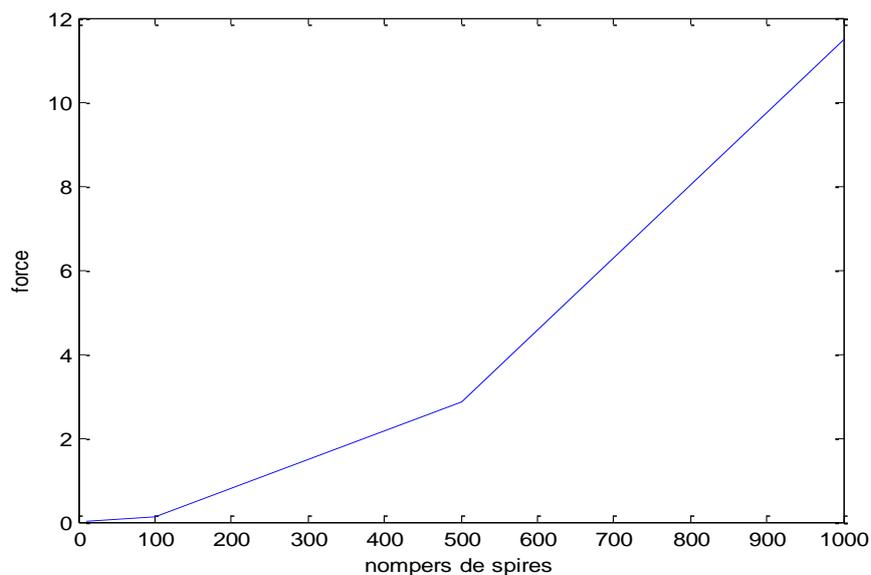


Figure III .17. Effet de nombre de spires sur la force

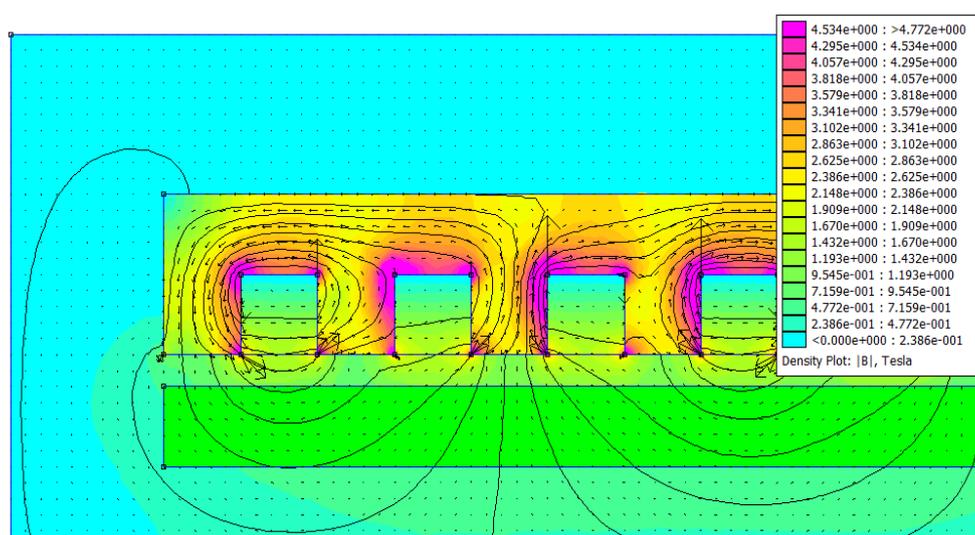


Figure III .18. Dégradé de couleur de l'induction magnétique dans la plaque et la force pour nombre de spires (1000 spires)

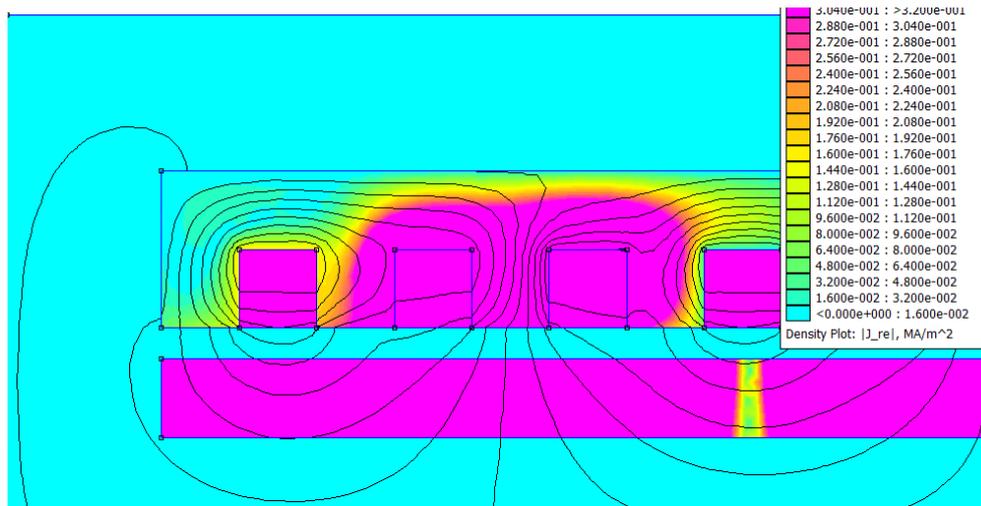


Figure III .19. Dégradé de couleur de courant dans la plaque et la force pour nombre de spires (1000 spires)

III.2.4.5. Effet de la distance inter-encoches (h) sur la force

La Figure III.19, montre l'effet de l'épaisseur des dents (espace entre les encoches) sur la force magnétique.

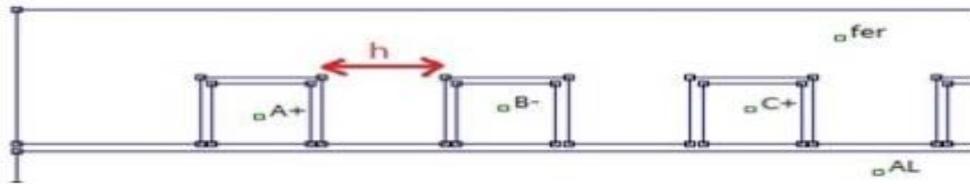


Figure III .20 : Effet de h .

