

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

---

Université de Batna  
Faculté des Sciences de l'Ingénieur

**THESE**

Préparée au

**Département d'Electrotechnique**

Laboratoire d'Electrotechnique de Batna (L.E.B)

Présentée par

**HEDJAZI Djemai**

Pour obtenir le titre de

**Docteur d'Etat**

Spécialité : Génie Electrique

**Contribution à L'amélioration des Performances d'un Moteur  
Linéaire**

Soutenue le 02/05/2007

Devant le Jury composé de :

Prof. CHAHDI Mohamed	Université de Batna	Président
Prof. BOUGUECHAL Nour-Eddine	Université de Batna	Rapporteur
Dr. BENDAAS Lokmane	Université de Batna	Examineur
Dr. SAAD Salah	Université de Annaba	Examineur
Dr. TAIBI Soufiane	Université de Batna	Examineur

Année 2007/2008

*A mes parents*

*A ma femme et à mes trois enfants.*

## Résumé

Cette thèse traite l'étude des moteurs linéaires tubulaires monophasés à induction à noyau mobile ainsi que les phénomènes accompagnant leur fonctionnement.

La présence d'un condensateur dans ce circuit électrique peut changer le comportement de ce dernier qui dépend de la tension d'alimentation et de la fréquence.

Le déplacement du noyau dans un sens ou dans l'autre, peut enclencher un phénomène de Ferro résonance ce qui affecte tous les paramètres du circuit d'où l'appellation moteur paramétrique.

L'étude entamée dans ce travail comprend essentiellement les différents types de moteurs à oscillations classés dans la catégorie des machines spéciales. Ce type de moteur basé sur la variation périodique de l'inductance fonctionne en régime d'oscillation linéaire, provoquant ainsi le changement du comportement du circuit électrique accompagné de divers phénomènes électromagnétiques ce qui rend l'approche mathématique et la simulation délicate. La particularité de son fonctionnement nécessite une conception adéquate d'un circuit de démarrage et d'un autre circuit pour son freinage.

- **Mots clefs :** Moteur paramétrique, Moteur linéaire tubulaire à oscillation monophasé, Ferro résonance, Conversion électromagnétique, Moteur Kouznitsov

## Abstract

The main purpose of the present research work is the study of single phase linear tubular induction motor with moving core as well as their working phenomena .The presence of a capacitor in the electric circuit can change its behaviour which depends on the supply voltage and frequency.

The displacement of the core in direct-reverse movement can lead to a Ferro resonance phenomena which affect all the circuit parameters; hence it is called parametrical motor.

The study carried out here comprehends essentially the different type of oscillating motors classified in the special machines categories. This type of motor which is based on the inductance periodical variation operating in linear oscillating regime leads to a change in the behaviour of the electrical circuit. This behaviour is accompanied with electromechanical phenomena which make the mathematical approach and simulation delicate.

Its operating particularity needs an adequate conception of a starting circuit as well as another circuit for breaking.

**Keywords : Parametric motor, single phase linear tubular oscillation motor, ferro résonance, electromagnetic conversion, Kouznitsov motor**

# Remerciements

Les travaux présentés dans ce document ont été réalisés au laboratoire d'électrotechnique de l'université de Batna (LEB) dirigé par le Professeur ABDESSEMED Rachid que je remercie vivement pour l'apport précieux qu'il a apporté à la réalisation de ce travail.

Je remercie mon encadreur le Professeur BOUGUECHAL Nour-Eddine de m'avoir honoré de diriger ce travail et pour ses conseils et encouragements.

Je remercie le Professeur CHAHDI Mohammed, pour l'honneur qu'il me fait en acceptant de présider le jury.

J'adresse aussi mes remerciements à tous les membres du jury pour avoir accepté de juger ce travail.

La totalité des réalisations pratiques ont été faites grâce à la valeureuse coopération des responsables des divers laboratoires du Département d'Electrotechnique. Je les remercie vivement d'avoir mis à ma disposition tout l'équipement de ces laboratoires. Je tiens en particulier à souligner ma gratitude à :

- Docteur DRID Said, Responsable du Laboratoire "CHADDA Hocine" des machines électriques,
- Monsieur DRID Salim, Responsable du laboratoire de bobinage,
- Docteur NAIT SAID Naceredine, Responsable du laboratoire des machines spéciales.

J'adresse mes plus vifs remerciements à toute l'équipe administrative de la Faculté des Sciences de l'Ingénieur en commençant par Monsieur le Doyen, Professeur BOUGUECHAL Nour-Eddine ainsi que le chef de département Monsieur CHIKHI Khaled et tous ses collaborateurs, Docteur KADJOU DJ Mohamed, Monsieur FETHA Chérif, Monsieur BENAGGOUN Said et Monsieur DEKHINET Kamel pour toute l'aide qu'ils m'ont donnée pour faire aboutir ce travail.

Mes remerciements les plus sincères pour mes amis HARBOUCHE Youcef, BOURKI Ammar pour les encouragements et l'aide qu'ils n'ont cessés de donner sans limite durant les années de réalisation de ce travail.

Je remercie mes collègues Docteur BENOUDJIT Azzeddine, Docteur GUETTAFI Amor, Docteur CHAGHI A/Aziz, Docteur HAMOUDA Chabane, Docteur TAIBI Soufiane ainsi que BELLAALA Djamel, et tous mes autres collègues du département pour leurs conseils et encouragements.

Je ne saurais oublier les efforts de mes nombreux étudiants qui ont participé à la réalisation et aux tests de diverses parties de ce travail sous ma direction.

Que tous ceux qui m'ont aidé de près ou de loin dans l'accomplissement de cette thèse et que je n'ai pas cités trouvent ici l'expression de ma profonde gratitude.

**HEDJAZI Djemai**

# Sommaire

<b>INTRODUCTION GENERALE</b> .....	1
<b>CHAPITRE I : LES MOTEURS LINEAIRES A OSCILLATIONS (ETAT DE L'ART)</b>	
<b>I.1. INTRODUCTION</b> .....	4
<b>I.2. DESCRIPTION DU MOTEUR LINEAIRE</b> .....	5
I.2.1. MOTEUR LINÉAIRE SIMPLE INDUCTION (M.L.I) .....	6
I.2.2. MOTEUR LINÉAIRE DOUBLE INDUCTEUR (M.L.D.I) .....	6
I.2.3. MOTEUR LINÉAIRE PAS A PAS .....	7
I.2.3.1. DÉFINITION ET CARACTÈRES GÉNÉRAUX .....	7
I.2.3.1.1. Fonction des moteurs pas a pas .....	7
I.2.3.1.2. Constitution du moteur pas a pas .....	8
I.2.4. MOTEUR LINÉAIRE TUBULAIRE .....	9
I.2.4.1. moteur linéaire tubulaire asynchrone tri phase .....	9
I.2.4.2. moteur linéaire tubulaire synchrone monophasé a bobine mobile.....	10
I.2.5. MOTEUR A MOUVEMENT OSCILLATOIRE .....	11
I.2.5.1. MOTEURS OSCILLANTS RÉLUCTANT.....	11
I.2.5.1.1. La forme arquée .....	11
I.2.5.1.2. La forme linéaire .....	12
I.2.5.2. MOTEUR A OSCILLATION A BASE D'UN CIRCUIT RLC (PARAMÉTRIQUES).....	13
I.2.5.2.1. MOTEUR A MEMBRANE VIBRANTE.....	15
I.2.5.2.2. MOTEURS A ROTOR PLAT .....	16
I.2.5.2.2.a. M.L.O. a circuit magnétique ouvert .....	16
I.2.5.2.2.b. M.L.O. a circuit magnétique fermé .....	16
I.2.5.2.3. MOTEUR LINÉAIRE TUBULAIRE OSCILLATOIRE (M.L.T.O) .....	17
I.2.5.2.3.a. M.L.T.O à Bobine Mobile.....	17
I.2.5.2.3.b. M.L.T.O à noyau mobil.....	18

<b>I.3. CONCLUSION</b> .....	20
<b>CHAPITRE II : DESCRIPTION DU MOTEUR LINÉAIRE OSCILLANT</b>	
<b>II.1. INTRODUCTION</b> .....	21
<b>II.2. PRÉSENTATION DU PROTOTYPE</b> .....	21
II.2.1. principe de fonctionnement du M.L.T.O.....	22
II.2.2. Caractéristiques du M.L.T.O.....	22
<b>II.3. ILLUSTRATION DU PHÉNOMÈNE DE FERRO RÉSONANCE</b> .....	23
II.3.1. ASPECTS THEORIQUES DE LA FERRO RESONANCE.....	24
II.3.1.1. Condition de Ferro résonance.....	24
II.3.1.2. Comportements quasi-périodiques et subharmoniques.....	27
II.3.1.3. Cycle de Ferro résonance.....	30
<b>II.4. MODELE MATHEMATIQUE DU M.L.T.O A INDUIT MOBILE</b> .....	34
II.4.1. MODÈLE MATHÉMATIQUE GÉNÉRALISÉ.....	34
II.4.1.1. EQUATION DU MOUVEMENT DU M.L.T.O.....	35
II.4.1.2. CAS PARTICULIER (CALCUL PARAMÉTRIQUE).....	39
II.4.1.2.a. Inductance linéaire en fonction du déplacement.....	39
II.4.1.2.b. Inductance à variation hyperbolique.....	40
II.4.1.3. PARTIE ÉLECTRIQUE.....	40
<b>II.4.2. MODELE MATHÉMATIQUE SIMPLIFIÉ DU M.L.T.O</b> .....	43
II.4.2.1. Modèle -01-.....	43
II.4.2.1.a. Equation électrique du M.L.T.O.....	43
II.4.2.1.b. Equation du mouvement du M.L.T.O.....	44
II.4.2.1.c. Circuit du moteur en régime dynamique et transitoire.....	46
II.4.2.1.d. Circuit du M.L.T.O en régime permanent.....	47
II.4.2.2. Modèle -02-.....	50
II.4.2.2.a. LES INDUCTANCES EN FONCTION	
DU DÉPLACEMENT DU NOYAU.....	50