La figure III.20 et le tableau III.7 présentent les résultats de modélisation liés à la variation de distance entre les fentes.

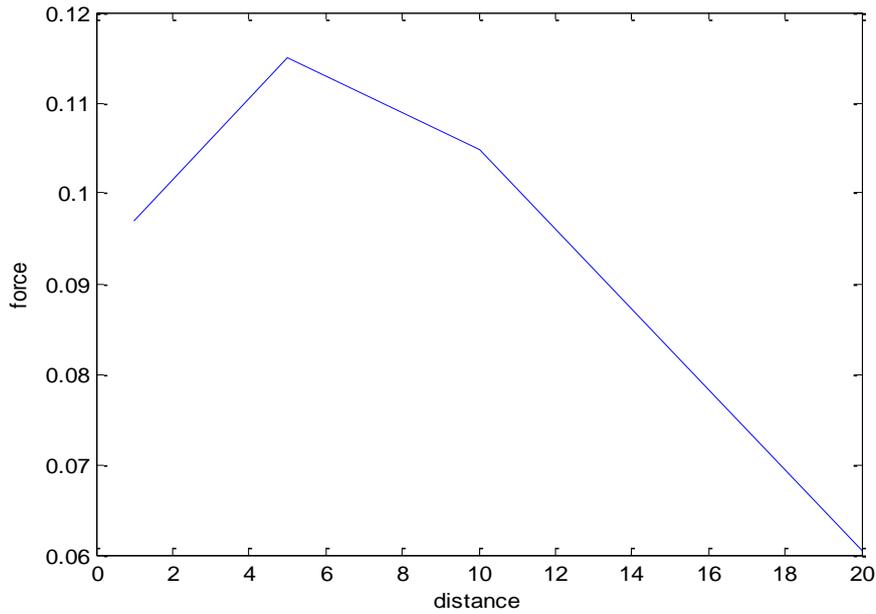


Figure III .21 : Effet d'épaisseur des dents d'encoches (h) sur la force.

h[mm]	1	5	10	20
La force N	-0.096898	-0.115	-0.104856	-0.064758

Tableau.III.7: Effet d'épaisseur des dents d'encoches (h) sur la force.

Nous allons changer l'épaisseur des dents d'encoches (h) et maintenir le même courant, le même entrefer =2mm, le même fréquence et le même largeur de plaque aluminium. On remarque que la force augmente avec l'épaisseur (h) jusqu'à 5mm, et sa valeur est La valeur maximale est de 0.115 N. La force diminue alors avec l'augmentation de l'épaisseur de l'entaille. Donc mieux La valeur de Fx est obtenue à h=5mm.

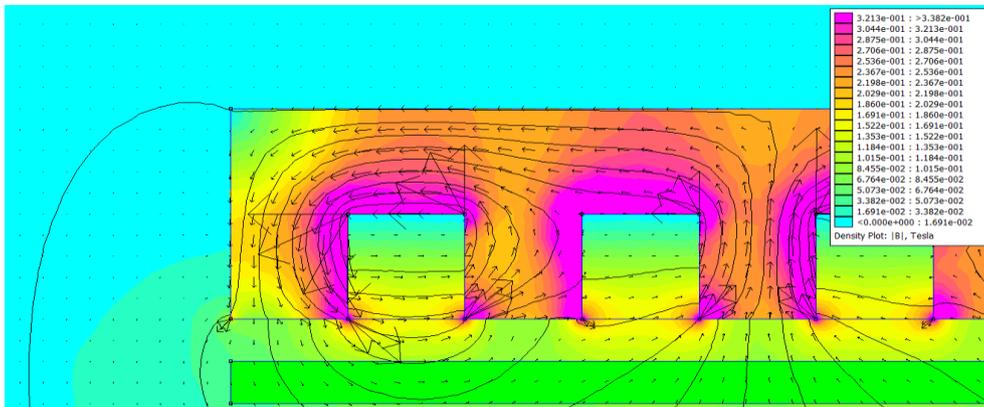


Figure III.22 : Dégradé de couleur de l'induction magnétique dans la plaque et la force pour d'épaisseur des dents d'encoches (h) de 2mm.

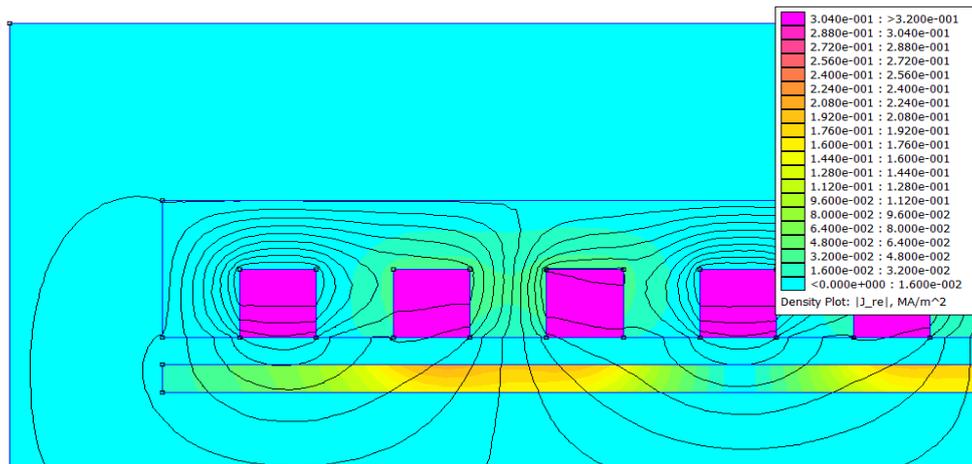


Figure III.23 : Dégradé de couleur de courant dans la plaque et la force pour d'épaisseur des dents d'encoches (h) de 2mm.

III.2.5. Modélisation du moteur linéaire en tenant compte les dimensions optimales à (P=1)

La figure III.23 représente le modèle géométrique du moteur linéaire.

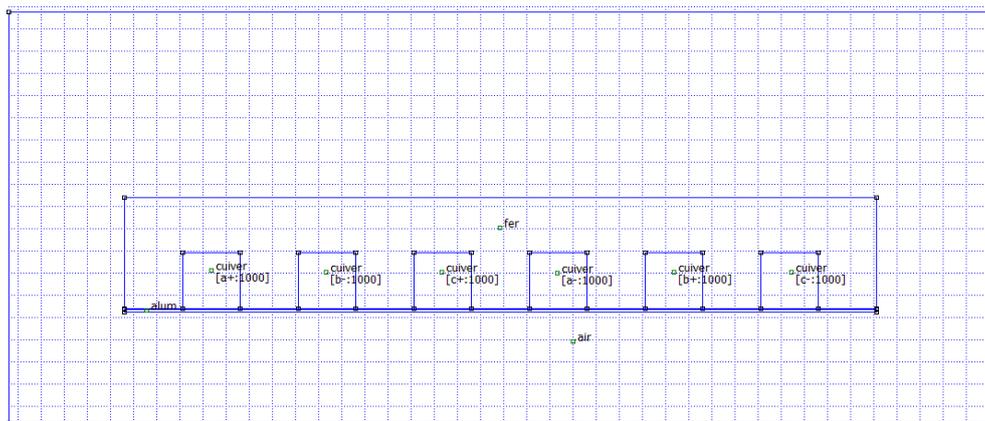


Figure III.24 : Le modèle géométrique de moteur linéaire (P=1). Avec 10346 nœuds.

- Les figures III: 24, 25, 26, 27 représentent les résultats pour un simple moteur linéaire primaire (P=1). Il donne les résultats du gradient de couleur pour le champ magnétique, les vecteurs de l'induction magnétique et le courant via le logiciel de modélisation FEMM:

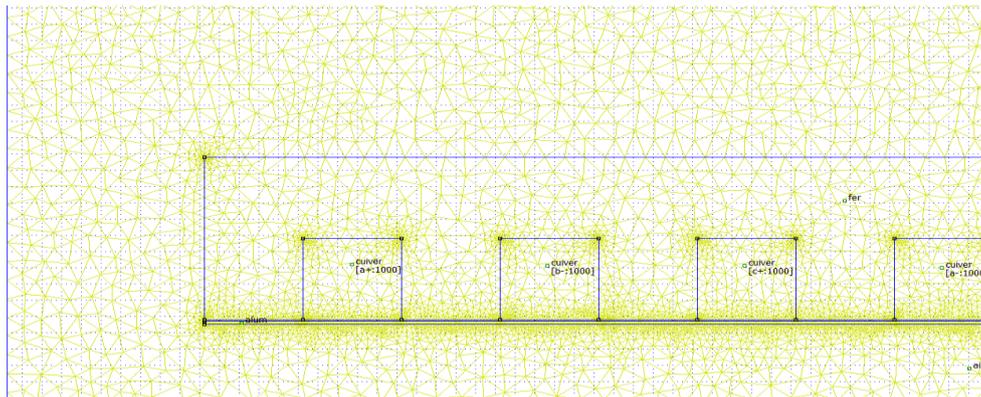


Figure III.25 : Le maillage de moteur linéaire (P=1) Avec 10346 nœuds.

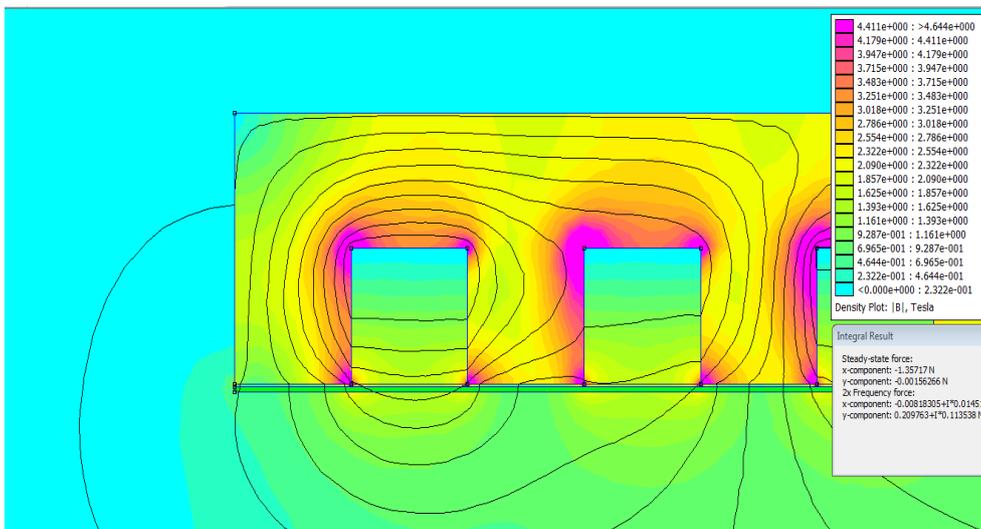


Figure III.26 : Dégradé de couleur de la répartition de l'induction magnétique dans moteur linéaire primaire simple (P=1)

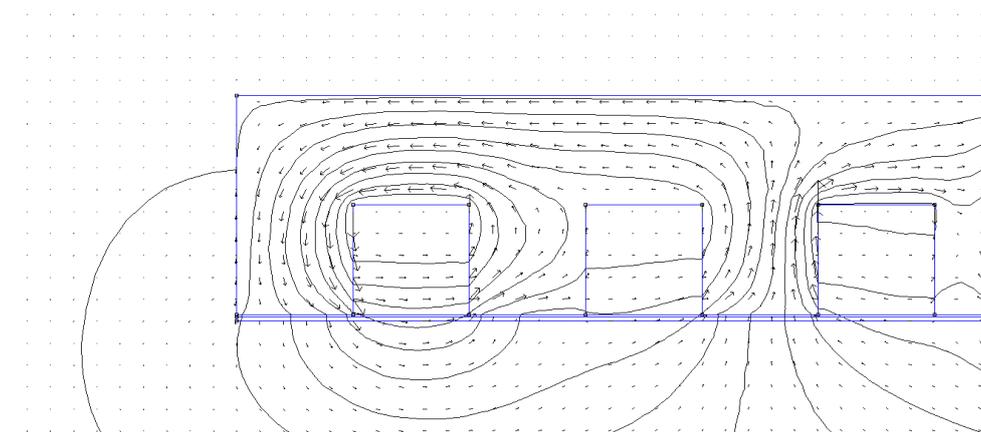


Figure III.27 : Les vecteurs de l'induction magnétique.