II.4.2.2.b. DÉVELOPPEMENT DES ÉQUATIONS DES INDUCTANCES.....	52
• inductance du stator.....	52
• inductance du rotor.....	53
• inductance mutuelle.....	54
• Inductance totale du M.L.T.O.....	54
• Détermination de la longueur du fer, en fonction du déplacement.....	55
II.4.2.2.c. MODÉLISATION DU M.L.T.O.....	56
• Equations électriques.....	56
• Equations mécaniques.....	57
<b>II.5. CONCLUSION.....</b>	<b>58</b>
<b>CHAPITRE III : MODÉLISATION ET SIMULATION DU MOTEUR LINÉAIRE OSCILLANT</b>	
<b>III.1. INTRODUCTION.....</b>	<b>59</b>
<b>III.2. CALCUL DE L'INDUCTANCE DE LA BOBINE A NOYAU DE FER (NOYAU CENTRE).....</b>	<b>59</b>
<b>III.3. CALCUL ET VISUALISATION DES INDUCTANCES EN FONCTION DE LA POSITION DU NOYAU.....</b>	<b>61</b>
<b>III.4. SIMULATION DU M.L.T.O.....</b>	<b>65</b>
III.4.1. simulation et résultats du model-01-.....	65
III.4.2. simulation et résultats du modèle -02-.....	69
<b>III.5. CONCLUSION.....</b>	<b>74</b>
<b>CHAPITRE IV : CONCEPTION ET EXPÉRIMENTATION DES PROTOTYPES DU MOTEUR LINÉAIRE OSCILLANT</b>	
<b>IV.1. INTRODUCTION.....</b>	<b>75</b>
<b>IV.2. DESCRIPTION DU PREMIER PROTOTYPE.....</b>	<b>75</b>
IV.2.1. DESCRIPTION DU BANC D'ESSAI.....	76
IV.2.2. DÉTERMINATION DES PARAMÈTRES DE LA BOBINE.....	76
IV.2.2.1. Bobine sans noyau de fer.....	76
IV.2.2.2. Bobine avec noyau de fer.....	77
IV.2.2.3. Variation de l'inductance en fonction de la position du noyau.....	78

IV.2.3. ESSAIS EN PAS A PAS DU M.L.T.O.....	79
IV.2.3.1. MOTEUR SANS CIRCUIT DE FERMETURE DES LIGNES DU CHAMP MAGNÉTIQUE.....	79
IV.2.3.1.a. M.L.T.O sans induit.....	79
IV.2.3.1.b. M.L.T.O avec induit.....	80
IV.2.3.1.c. Régime de Ferro résonance .....	81
IV.2.3.1.d. Fonctionnement en régime statique.....	82
IV.2.3.1.e. Fonctionnement en régime dynamique.....	82
IV.2.3.1.f. Modes de régulation.....	85
IV.2.3.1.f.1. Régulation par variation de la résistance supplémentaire .....	85
IV.2.3.1.f.2. Régulation par action sur la tension de commande.....	86
IV.2.3.1.f.3. Régulation par action sur la fréquence.....	87
<b>IV.3. DESCRIPTION DU DEUXIÈME PROTOTYPE M.L.T.O AVEC CIRCUIT DE FERMETURE DES LIGNES DES CHAMPS MAGNÉTIQUE .....</b>	<b>90</b>
IV.3.1. DÉTERMINATION DES PARAMÈTRES DE LA BOBINE .....	90
IV.3.2. ESSAIS EN PAS A PAS DU MOTEUR .....	91
<b>IV.4. DESCRIPTION DU TROISIÈME PROTOTYPE M.L.T.O AVEC CIRCUIT AUXILIAIRE DE DÉMARRAGE .....</b>	<b>92</b>
IV.4.1. EXPÉRIMENTATION DU PROTOTYPE .....	96
IV.4.1.1. Essais en pas a pas.....	96
IV.4.1.2. Régime dynamique.....	99
<b>IV.5. CONCLUSION.....</b>	<b>103</b>
<b>CONCLUSION GENERALE.....</b>	<b>104</b>
<b>ANNEXES</b>	
<b>LISTE DES SYMBOLES</b>	
<b>BIBLIOGRAPHIE</b>	

# Introduction Générale

## INTRODUCTION GENERALE

Le laboratoire d'électrotechnique de l'université de Batna (LEB) a entrepris depuis quelques années l'étude systématique des moteurs linéaires et linéaires oscillatoires (paramétriques). Les diverses directions prises par les recherches menées visent à établir les caractéristiques générales et les spécificités d'utilisation de diverses structures exploitant le principe de la réluctance variable, dont l'idée revient aux années 1838[1]. En 1962, l'expérimentation du circuit R.L.C en régime de ferro résonance est entreprise par Ouest et Jayawant [2]. Au début des années quatre vingt ce système oscillatoire a été ensuite repris par J.J.Blakley [3].

Le moteur linéaire offre la possibilité d'effectuer un mouvement de type rectiligne en s'affranchissant d'une quelconque transformation mécanique d'un mouvement rotatif en un mouvement linéaire. Particulièrement dans le domaine de la petite puissance, il devient très intéressant de pouvoir effectuer des déplacements linéaires avec des appareils peu encombrants.

Les moteurs linéaires paramétriques à induction, de forme tubulaire ou plane, sont basés sur le principe de la variation périodique de l'inductance. Ce type de moteur peut être utilisé dans un système oscillant à résonance électromécanique afin d'obtenir des f.e.m importantes de courte durée, des courants forts ainsi que pour l'accélération de corps conducteurs.

Il possède d'excellentes exécutions par rapport à son homologue ordinaire monophasé puisque celui-ci utilise des oscillations paramétriques donnant un mouvement direct-inverse [14]. La structure « inhabituelle » de ce moteur exige le recours à des méthodes sophistiquées pour le dimensionnement et le calcul des paramètres régissant son fonctionnement.

Le développement des moyens informatiques depuis le début des années 1980, a guidé le développement des outils connexes à la conception. Ces outils doivent assister les concepteurs dans les tâches qu'ils ont à réaliser tout au long du processus de conception, une de ces tâches étant de trouver les différentes solutions technologiques adaptées au problème.

## **Problématique**

Le moteur linéaire oscillatoire classé dans la catégorie des machines spéciales, a suscité pendant plusieurs années l'intérêt des chercheurs afin d'améliorer ses performances. Partant de ce principe, il est devenu intéressant d'entreprendre l'expérimentation de ce moteur.

Durant les essais menés au laboratoire nous avons constaté que ce moteur présente les inconvénients suivants :

- Son démarrage est manuel,
- La coupure de l'alimentation électrique du moteur entraîne l'éjection de l'induit vers l'extérieur,
- Les lignes du champ magnétique d'une bobine à noyau de fer à circuit ouvert se referment à travers l'air ce qui influe sur les dispositifs à proximité,
- L'échauffement excessif du noyau,
- Le phénomène de ferro résonance entraîne un fort courant et une surtension.

## **Objectif**

L'objectif visé à travers cette thèse s'articule autour des points suivants :

1. Mieux s'informer sur les différents types de moteurs à oscillations,
2. Sur le plan fondamental, faire l'étude des phénomènes accompagnant le fonctionnement de ce moteur,
3. Maîtriser le modèle mathématique pour une éventuelle simulation,
4. Sur le plan des applications, maîtriser la conception de ce type de moteur pour permettre une liaison avec les résultats acquis sur le plan fondamental,
5. Contribuer à l'amélioration des performances de ce moteur tout en apportant des solutions aux problèmes rencontrés.

## **Plan du travail**

Le présent travail est constitué de quatre chapitres :

Le premier chapitre présente un état de l'art sur les différentes conceptions des moteurs linéaire, et oscillatoire.

Le deuxième chapitre portera sur le phénomène de ferro résonance ainsi que la présentation de deux modèles mathématiques régissant le fonctionnement du moteur linéaire tubulaire oscillatoire à mouvement horizontal. Le premier modèle traite le moteur linéaire d'une manière détaillée ; par contre, le second modèle est simplifié afin d'étudier le régime permanent et transitoire du moteur.

Le chapitre trois présente dans un premier temps un calcul des différents paramètres et dans un deuxième temps deux simulations sur le fonctionnement du moteur. La première consiste en un circuit R.L.C alimenté par une source de tension alternative monophasé sans qu'on connaisse la tension aux bornes du condensateur par contre dans la deuxième simulation ce problème a été contourné par l'application de la formulation mathématique qui traduit le fonctionnement du moteur.

Le chapitre quatre porte sur la conception et l'expérimentation du prototype M.L.T.O ainsi que différentes propositions afin d'améliorer les performances du moteur.

Enfin, ce travail se termine par une conclusion générale et des perspectives.

# chapitre I

**Les moteurs linéaires à oscillations  
(état de l'art)**

## I.1. Introduction

Le moteur linéaire est un type particulier de son homologue rotatif. Cette nouvelle configuration est en principe envisageable pour tous les types de moteurs rotatifs, il est donc possible de concevoir des prototypes linéaires synchrone, asynchrone, à courant continu, pas à pas et oscillatoire, avec une réversibilité en exploitation et en mouvement, c'est-à-dire à induit fixe inducteur mobile et vice versa. Il est initialement conçu à la moitié du XIX<sup>e</sup> siècle dont les performances atteignent rarement celle des variantes rotatives. Vu les caractères spécifiques de leurs mouvements en translation le moteur linéaire constitue par lui-même un entraînement direct, remplaçant ainsi les systèmes conventionnels complexes associés au moteur rotatif assurant un mouvement rectiligne.

Un moteur linéaire comprend un induit fixe et un inducteur mobile. Le rôle de ces composants peut être inverse. Quatre dispositions relatives principales sont possibles :

- l'inducteur simple : Cette variante est la plus courante, car elle s'intègre le plus facilement dans la plupart des applications, elle présente une force d'attraction importante entre inducteur et induit.

- L'inducteur double : Cette structure permet d'obtenir des poussées spécifiques plus élevées, elle permet également et d'alléger l'induit elle convient donc bien pour un déplacement de ce dernier avec inducteur fixe. Il s'agit alors bien entendu de mouvements de faible amplitude totale. Dans la mesure où l'induit est centré, la résultante des forces d'attraction est nulle.

- L'inducteur tubulaire : C'est une solution qui permet une meilleure utilisation du volume disponible et du cuivre (pas de développantes). Pour une structure bien centrée, la résultante des forces d'attraction est également nulle [4].