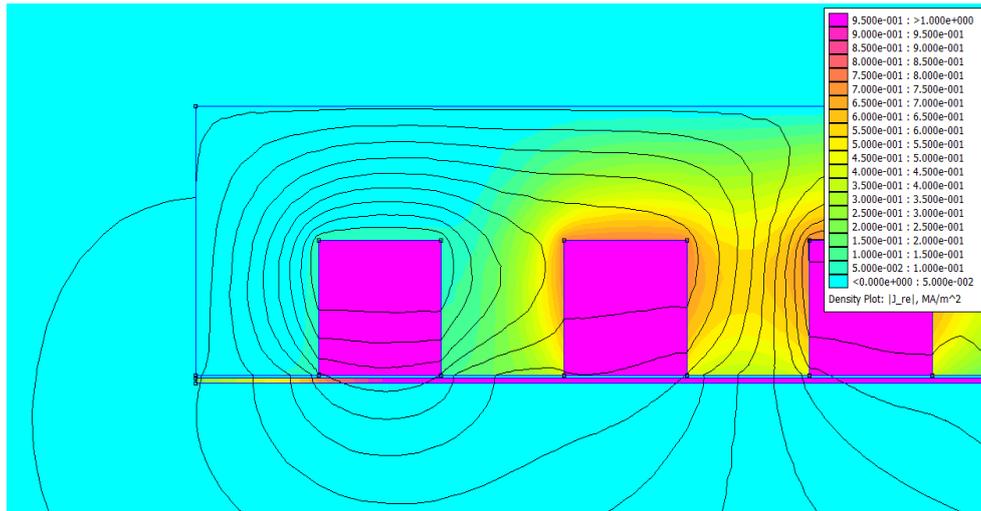


Figure III.28 : Dégradé de couleur de la répartition de courant dans un moteur linéaire primaire simple (P=1)

III.2.6. Modélisation du moteur linéaire en tenant compte les dimensions optimales à (P=2)

Le Tableau 8 montre les dimensions optimales obtenues dans la modélisation précédente.

Epaisseur d'encoche : h (mm)	5
Longueur de l'inducteur : a (mm)	125
Largeur de l'inducteur : b (mm)	10
Longueur de la plaque aluminium : c (mm)	125
Largeur de la plaque aluminium : d (mm)	0.2
Distance entre l'inducteur et la plaque : e (mm)	0.1
Profondeur. (mm)	100
Perméabilité magnétique relative de la plaque	1
Perméabilité magnétique relative de l'air	1
Perméabilité magnétique relative du fer	1000
Nombre de spires. (spires)	1000
Nombre de phases.	6
Fréquence. (Hz)	100
Densité du courant dans la phase A. (MA/m ²)	$J_A=8$

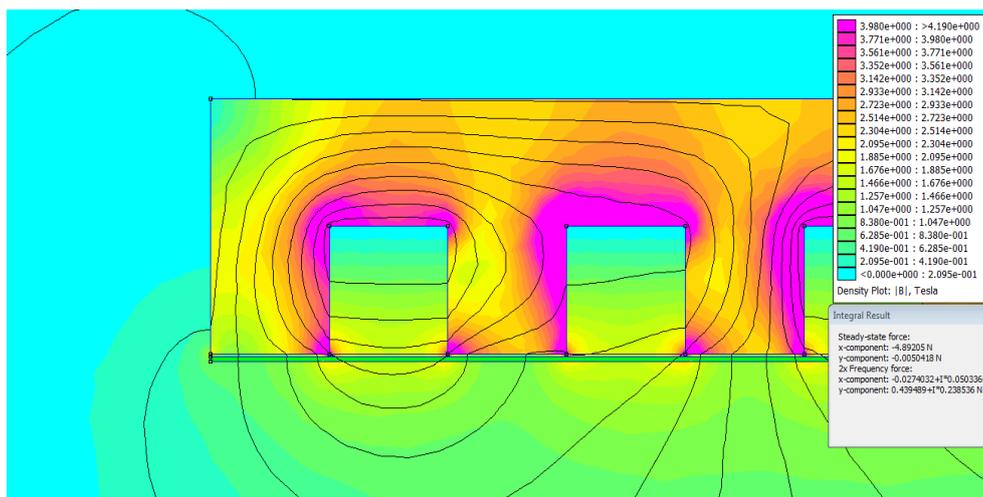


Figure III.31 : Dégradé de couleur de la répartition de l'induction magnétique dans moteur linéaire primaire simple (P=2).

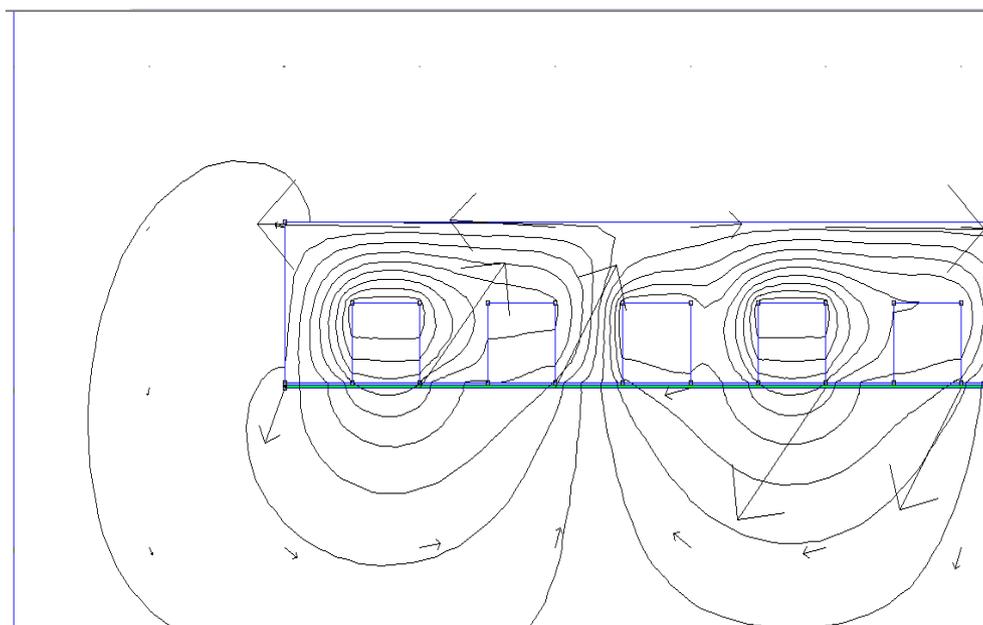


Figure III.32 : Les vecteurs de l'induction magnétique.

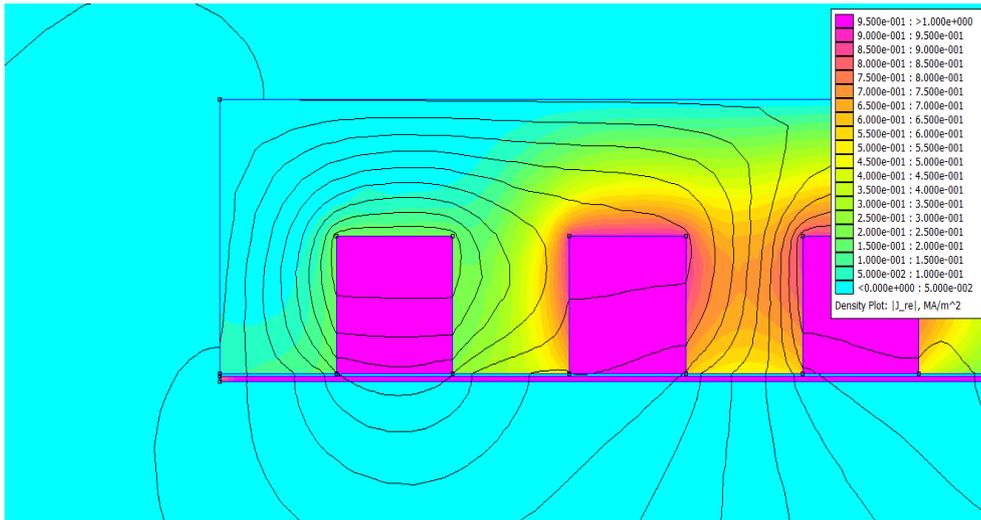


Figure III.33 : Dégradé de couleur de la répartition de courant dans moteur linéaire primaire simple (P=2).

✓ **Moteur 3 (Double plaque de fer)**

Les figures (III.30, 31, 32, 33, 34) représentent les résultats de moteur linéaire primaire simple (P=2) avec deux plaque de fer. Il donne des résultats de gradient de couleur pour les champs magnétiques et les courants via le logiciel de modélisation femm :

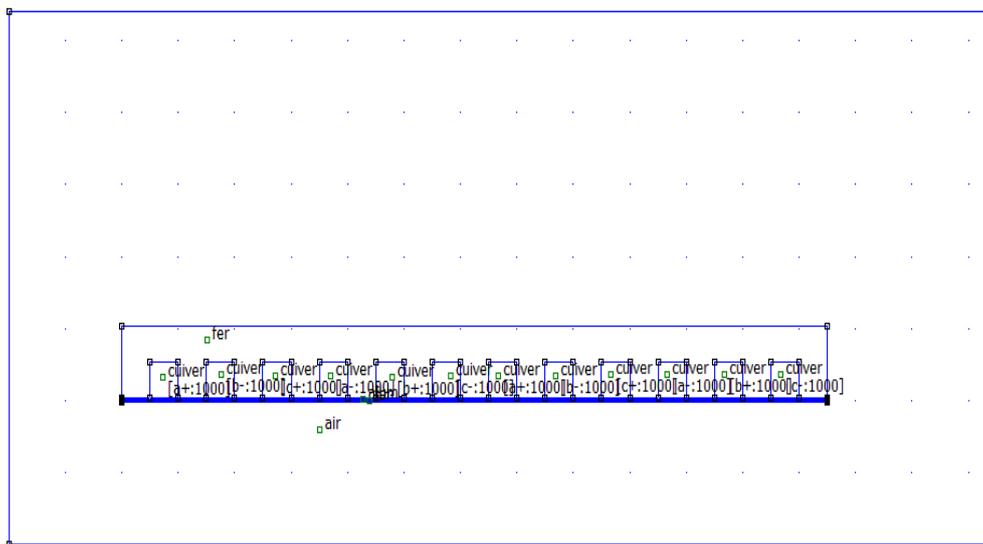


Figure III.34 : Modèle géométrique d'un moteur linéaire primaire simple (P=2).

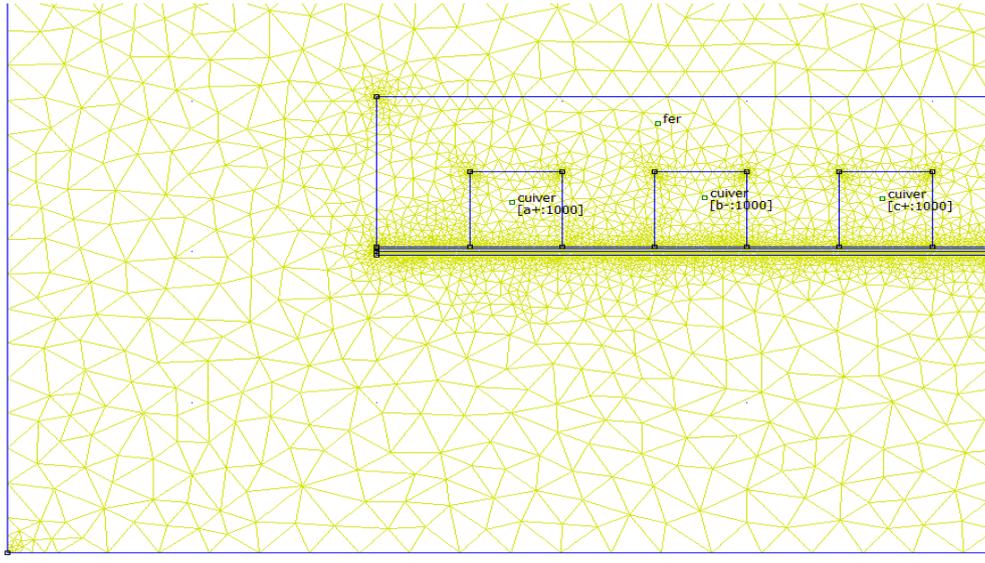


Figure III.35 : Le maillage de moteur linéaire primaire simple P=2 Avec 29661 nœuds.