- L'inducteur à double action : Cette variante permet d'obtenir des puissances volumiques comparables à celles de la variante tubulaire. Elle est cependant plus délicate à régler [4].

- Moteur à bobine mobile : différentes configurations sont envisageables [5] [6] [7] [8] [9] [10].

Ce type de moteur permet de produire directement un mouvement de translation sans intermédiaire mécanique et sans contact matériel, de ce fait il supprime tout problème d'adhérence ce qui permet, des démarrages plus rapides, des accélérations plus importantes, des vitesses plus élevées, peut surmonter des pentes plus inclinées, un freinage plus efficace, une usure négligeable, un déplacement silencieux et une absence complète de pollution

atmosphérique. Sur la base de ces propriétés il est donc possible de décrire les principaux domaines d'application :

a- les moteurs à accélération faible sont utilisés dans le transport, dans le domaine de la manutention (contrôles des portes coulissantes, commandes des tapis roulants, couloirs roulants et vérins) et pour la traction des métaux liquides.

b- les moteurs à accélération rapide sont utilisés dans les engins spatiaux et comme canon magnétique (lanceur).

Dans la plupart des cas le moteur linéaire de type asynchrone présente la structure la plus économique [11].

## I.2. Description du moteur linéaire.

Un moteur linéaire est essentiellement un moteur électrique qui a été déroulé de sorte qu'au lieu de produire un couple (rotation), il produit une force linéaire.

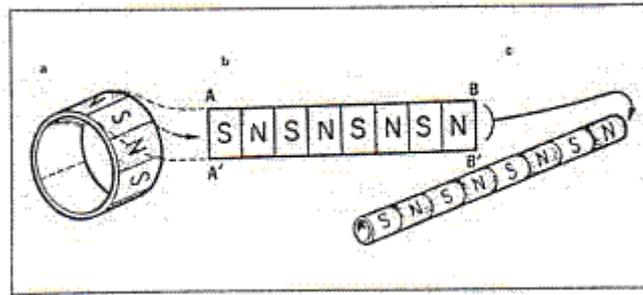
Il se compose de deux parties essentielles, l'inducteur et l'induit. L'une de ces parties peut se déplacer sous l'effet de la force d'interaction des champs magnétiques (inducteur- induit) tandis que l'autre reste bloquée.

De cela on définit deux principaux types de moteur linéaire :

- à induit long inducteur court.
- à inducteur court induit long.

Plusieurs configurations de moteurs linéaires existent [12].

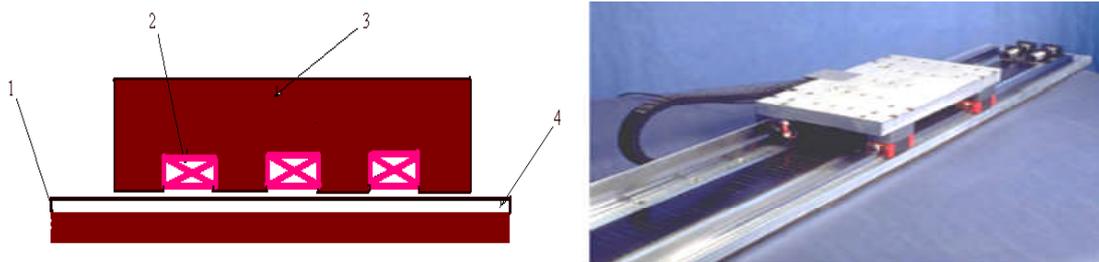
Le moteur linéaire ou plat combine les effets d'extrémités et de bord et représente de ce fait le cas le plus complexe des moteurs à induction. La figure (I.1) montre comment on obtient par transformation géométrique deux configurations de plus grande symétrie et ne présentant que l'une ou l'autre de ces deux perturbations. Si l'on cingle par la pensée le moteur plat de façon à réunir l'entrée AA' et la sortie BB' on retrouve le moteur rotatif classique sans effets d'extrémités, mais avec effets de bord. Si l'on fait l'opération analogue, mais en réunissant cette fois les bords AA' et BB', on obtient le moteur tubulaire ou les effets de bord ont disparu, mais subsistent les effets d'extrémités. A noter que le moteur tubulaire est un excellent moteur linéaire que nous développons actuellement.



*Figure (I.1) : Passage du moteur rotatif au moteur linéaire plat et linéaire tubulaire*

### **I.2.1. Moteur linéaire simple induction (M.L.I)**

Le M.L.I illustré par la figure (I.2) se compose d'un stator (3) portant des bobines (2) et d'un circuit de fermeture des lignes de champ magnétique (induit) qui n'est qu'un assemblage d'une couche d'aluminium (4) et d'une plaque d'acier (1).

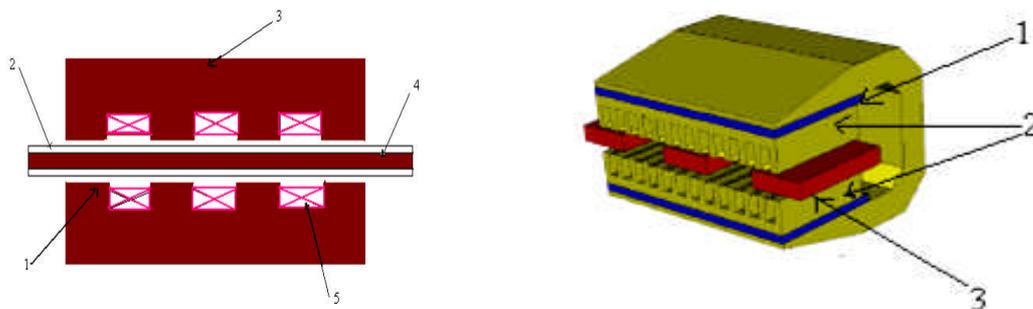


*Figure (I.2) : Moteur linéaire simple induction*

Cette variante est la plus courante, car elle s'intègre plus facilement dans la plupart des applications. Elle présente une force d'attraction importante entre l'inducteur et l'induit.

### **I.2.2. Moteur linéaire double inducteur (M.L.D.I).**

Cette structure figure (I.3) permet d'obtenir des poussées spécifiques plus élevées et une résultante de force d'attraction entre les armatures statoriques presque nulle.



*Figure (I.3) : Moteur linéaire double induction*

Le M.L.D.I n'est q'un assemblage de deux moteurs simple induction composée de deux stators (3) symétriques par rapport à l'induit. (4) circuit de fermeture des lignes de champ, couvert de part et d'autre d'une couche d'aluminium (2) afin d'améliorer les propriétés énergétiques. (1) la denture et (5) le bobinage.

### **I.2.3. Moteur linéaire pas à pas**

#### **I.2.3.1. Définition et caractères généraux**

##### **I.2.3.1.1. Fonction des moteurs pas à pas**

Comme tous les transducteurs électromécaniques, les moteurs pas à pas assurent une conversion d'information [4]. La particularité de ces moteurs est d'assurer un mouvement mécanique incrémental continu. Le développement de tel moteur est lié à trois fonctions principales :

- l'affichage
- le réglage
- la commande

Bien que le développement des premiers moteurs pas à pas remonte au début des années trente, ce n'est que depuis le début des années soixante que ce type de moteur s'est véritablement développé. La cause principale de cette extension a été l'apparition de l'ordinateur, puis des mini-ordinateurs et enfin des microprocesseurs, le moteur pas à pas est devenu alors le principal élément de communication entre les systèmes de traitement de l'information et le monde extérieur [4]. Il permet de matérialiser des résultats sous forme écrite et graphique ou de transformer des ordres et d'assurer un réglage.

Le moteur pas à pas doit être de caractère synchrone afin de satisfaire les impératifs d'une conversion d'informations fiables. En d'autres termes, à toute impulsion d'alimentation doit correspondre une avance élémentaire (rotation ou translation) constante, dite pas. Un nombre déterminé d'impulsions entraîne un nombre correspondant de pas. De plus, la succession d'impulsions à une fréquence déterminée permet d'imposer une vitesse de relation (ou de translation) pratiquement constante.

C'est le contrôle de ces deux fonctions position et vitesse, qui permet d'assurer une conversion d'information. Le moteur pas à pas assure cette conversion sans introduire d'erreurs cumulatives. Elle peut être réalisée sans asservissement.

Un moteur pas à pas est un transducteur permettant une conversion d'énergie et d'information de caractère électromécanique. Son alimentation est de type électrique digital ou impulsif. Son mouvement, rotatif ou de translation, est de type incrémental continu.

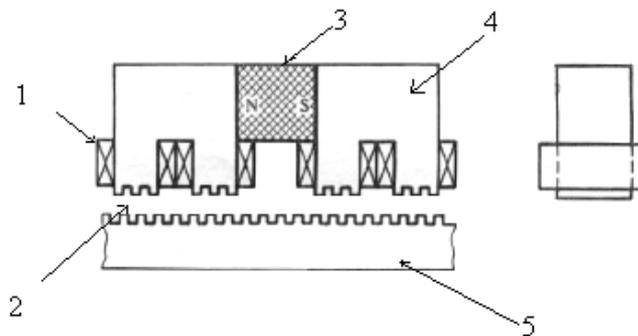
### I.2.3.1.2. Constitution du moteur pas à pas

Les moteurs pas à pas sont principalement de trois types :

- rebutants
- électromagnétiques
- rebutants polarisés

La structure fixe (stator) est généralement de type réluctant variable et supporte les bobinages. La structure mobile (rotor) est également à reluctance variable (moteurs réluctants ou à reluctance différentielle) ou à caractéristique de magnétisation périodique (moteurs électromagnétiques) [4].

L'alimentation statorique étant de type périodique, donc alternative, le flux qui en résulte est également alternatif. En conséquence, le circuit magnétique statorique doit être formé de tôles. Les fréquences atteintes peuvent être de l'ordre de 20 KHz et plus. Le mouvement du rotor présente un caractère synchrone à l'égard du champ magnétique statorique. En conséquence, le flux associé à celui-ci est pratiquement fixe, on peut donc réaliser des structures massives. Cependant, vu le caractère impulsionnel de l'alimentation et du flux, on recourra fréquemment à des structures également feuilletées, afin de réduire les pertes harmoniques figure (I.4)



**Figure (I.4) : Moteur linéaire pas à pas**

L'alimentation d'une bobine ou d'un groupe de bobines associée à un moteur pas à pas conduit le rotor à une position d'équilibre déterminée. Pour assurer le déplacement d'un pas supplémentaire, il est nécessaire d'alimenter une bobine ou un groupe de bobines différentes ; Ceci permet de créer une nouvelle position d'équilibre. En conséquence, un moteur pas à pas doit, dans la règle, comprendre plusieurs bobines ou groupes de bobines. Il s'agit des phases d'un moteur. Un moteur pas à pas comprend usuellement 2, 3, 4, 5 ou 8 phases. Le nombre de phases est fonction du nombre de pas par tour, de la disposition constructive du moteur et des performances attendues (couple ou fréquence élevée). Néanmoins, il est possible de réaliser

des moteurs pas à pas monophasés. Ils sont obligatoirement de type électromagnétique ou réluctant polarisé.

L'avance d'un pas est assurée par l'alternance alimentation, coupure du bobinage. Le rôle de l'alimentation est d'assurer une amplification de la commande de façon à appliquer la tension successivement aux différentes phases. Le couple étant proportionnel au carré du courant, cette alimentation devra s'approcher le plus possible d'une source de courant. L'alimentation est constituée généralement de transistors fonctionnant alternativement en régime saturé ou bloqué. Pour éviter les surtensions de coupure, l'alimentation doit également assurer la décroissance progressive, l'alimentation permet d'agir sur certaines performances limites du moteur. Par ailleurs, le rendement de cette alimentation doit parfois obéir à des conditions de qualité en raison d'aspects énergétiques u thermiques.

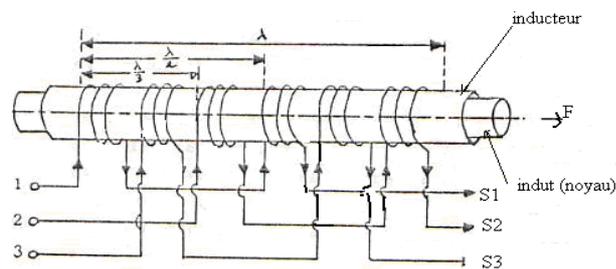
#### I.2.4. Moteur linéaire tubulaire

Dans cette gamme il existe deux types de moteurs, triphasé et monophasé.

##### I.2.4.1. Moteur linéaire tubulaire asynchrone triphasé

On peut donner aux moteurs linéaires à induction une forme tubulaire, dans laquelle l'induit et l'inducteur sont cylindriques, et le champ glissant est dirigé le long de l'axe. Ces moteurs sont alors appelés linéaires à flux axial. [13]. Une façon de créer le champ glissant axial consiste à faire circuler des courants triphasés dans des bobines disposées comme le montre la figure (I.5).

Si on désigne par  $\frac{\lambda}{2}$  (demi-longueur d'onde) l'intervalle entre deux bobines successives d'une même phase bobinée en sens inverse.



**Figure (I.5) : Moteur linéaire tubulaire triphasé asynchrone**

Le Servo Tube de Copley Controls [14], est le premier moteur linéaire triphasé, conçu comme un actionneur. Ayant la vitesse et la robustesse d'un vérin pneumatique, la souplesse d'une vis à billes et la fiabilité intrinsèque, propre aux moteurs linéaires à entraînement direct, le Servo Tube est un actionneur bidirectionnel puissant et bon marché.

Il est particulièrement adapté pour les applications d'empilage, de découpe, de traitement de surface, de remplissage et toute autre manipulation intéressant particulièrement l'industrie de l'agro-alimentaire et de l'emballage.

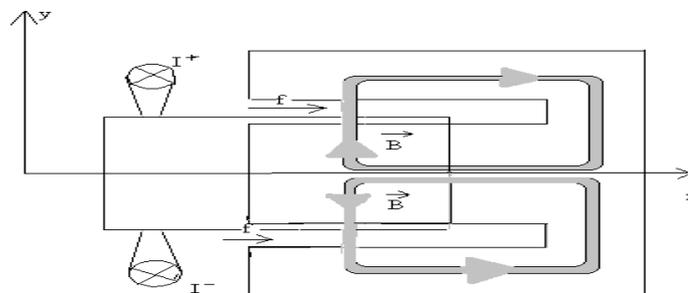
#### I.2.4.2. Moteur linéaire tubulaire synchrone monophasé à bobine mobile

L'utilisation d'une bobine mobile plutôt que d'un aimant mobile se justifie lorsque la masse en mouvement doit être la plus faible possible pour des raisons dynamiques.

En faisant l'hypothèse que le champ d'induction magnétique produit par les aimants est perpendiculaire à la surface de ces derniers et uniformément réparti sous les aimants, ceci sans effet de bord. [15]

La force de Laplace est proportionnelle au courant et indépendante de la position de la bobine pour autant que cette dernière couvre entièrement la longueur des aimants et que le circuit magnétique ne présente pas de variations de réluctance.

La force réluctance est une force produite par le courant circulant dans la bobine sur lui-même, cette force existe sans aimant. L'asymétrie du circuit provoque une force dont la direction est indépendante du signe du courant figure (I.6). En effet une inversion du courant provoque une inversion du champ magnétique dans l'entrefer et donc une force dont le sens reste le même.



**Figure (I.6) : Moteur linéaire à bobine mobile**

Ce type de moteur figure (I.7) comprend essentiellement :

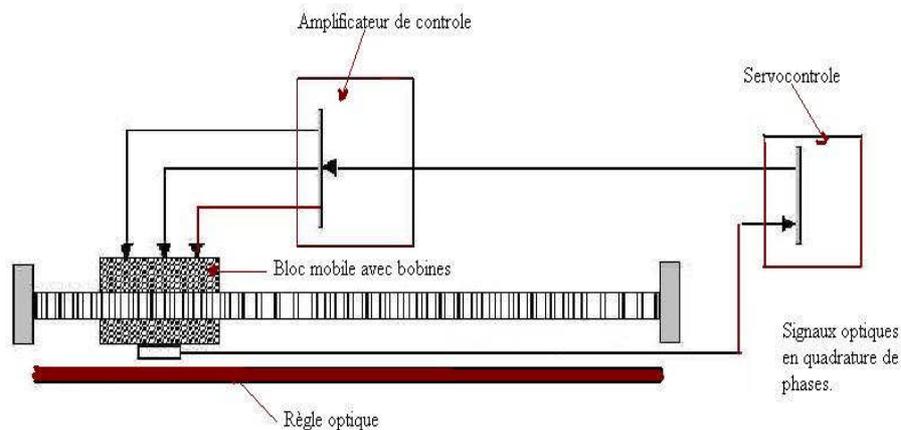
a- Un barreau magnétique d'une longueur appropriée à la course utile se comportant comme stator du moteur. Il se compose de tranches d'aimant permanent, montés dans un ordre particulier à l'intérieur d'un tube en acier inoxydable [16]. La conception tubulaire permet d'optimiser les champs et de ne générer les efforts que dans la direction du déplacement.

b- Un bloc mobile se déplaçant sur le barreau magnétique et exerçant la force de poussée sur la charge à déplacer. C'est un simple solénoïde, enfilé sur le barreau magnétique et comprenant uniquement trois enroulements. Il n'y a pas de contact entre le bloc mobile et le

barreau, le centrage de l'un par rapport à l'autre étant assuré par un guidage extérieur (1.7 mm de jeu admissible au diamètre).

c- Un amplificateur de puissance permet de fournir le courant nécessaire aux bobines du bloc mobile. Les amplificateurs du constructeur se pilotent à partir d'un signal de consigne  $\pm 10$  V en mode couple, fourni par le servo contrôleur de l'utilisateur.

d- Les signaux de retour nécessaires aux contrôles de position et de vitesse du bloc mobile sont fournis par un codeur linéaire s'étendant sur toute la longueur de déplacement du barreau magnétique connecté directement au servo contrôleur.



**Figure (I.7) : Moteur linéaire tubulaire synchrone (d'après lineardrives)**

### I.2.5. Moteur à mouvement oscillatoire

Vu la particularité de ce mouvement deux types de conception sont envisagés, la première est à base de ressorts de rappel et la seconde à base de circuit R.L.C. il est intéressant de donner un aperçu sur les différents modèles existants de ce genre de moteur.

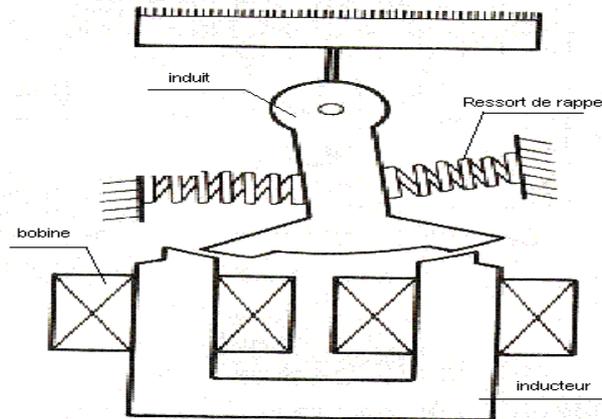
#### I.2.5.1. Moteurs oscillants réductant

Le moteur oscillant à induction a d'excellentes performances par rapport à son homologue monophasé, puisqu'il utilise des oscillations paramétriques qui se présentent comme une rotation directe inverse, ou bien un mouvement de translation direct inverse. Ce comportement de la machine nécessite une étude approfondie, dans le but de les intégrer dans des applications futures. [4], il existe trois variantes, la forme arquée, linéaire et circulaire.

##### I.2.5.1.1. La forme arquée

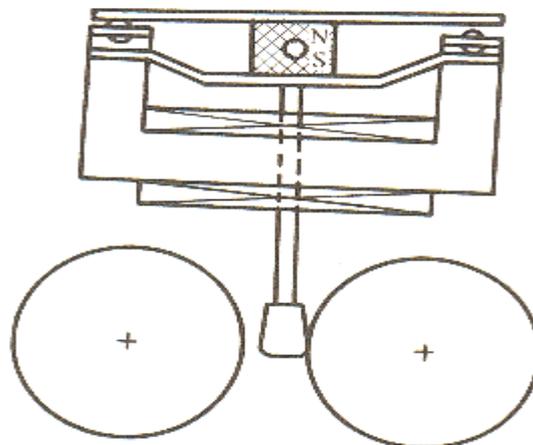
La figure (I.8) représente un moteur oscillant à mouvement angulaire. La position d'équilibre sans courant est définie par un système de ressorts. L'excitation du bobinage provoque un centrage de l'armature mobile. Pour que le système s'amorce, il faut que la fréquence propre

mécanique soit proche du double de la fréquence d'excitation (force proportionnelle au carré du courant) [4].