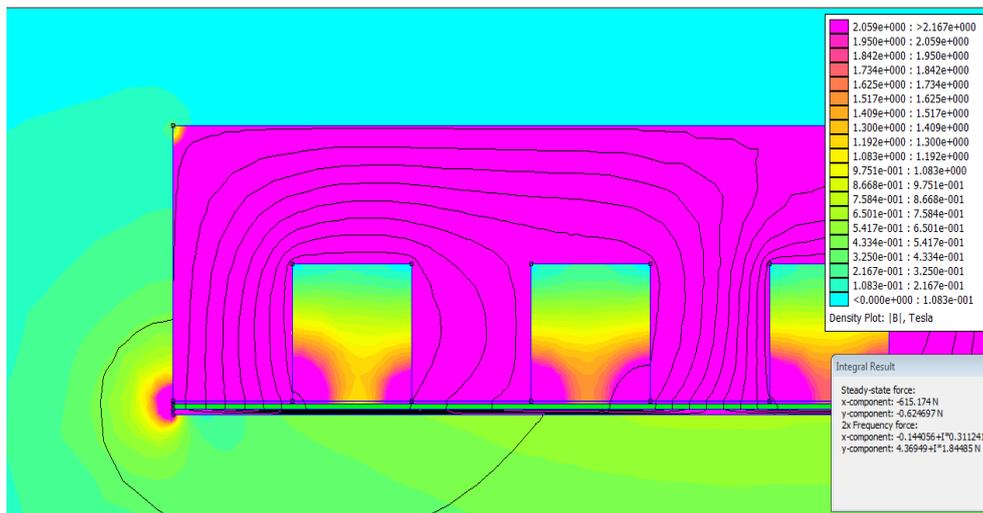


Figure III.36 : Dégradé de couleur de la répartition de l'induction magnétique dans moteur linéaire primaire simple (P=2)

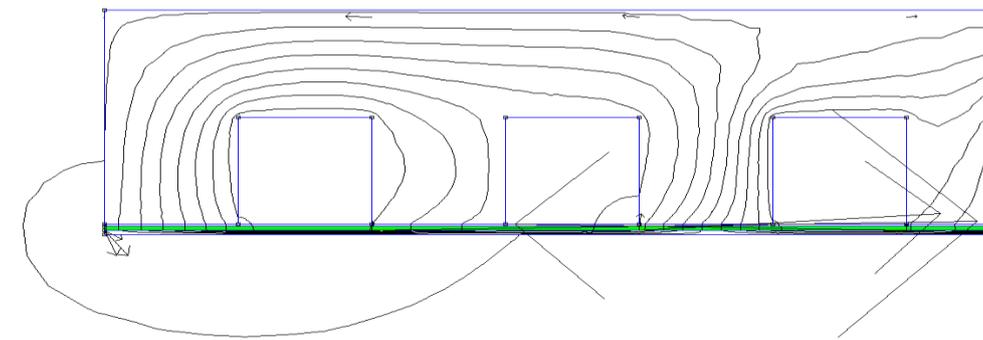


Figure III.37 : Les vecteurs de l'induction magnétique.

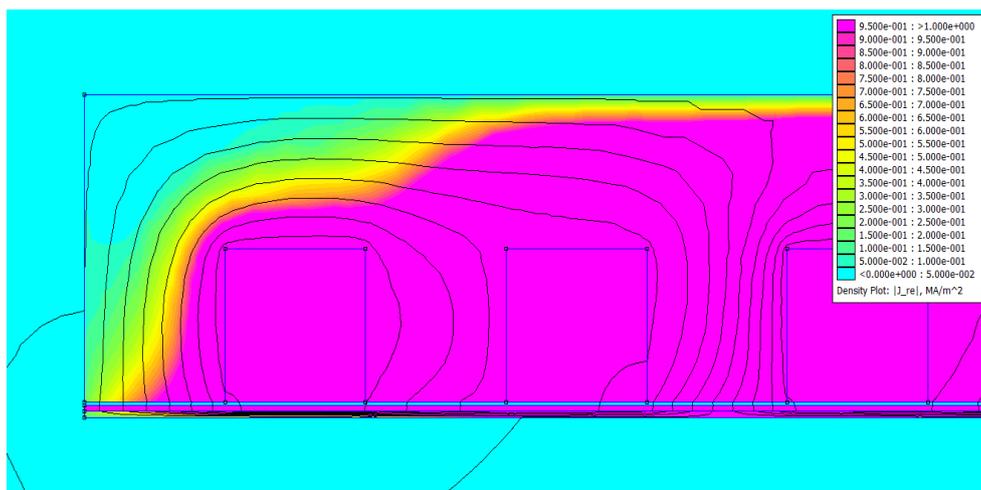


Figure III.38 : Dégradé de couleur de la répartition de courant dans un moteur linéaire primaire simple (P=2)

Après nos recherches, nous avons remarqué que la valeur de force du troisième moteur est supérieure à la valeur de force du deuxième moteur, ce qui est dû à l'ajout d'une plaque de fer sous la plaque d'aluminium, afin que le champ magnétique ne soit pas perdu et construit dans la plaque de fer, mais cela entraînera la force magnétique. Une augmentation significative alors que la force magnétique estimée à 615.234 N.

III.2.7. Optimisation du moteur linéaire

On considère un moteur à induction linéaire avec P=2. Le travail d'optimisation passe par trois étapes :

- Modélisation directe par le logiciel FEMM
- Création d'un réseau de neurones artificiel (RNA) équivalent
- Optimisation par la fonction Matlab : Fmincon