**Figure (I.8) : Moteur pour l'entraînement de la tête de coupe d'un rasoir.**

La figure (I.9) montre une autre disposition relative appliquée à une sonnerie. Le mouvement de la partie mobile assure l'ouverture et la fermeture des contacts assurant l'inversion du sens du courant dans le bobinage d'excitation. Il s'agit donc d'un système d'alimentation asservi en position. Les moteurs oscillants sont généralement appliqués à des systèmes de tri, à des mélangeurs et à des petits compresseurs.

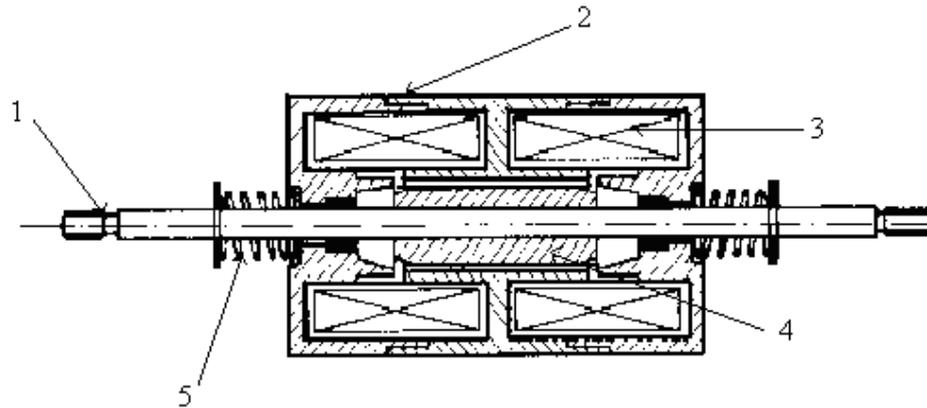


**Figure (I.9) moteur oscillant d'une sonnerie.**

#### **I.2.5.1.2. Forme linéaire**

Ce moteur est un dispositif ne comprenant pas d'aimant permanent et ne présente pas de terme de couple du à l'interaction mutuelle entre partie fixe et partie mobile.

Le couple ou la force résulte de la variation des inductances propres seules. Il est donc associé à une déformation du circuit magnétique. La figure (I.10) montre un type de moteur oscillant réluctant linéaire avec ressorts d'équilibre.



*Figure (I.10) : Moteur oscillant réductant linéaire avec ressorts d'équilibre*

Le système comporte deux bobines (3) dont l'excitation de l'une provoque le déplacement du noyau (1) assemblé à une pièce ferromagnétique (4) dans un sens. La position médiane est assurée par une cause extérieure qui est le ressort (5).

Il est possible d'obtenir une force d'attraction unilatérale au moyen d'une source de tension alternative appliquée à un électroaimant. En effet pour un courant sinusoïdal, la force présente une composante moyenne non nulle pulsant à une fréquence double de celle d'alimentation. Lors de l'enclenchement de l'électroaimant l'entrefer passe d'une valeur de réluctance minimale à une valeur maximale. A chacune de ces positions on fait correspondre une inductance, il s'ensuit une diminution du courant lorsque l'entrefer diminue.

### **I.2.5.2. Moteur à oscillation à base d'un circuit R.L.C (Paramétrique)**

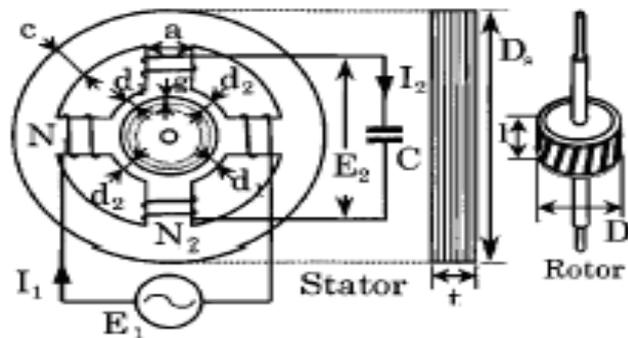
Depuis les années quatre vingt, des recherches ont été engagées dans le développement et les applications pratiques des moteurs paramétriques [17], qui offrent plusieurs avantages que l'on ne trouve pas dans les moteurs conventionnels.

Cependant les machines linéaires paramétriques à induction tubulaires ou planes sont basées sur le principe de la variation périodique de l'inductance. Ce type de machines peut être utilisé dans un système oscillant à résonance électromécanique, afin d'obtenir des F.e.m importantes de courte durée, des courants, ainsi que l'accélération de corps conducteurs. En régime moteur cette machine peut être utilisée dans les systèmes de percussion, comme un lanceur électromagnétique, un piston à configuration horizontale.

Le moteur à induction paramétrique a d'excellentes exécutions par rapport au moteur ordinaire monophasé, puisque celui-ci utilise des oscillations paramétriques et les phénomènes anormaux, tels que la rotation intermittente ou la rotation normale renversée assure par une conception asynchrone figure (I.11) et synchrone ; ou un déplacement direct

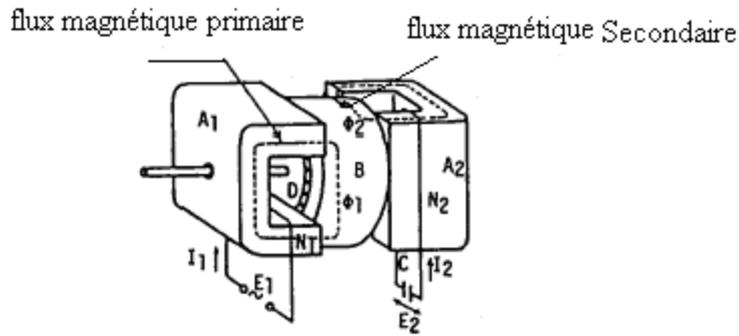
inverse, ceci peut se produire en raison de l'instabilité des oscillations paramétriques. Ce comportement anormal doit être évité quand un moteur à induction paramétrique est utilisé pour des applications pratiques, [18], [19]. Le moteur paramétrique oscillant est composé d'une bobine et d'un noyau pouvant glisser à l'intérieur de celle-ci. En connectant la bobine à une source de tension monophasée à travers un condensateur et une résistance variable, sous les conditions de résonance électromécanique, après un déplacement initial du noyau, il est alors possible d'obtenir un mouvement de translation de ce dernier (direct et inverse). La vitesse d'oscillation peut être réglée par variation de la capacité, de la résistance ou la tension d'alimentation.

La nature de la résonance électromécanique dépend de la présence de deux contours oscillants, L.C contour avec des oscillations électriques et le noyau avec des oscillations mécaniques qui sont dues à l'action électromécanique appliquée à ce noyau, qui est similaire à l'action d'un ressort. L'échange d'énergie entre les deux contours est réalisé grâce à la variation périodique de l'inductance [20].



**Figure (I.11) : Moteur oscillant asynchrone monophasé**

Le contour de la structure d'un moteur synchrone monophasé à oscillation figure (I.12) [17] est composé d'un noyau d'aimant magnétique A1 et A2, d'un circuit magnétique B et d'un rotor D. La tension d'excitation E1 est appliquée à l'enroulement N1 et le condensateur C de résonance est relié en série à l'enroulement N2. Des oscillations paramétriques sont produites à une certaine valeur de la tension E1 une tension de résonance E2 est induite. La tension d'excitation E1 produit le flux magnétique  $\phi_1$  et la tension de résonance E2 produit le flux magnétique  $\phi_2$ . Les deux Flux induisent un champ magnétique tournant à l'intérieur du circuit magnétique B, provoquant ainsi le mouvement du rotor.



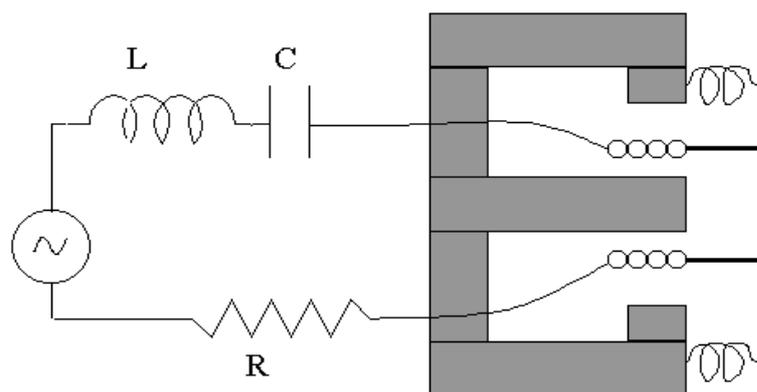
**Figure (I.12) : Moteur oscillant synchrone monophasé**

Le moteur a été conçu de telle sorte que les oscillations paramétriques puissent être instables. On observe souvent le comportement anormal, comme la rotation normale renversée, pour des valeurs importantes de la capacité(C) la rotation du moteur devient intermittente. Dans ce mode, quand la vitesse de rotation devient trop grande, les tensions E1 et E2 s'inversent avec un angle  $\alpha = 180^\circ$  degré entraînant l'inversion du sens de rotation [17].

#### I.2.5.2.1. Moteur à membrane vibrante

Dans l'entrefer d'un aimant annulaire, représenté en coupe sur la figure (I.13) ou règne un champ magnétique radial H, se meut longitudinalement une bobine mobile comportant une longueur l de fil.

La bobine parcourue par un courant i, donne naissance a une force longitudinale Hli (loi de Laplace). Le déplacement de la bobine avec une vitesse v sur son axe, une force électromotrice d'induction  $-Hlv$  apparaît, le signe moins rappelant la loi de Lenz , tandis que la force Hli a le signe + si on la compte comme force extérieure.



**Figure (I.13) : Moteur à membrane vibrante.**

La bobine, d'autre part, est solidaire d'un piston de masse  $m$ , ramené par des ressorts de dureté  $k$ , le mouvement de piston est en outre amorti par une force de frottement  $\int \frac{dx}{dt}$ .