III.2.7.1. Modélisation par FEMM

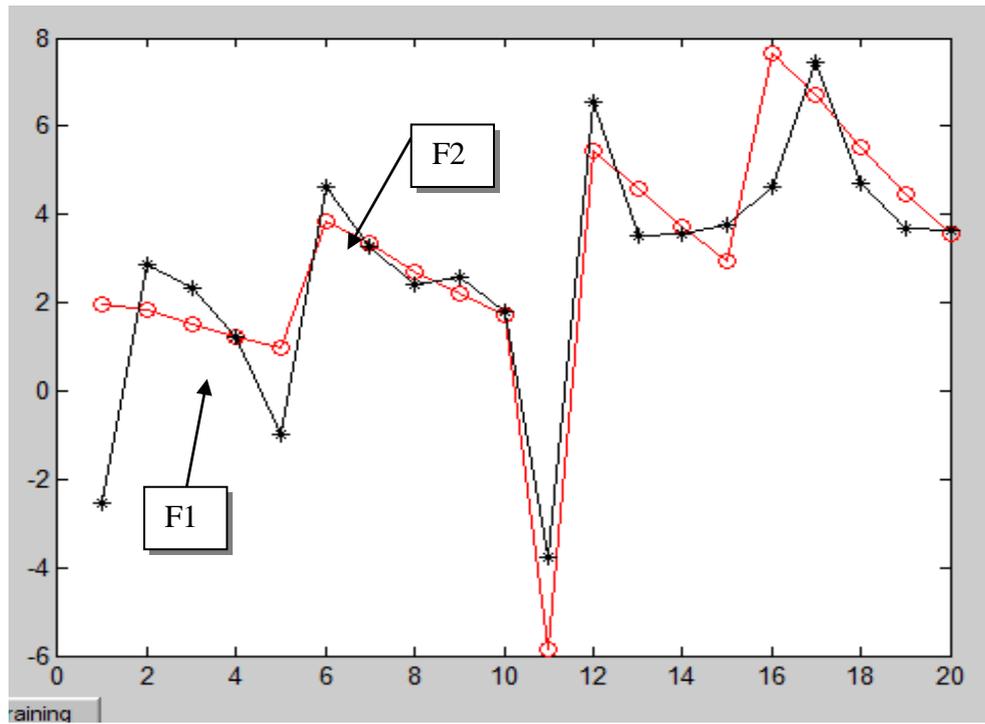
Les résultats de la modélisation pour différentes valeurs de d et h sont montrés dans le Tableau III.9.

h (mm)	d (mm)	La force (N)
1	0.1	-1.95321
3		-1.82789
5		-1.51512
7		-1.21746
9		-0.963734
2	0.2	-3.8564
4		-3.35681
6		-2.71219
8		-2.19146
10		-1.73425
1	0.3	-5.86062
3		-5.44775
5		-4.58856
7		-3.70944
9		-2.95468
2	0.4	-7.64962
4		-6.7129
6		-5.53755
8		-4.45338
10		-3.55075

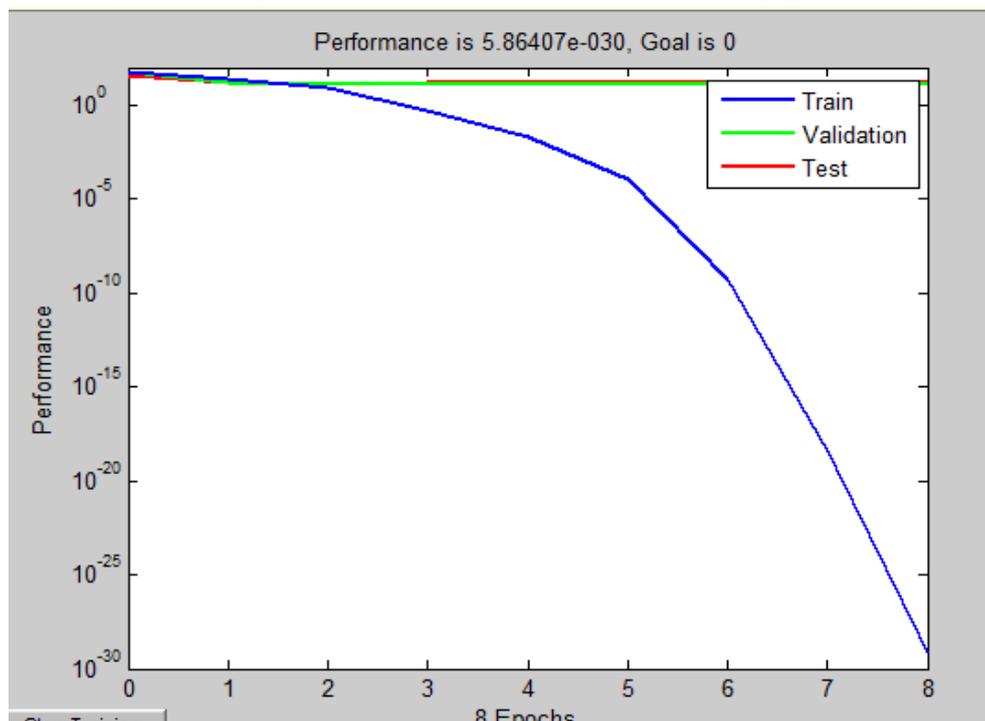
Tableau III.9 : La force en fonction de d et h.

III.2.7.2. Création d'un RNA

Le réseau de neurones artificiel (RNA) de notre moteur est crée à l'aide la fonction newff de Matlab. La Figure III.39 montre une confrontation entre les résultats de la force obtenue par FEMM et la force calculée par le RNA.



La Figure III.39 : Représente la caractéristique de convergence (de calcul) du RNA.



La Figure III.40 : Représente l'entraînement de calcul du RNA

III.2.7.3. Optimisation par Fmincon

L'objectif consiste à déterminer la force maximale produite par le moteur. Cette optimisation est réalisée à l'aide du RNA déjà construit. La ligne de commande utilisée est la suivante :

```
X = fmincon(@ (x) -sim(net,x), [8;0.4], [], [], [], [], [2;0.1], [10;0.4])
```

Après exécution; nous avons obtenu le résultat suivant :

X =

2.0000

0.3345

- Le premier paramètre représente distance entre les encoches (h)
- Le deuxième paramètre représente largeur de la plaque aluminium (d)

III.3. Conclusion

Ce chapitre a concerné l'évaluation de la force électromagnétique générée dans le moteur linéaire à l'aide du logiciel FEMM. Le but de cette étude était également d'évaluer l'impact de certains facteurs ; l'entrefer, largeur de la plaque d'aluminium, fréquence, l'effet du nombre de spires sur la force électromagnétique. Après amélioration de certains paramètres, par optimisation, nous avons obtenu de bon résultat de la force produite par le moteur.

Conclusion générale

Conclusion générale

Dans ce travail, l'objectif que nous avons fixé est atteint. Il concerne la modélisation de plusieurs configurations des moteurs linéaires à induction. Et également l'optimisation de certains paramètres d'un moteur à induction linéaire triphasé. Ce moteur est composé de trois bobines identiques et d'une longue plaque d'aluminium qui représente la partie mobile du moteur. La modélisation est menée à l'aide du logiciel FEMM. Ensuite, la force électromagnétique représentant la grandeur d'intérêt est évaluée par un réseau de neurones artificiel (RNA) créé par la fonction `newff` de Matlab. La fonction `fmincon` de Matlab est utilisée pour l'optimisation c.-à-d., chercher la force maximale produite par le moteur. Sachant que les résultats de la modélisation directe obtenus par FEMM et ceux obtenus par le réseau de neurones sont très proches. Dans ce mémoire, nous avons étudié l'effet de plusieurs paramètres sur la force électromagnétique, tels que la fréquence, la distance entre les encoches et la largeur de la plaque d'aluminium du moteur à induction linéaire.

Bibliographie

[1] AHMED SERIER REDHA ;BOUHRIS BILLEL «ESTIMATION DES PARAMETRES D'UNE MACHINE ASYNCHRONE A CAGE » these master université BLIDA 2017

[2] OUKACI Assia « Commande par mode glissant des paramètres électriques de la machine asynchrone » thèse magister université setif 2011

[3] Alia Salim; GueddaSmail « Commande Vectorielle d'une Machine à Induction » thèse master université d'El-Oued 2018

[4] « Modélisation d'un moteur asynchrone pour le suivi de la sévérité des défauts rotorique par l'approche de la fonction d'enroulement »

[5] Gaëtan Didier,“ Modélisation et Diagnostic de la Machine Asynchrone en Présence de Défaillances”,Thèse de doctorat, 2004, Université D'Henri Poincaré, Nancy-I, France.

[6] https://fr.wikidid.org/wiki/Moteur_électrique

[7] https://fr.wikipedia.org/wiki/Machine_électrique

[8] **Etienne Gaucheron** « Les moteurs électriques pour mieux les piloter et les protéger » cahier technique n 207

[9] BOUDJTAT WALID ; HIMOURA ABEDELKADER thèse master université anaba 2017

[10] GHERBI Allel Et ABBAD Abdellah « COMMANDE D'UN MOTEUR ASYNCHRONE PAR LA LOGIQUEFLOUE ADAPTATIVE » thèse master université Bouira 2018

[11] http://www.electrosup.com/machine_a_courant_continu.php

[12] https://fr.wikipedia.org/wiki/Machine_synchrone_à_aimants_permanents

[13] BEKADDOUR BENATIA Mostefa « Méthodologie de la Conception et de la commande d'un Moteur à Induction Linéaire (MIL) »université Djilali liabesde Sidi-BelAbbès 2018

[14] Ould kaddour Yamina ,Bounaceur Nawal « Modélisation d'un Moteur à Induction Linéaire (MIL) par la Méthode de Réseaux des Reluctances (MRR) » Université Abdelhamid Ibn Badis Mostaganem 2019

Bibliographie

- [15] A. Takorabet, Dimensionnement d'une machine à double excitation de structure innovante pour une application alternateur automobile. Comparaison à des structures classiques.: Thèse de Doctorat, SATIE, ENS Cachan, 2008.
- [16] L. Vido, « Etude d'actionneurs électriques a double excitation destinées au transport. Dimensionnement de structures synchrones »: Thèse de Doctorat, SATIE ENS Cachan, 2004.
- [17] Younes BENAOUNE « Réalisation pratique d'un actionneur linéaire à induction » these master université Biskra 2019
- [18] https://fr.wikipedia.org/wiki/Réseau_de_neurones_artificiels
- [19] HICHAM CHAOUI « CONCEPTION ET COMPARAISON DE LOIS DE COMMANDE ADAPTATIVE À BASE DE RÉSEAUX DE NEURONES POUR UNE ARTICULATION FLEXIBLE AVEC NON-LINÉARITÉ DURE » UNIVERSITÉ DU QUÉBEC À TROIS-RIVIÈRES Mémoire Master Décembre 2002
- [20] OUKACI Assia « Commande par mode glissant des paramètres électriques de la machine asynchrone » Thèse MAGISTER UNIVERSITE DE SETIF 2011
- [21] <https://www.juripredis.com/fr/blog/id-19-demystifier-le-machine-learning-partie-2-les-reseaux-de-neurones-artificiels>
- [22] SALMI SOMIA « Etude numérique d'une Convection naturelle en 2D par la méthode de volumes finis » Thèse master UNIVERSITE DE M'SILA 2018
- [23] Eric Goncalvès. "resolution numerique,discretisation des EDP et EDO", septembre 2005
- [24] Salhi Hicham. "etude numerique de la convection naturelle dans les enceintes nano fluide",2015
- [25] Guediri Fouzia ,Rezzoug Aicha « Introduction à la méthode des éléments finis »
- [26] M. Kern; Élément finis aspects mathématiques; ENSMP,S3733/S3735, 22-26 novembre.

Annexe:

Un programme d'optimisation de l'épaisseur d'encoche pour les moteurs linéaires. La procédure permet d'obtenir les meilleurs résultats afin d'obtenir. La partie mobile du moteur linéaire, le paramètre variable est l'épaisseur des dents de la fente (h)

```
clc
clear
% les données
h=[1 3 5 7 9 2 4 6 8 10 1 3 5 7 9 2 4 6 8 10]
d=[0.1 0.1 0.1 0.1 0.1 0.2 0.2 0.2 0.2 0.2 0.3 0.3 0.3 0.3 0.3 0.4
0.4 0.4 0.4 0.4 ]
f=[1.95321 1.82789 1.51512 1.21746 0.963734 3.8564 3.35681 2.71219 2.19146 1.73425 -
5.86062 5.44775 4.58856 3.70944 2.95468 7.64962 6.7129 5.53755 4.45338 3.55075]
P=[h;d]
% construction du RN
net = newff(P,f,8);
% calcul du RN
net.trainParam.epochs = 1000;
net = train(net,P,f);
% test
f2 = sim(net,P)

figure
plot(f,'ro-')
hold on
plot(f2,'k*-')
```

Fonctionn fmincon:

```
% X=FMINCON(FUN,X0,A,B,Aeq,Beq,LB,UB,NONLCON)

X = fmincon(@(x) -sim(net,x),[8;0.4],[[],[],[],[],[2;0.1],[10;0.4])
```