Si  $x$  est le mouvement en avant, cette force comprend en particulier la résistance de rayonnement du piston. Si  $E$  est la tension éventuelle appliquée au circuit de la bobine mobile et  $F$  la force extérieure éventuelle appliquée nous obtenons alors deux équations, l'une électrique qui donne l'équilibre des tensions suivant la loi d'Ohm généralisé et l'autre mécanique qui donne l'équilibre des forces.

### I.2.5.2.2. Moteurs à rotor plat

#### I.2.5.2.2.a. M.L.O. à circuit magnétique ouvert

La figure (I.14) montre un type de moteur paramétrique linéaire (M.L.O) [21] avec un circuit magnétique ouvert. Dans cette figure,  $P_1, P_2, P_3$  et  $P_4$  sont des pôles magnétiques et  $B_1$  est le circuit magnétique commun.

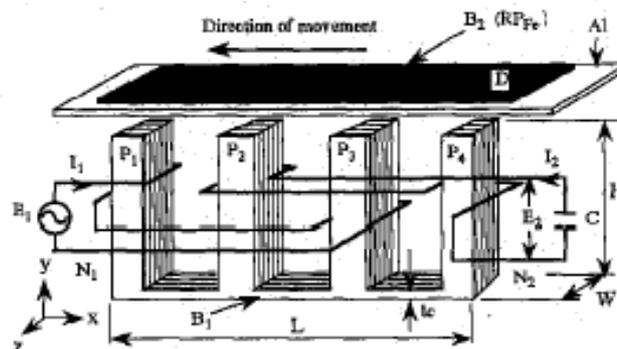
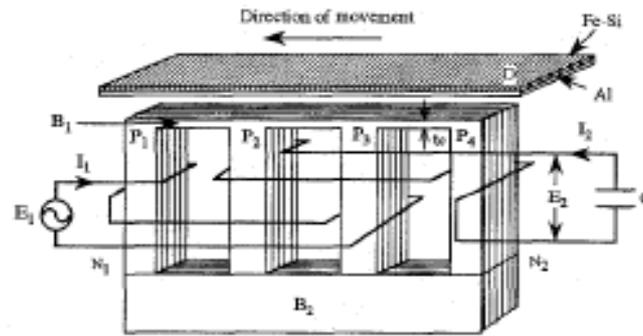


Figure (I.14) : M.L.O. à circuit magnétique ouvert

La plaque D de réaction se compose d'un semi-conducteur, d'une plaque d'aluminium et une autre de fer. Ce moteur a une structure qui élimine le joug  $B_2$ . Il est composé de 4 armatures [22], [23]. Ce moteur est appelé moteur paramétrique linéaire avec circuit magnétique ouvert. il peut être excité par une source d'énergie monophasé et exploité dans divers équipements de transport et à usage domestique.

#### I.2.5.2.2.b. M.L.O. a circuit magnétique fermé

La figure (I.15) montre un autre type de moteur paramétrique linéaire (M.L.O) [24] avec un circuit magnétique fermé. La présence de la capacité dans le circuit fait en sorte que le moteur travail en régime de Ferro- résonance, faisant la différence entre le régime de fonctionnement linéaire continu, et un régime d'oscillation.



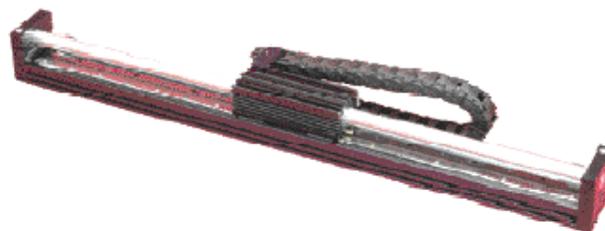
*Figure (I.15) : M.L.O. à circuit magnétique fermé*

### I.2.5.2.3. Moteur linéaire tubulaire oscillatoire (M.L.T.O)

Comme toute autre machine électrique ce moteur est réversible en mouvement, il peut être à bobine mobile noyau fixe ou inversement. Deux types sont envisagés.

#### I.2.5.2.3.a. M.L.T.O à Bobine Mobile

La figure (I.16) illustre un M.L.T.O à bobine mobile [15]. Ce moteur présente une force non linéaire en fonction de la position et du courant. Cette non linéarité est due d'une part à la symétrie et d'autre part à la saturation du circuit magnétique. En pratique on utilise ce type de moteur pour des déplacements à faible course (<80mm). L'utilisation de la bobine mobile plutôt qu'un aimant mobile se justifie lorsque la masse en mouvement doit être la plus faible possible pour des raisons dynamiques. L'inconvénient majeur est la très mauvaise dissipation de la chaleur. Le couple (ou la force) est proportionnel au courant de la bobine dont le changement du signe de ce dernier provoque un changement du sens du couple ou de la force. Cette solution se prête bien à la génération d'un mouvement oscillant ou de va et vient. Ce transducteur est donc linéaire dans sa conversion électromécanique, il se prête bien à des fonctions de mesure comme capteur, affichage, ou conversion acoustique de réglage ou de transformation analogique [4].

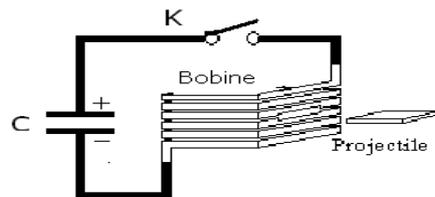


*Figure (I.16) : M.L.T.O à bobine mobile*

### I.2.5.2.3.b. M.L.T.O à noyau mobile

L'exemple type de ce moteur est le lanceur électromagnétique qui est composé d'une source pulsatoire, d'un interrupteur de démarrage, d'une bobine et d'un projectile comme l'indique la figure (I.17). La batterie de condensateur remplace la source pulsatoire. Après la charge du condensateur, l'interrupteur se ferme, pour alimenter la bobine. Le circuit du lanceur est essentiellement un circuit RLC [25].

Il existe trois types de lanceurs électromagnétiques, à induits, à bobines et à reconnections.



*Figure (I.17) : Schéma de principe d'un lanceur électromagnétique.*

Les technologies actuelles, permettent l'application des lanceurs électriques à l'armement, au lancement de missiles, au lancement d'objets vers l'espace ou d'une manière générale, au remplacement des systèmes hydropneumatiques.

Les lanceurs électriques présentent de nombreux avantages par rapport aux canons à poudres, l'avantage essentiel réside dans la possibilité d'accroître sensiblement les vitesses des projectiles. Actuellement l'utilisation des lanceurs électriques est envisagée pour les applications qui requièrent une vitesse initiale du projectile plus élevée ; accélérations de petits projectiles (1 g) à des vitesses très élevées afin d'étudier les équations d'état des matériaux à ultra haute pression.

Accélération de particules envisagée pour la mise sur orbite terrestre d'objets tels que les petits satellites.



*Figure (I.18) : Lévitation magnétique*

Le M.L.T.O a induit Mobile existe en deux dispositions, verticale et horizontale ou [23], [24] les éléments essentiels sont indiqués sur les figures (I.18) et (I.19) pour les deux positions de fonctionnement.

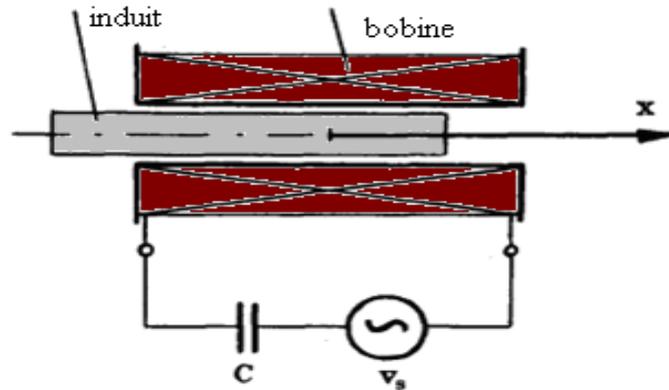


Figure (I.19) : M.L.T.O à disposition horizontale

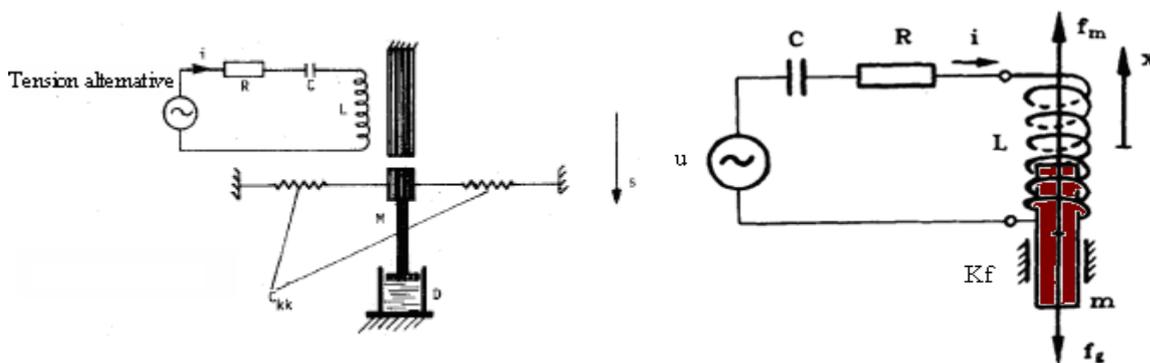


Figure (I.20) : M.L.T.O à disposition verticale

La partie stationnaire consiste en un solénoïde qui forme une partie du circuit résonnant RLC. Le cylindre ferromagnétique inséré dans le solénoïde constitue la partie mobile. Les éléments paramétriques électromécaniques, comprenant une classe de machine unique qui présente certaines caractéristiques communes [28] et [29]. Le processus de conversion d'énergie est similaire à certain type de moteur asynchrone [30]. La conversion de puissance est due à un changement régulier des paramètres, c'est pour cela qu'on les appelle aussi machines paramétriques. Le fonctionnement de ce type de machine est basé sur l'application des oscillations électromécaniques. [29] et [21].

Un système similaire à la lévitation peut être considéré comme une machine paramétrique à réluctance. Le membre vibratoire de cette machine, présente un mouvement oscillatoire dans la position verticale. La fréquence d'oscillation dépend parmi d'autres paramètres de la constante de raideur du ressort [32].

### **I.3. Conclusion**

Nous venons de voir les différentes structures et type de moteurs linéaires à mouvement continu et les moteurs et rotatifs à oscillation.

Dans ce qui suit nous nous intéressons plus particulièrement aux moteurs linéaires tubulaires oscillatoires (MLTO) qui ont été très peu étudiés et qui nous semblent très intéressants. Le (MLTO) présente des difficultés de démarrage et d'arrêt, il est donc surtout utilisé dans les lanceurs électromagnétiques. Dans notre laboratoire nous nous sommes intéressés à une exploitation industrielle du (MLTO). Pour cela nous avons cherché à étudier plus en détail ses caractéristiques pour mieux comprendre son fonctionnement et à améliorer ses caractéristiques et sa commande de démarrage et de freinage.

# chapitre II

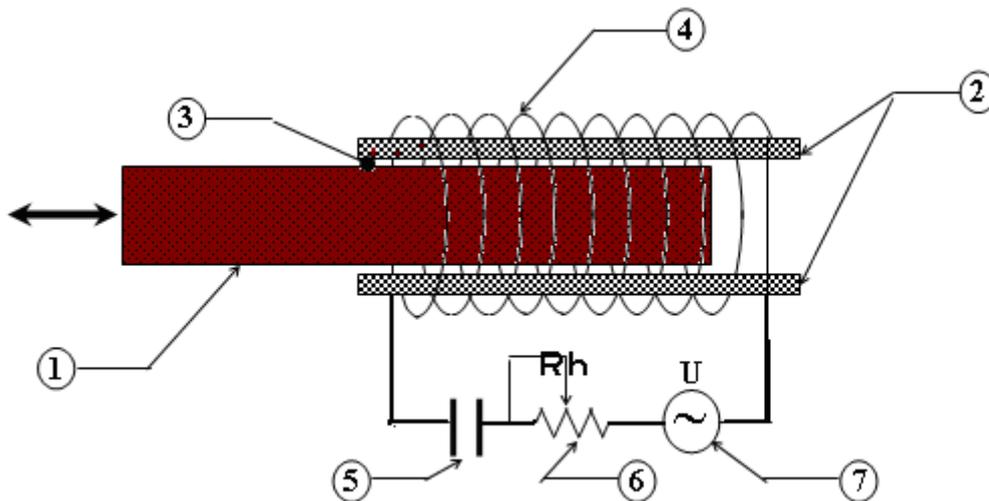
**Description du Moteur Linéaire  
Oscillant**

## II.1. Introduction

Ce chapitre en deux parties est consacré d'une part à la présentation technologique du prototype, sa constitution, sa réalisation et son mode de fonctionnement, et d'autre part à un rappel de quelques généralités sur le phénomène de Ferro-résonance apparaissant lors du fonctionnement de ce type de moteur.

## II.2. Présentation du prototype

Le moteur linéaire tubulaire oscillant (M.L.T.O) figure (II.1), est composé d'une bobine et d'un noyau pouvant glisser à l'intérieur de celle-ci. En connectant la bobine à une source de tension monophasée à travers un condensateur et une résistance variable et sous les conditions de résonance électromécanique, le déplacement du noyau dans les deux sens, entraîne la variation de l'inductance. A une certaine valeur de cette dernière, un phénomène de Ferro résonance s'enclenche et une force importante attire le noyau vers un second point de Ferro résonance symétrique par rapport au point milieu de la bobine. Il est alors possible d'obtenir un mouvement de translation de ce dernier (direct et inverse). La vitesse d'oscillation peut être réglée par variation de la capacité, de la résistance ou de la tension d'alimentation [17] ainsi que par action sur la fréquence.



*Figure (II.1) : Schéma de principe d'un M.L.T.O.*

La structure est constituée d'une bobine (4) connectée en série avec une capacité (5) et une résistance (6) limitant le courant de Ferro résonance, alimentée par une source (7) de tension

monophasée, l'ensemble peut être assimilé à un stator. Le noyau (1) constitué d'un assemblage de tôles magnétiques, emmanché dans un tube en plastique de forme circulaire représente le rotor.

### II.2.1. Principe de fonctionnement du M.L.T.O.

Le principe du M.L.T.O est basé sur l'existence de la résonance électromécanique. La nature de celle-ci dépend de la présence de deux contours oscillants :

- Un contour L.C avec des oscillations électriques.
- Le mouvement du noyau avec des oscillations mécaniques qui sont dues à l'action électromécanique appliquée à ce noyau, qui est similaire à l'action d'un ressort.

L'échange d'énergie entre les deux contours est réalisé grâce à la variation périodique de l'inductance [34].

En effet, Le phénomène de résonance apparaît quand il n'y a plus de déphasage entre les oscillations électriques et mécaniques. Ce mode de résonance constitue le principe de fonctionnement du moteur linéaire paramétrique [35].

### II.2.2. Caractéristiques du M.L.T.O.

Les caractéristiques du moteur considéré sont représentées dans le tableau (II.1) qui récapitule l'ensemble des dimensions électriques et géométriques.

Eléments	Dimensions		Symboles	Valeurs	
Bobine	Longueur		l	22.0 [cm]	
	Diamètre extérieur		$d_1$	6.4 [cm]	
	Diamètre intérieur		$d_0$	3.0 [cm]	
	Diamètre du conducteur		d	1 [mm]	
	Inductance propre	Sans noyau		$L_0$	0.04 [H]
		Avec noyau		L	1.1 [H]
Résistance interne			R	10 [ $\Omega$ ]	
Noyau	Longueur		$l_n$	26[cm]	
	Diamètre		$d_f$	2.9 [cm]	
	masse		m	0.65 [Kg]	
Entrefer	épaisseur		$e_1$	0.1 [mm]	
Condensateur	Capacité		C	36 [ $\mu$ F]	

**Tableau (II.1) Dimensions électriques et géométriques du M.L.T.O**

### II.3. Illustration du phénomène de Ferro résonance

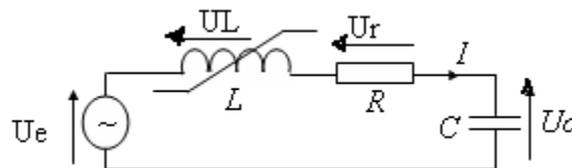
Le terme de Ferro résonance existe dans la littérature scientifique depuis les années 1920 et désigne des régimes oscillatoires très particuliers dus à la coïncidence dans un circuit d'une inductance saturable, d'un condensateur et d'un faible amortissement.

La Ferro résonance, est un phénomène non linéaire spectaculaire responsable de surtensions et pics de courants remarquables, notamment sur les lignes de distribution électriques.

Les particularités de la Ferro résonance sont les suivantes [35], [36], [37] :

- Résonance pour une large gamme de valeurs des paramètres du circuit concerné.
- Présence de pics de courants et de surtensions très importantes pouvant détériorer le circuit électrique.
- Existence d'au moins deux régimes permanents stables différents.
- Existence d'un phénomène de saut entre les différents régimes, voir un comportement chaotique.

Pour illustrer le côté spectaculaire de la Ferro résonance, une manipulation très simple peut être mise en œuvre, sur un circuit  $RLC$  série alimenté par une tension sinusoïdale variable, comme le représente la figure (II.2).



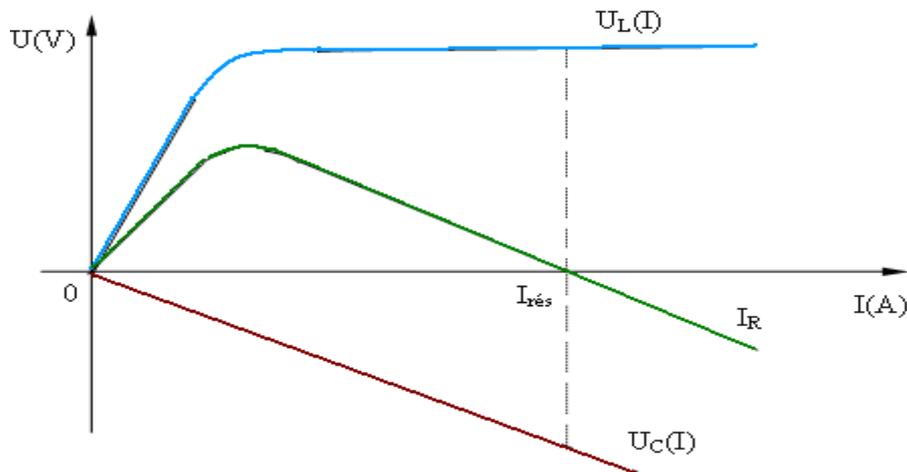
**Figure (II.2) : circuit résonant non linéaire**

On parle dans ce cas de Ferro résonance série. L'inductance non linéaire  $L$  peut être primaire d'un transformateur à vide.

La Ferro résonance est un phénomène qui apparaît dans un circuit  $RLC$  où la bobine est à noyau de fer. Donc le circuit devient non linéaire. Il est connu que le courant dans un circuit comprenant la bobine à noyau de fer est périodique non sinusoïdal où le troisième harmonique se distingue parmi les autres harmoniques. On peut réaliser une égalité entre la chute de tension du premier harmonique aux bornes de la bobine et la chute de la tension du premier harmonique aux bornes de la capacité. L'inductance non linéaire de la bobine dépend du courant, par conséquent en variant la tension appliquée on peut varier la valeur du courant et de l'inductance. Pour une certaine valeur de la tension appliquée la valeur de la réactance

inductive pour le premier harmonique de la bobine peut devenir égale à la réactance de la capacité pour le premier harmonique. Dans ce cas, on dit, qu'une Ferro résonance de tensions a eu lieu dans le circuit.

Les courbes tensions-courants de l'inductance non linéaire et de la capacité sont présentées sur la figure (II.3). Les caractéristiques tensions-courants de la capacité et de l'inductance sont construites en tenant compte de leurs signes. Pour le courant  $I_{res}$ ,  $U_L(I) = U_C(I)$  théoriquement la réactance du circuit s'annule, et le courant du premier harmonique augmente.



**Figure (II.3) : Tension en fonction du courant**

### II.3.1. Aspects théoriques de la Ferro résonance

Du raisonnement de type "premier harmonique" jusqu'à la théorie du chaos, les phénomènes non linéaires comme la Ferro résonance font l'objet de travaux mathématiques très divers. Il est intéressant de dégager de la littérature les grandes lignes des différents types de raisonnement.

#### II.3.1.1. Condition de Ferro résonance

En négligeant la présence des harmoniques du courant  $I$ , et en supposant connue l'évolution de la tension  $U_L = f(I)$  du circuit voir figure (II.3), on peut analyser le fonctionnement du circuit par une méthode graphique [39].

L'équation générale du circuit RLC peut s'écrire :

$$V_e(t) = R.i(t) + \frac{d}{dt}(Li) + \frac{1}{C} \int i . dt$$

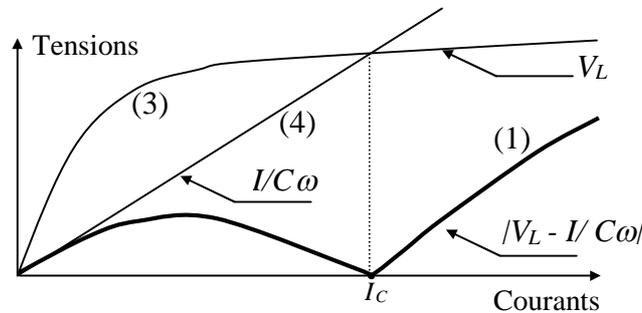
En passant aux valeurs efficaces, l'équation devient :

$$V_E^2 = (R.I)^2 + (V_L - \frac{I}{C\omega})^2$$

$$\sqrt{V_E^2 - (RI)^2} = \left| V_L - \frac{I}{C\omega} \right|$$

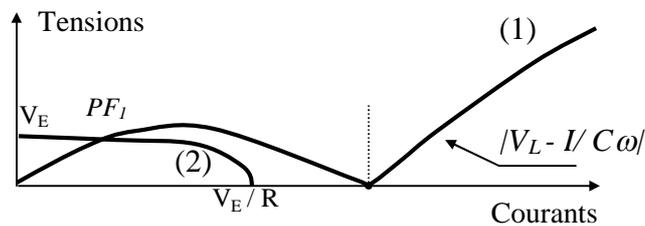
C'est à dire :

Le graphique de la figure (II.4) représente, dans un repère Tensions/Courants, les différentes grandeurs du second membre de cette équation.



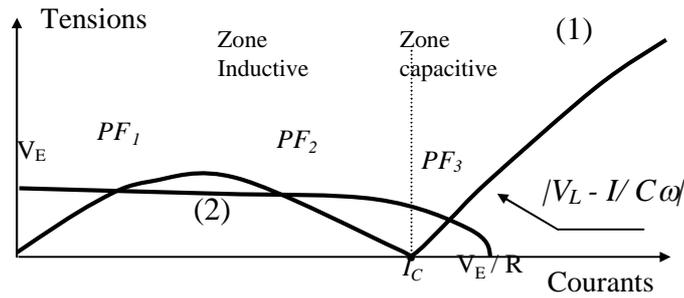
**Figure (II.4) : Caractéristique Tension-Courant**

Le premier membre de l'équation a pour représentation graphique un arc d'ellipse (2) de demi grand axe  $V_E/R$  et de demi petit axe  $V_E$ , représenté sur la figure (II.5)



**Figure (II.5) : Caractéristique Tension Courant**

Dans le cas de la figure (II.5), le seul point de fonctionnement possible est celui noté  $PF_1$  et qui correspond à des valeurs basses de courant. En revanche, dès que  $V_E / R$  dépasse en abscisse l'intersection des courbes (3) et (4), le système présente trois points de fonctionnement dont deux stables comme le montre la figure (II.6).



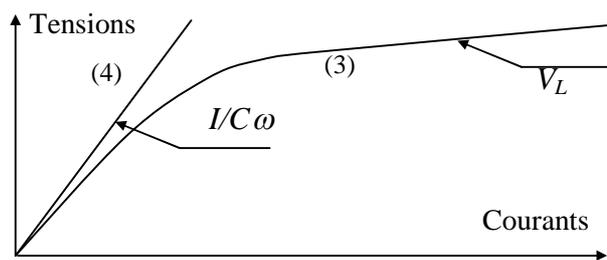
**Figure (II.6) : Caractéristique Tension Courant**

Le second point de fonctionnement stable ( $PF_3$ ), est celui de la Ferro résonance est présenté par des valeurs de courant beaucoup plus élevées qu'avant le saut de mode. On notera également le passage brutal d'un comportement de type inductif à un comportement de type capacitif, chose que l'on retrouve parfaitement dans la pratique.

Les conditions de Ferro résonance sont donc :

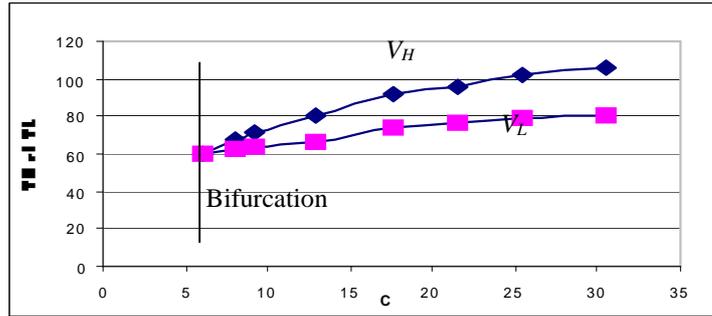
- la caractéristique  $V_C=I/C\omega$  coupe  $V_L(I)$
- $R$  soit suffisamment petit pour que  $E/R > I_c$

On représente ainsi sur la figure (II.7) un exemple de circuit sans risque de Ferro résonance, en tout cas en ce qui concerne l'étude du premier harmonique des courants et tensions.



**Figure (II.7) : Caractéristique Tension Courant**

Il apparaît alors, pour une inductance saturable donnée, une valeur de capacité  $C$  critique en dessous de laquelle il n'y a pas de Ferro résonance. Le graphe de la figure (II.8) présente le relevé des tensions de seuil  $V_H$  et  $V_L$  en fonction de la valeur de la capacité  $C$ .



**Figure (II.8):  $V_H$  et  $V_L$  en fonction de  $C$**

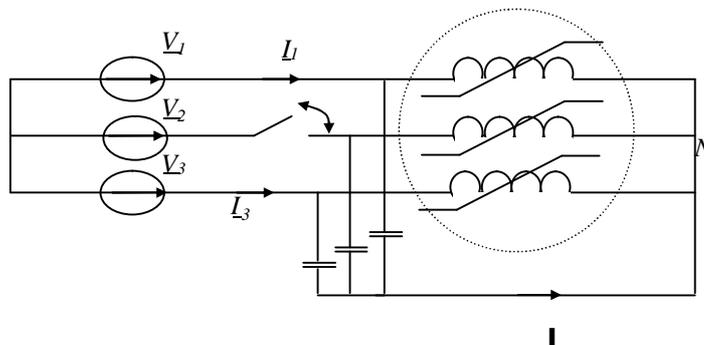
Ce type de tracé fait particulièrement penser à un "graphe de bifurcation" qui est défini comme le tracé d'une variable d'état d'un système dont l'évolution, en fonction d'un paramètre, décrit une branche différente pour chaque solution en régime permanent.

La figure (II.8) reflète bien, à partir d'une certaine valeur de la capacité  $C$ , ici  $6\mu\text{F}$ , l'existence de deux régimes permanents différents, c'est à dire de deux branches distinctes.

### II.3.1.2. Comportements quasi-périodiques et subharmoniques

La littérature concernant la Ferro résonance met en évidence la propension de certains circuits à évoluer de façon subharmonique, quasi-périodique, voire chaotique [35]. Si la présence de bifurcations comportementales dans la Ferro résonance rend l'aspect "chaotique" peu surprenant en théorie, il est assez difficile, en revanche, de le faire s'exprimer en pratique.

Le montage monophasé étant assez limité sur ce point, il est apparu intéressant de visualiser les effets de la non linéarité de l'inductance en triphasé. D'après la littérature [37], l'apparition de comportements étranges semble possible grâce au montage de la figure (II.9) qui représente un tronçon de réseau d'alimentation, avec transformateur à vide et capacités parasites. Pour engager le régime "étrange", une des phases subit une sorte de "faux contact", ici un contact intermittent réalisé grâce à un interrupteur.

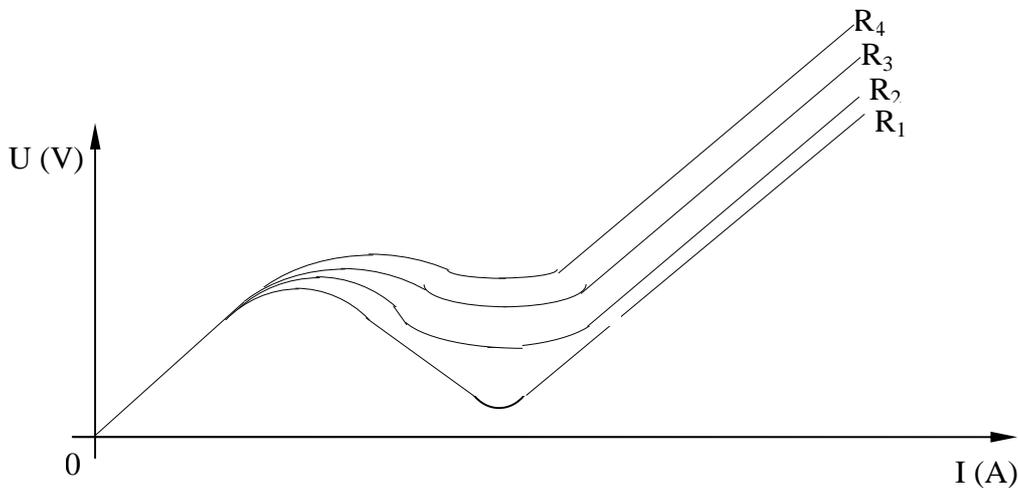


**Figure (II.9) : Circuit triphasé avec "faux contact" sur phase2**

Lors de l'action sur l'interrupteur, des transitoires singuliers apparaissent. En insistant, un régime permanent peut apparaître. A l'échelle de la période, le courant  $I(t)$  semble chaotique. Les courants de lignes, eux, semblent très bruités.

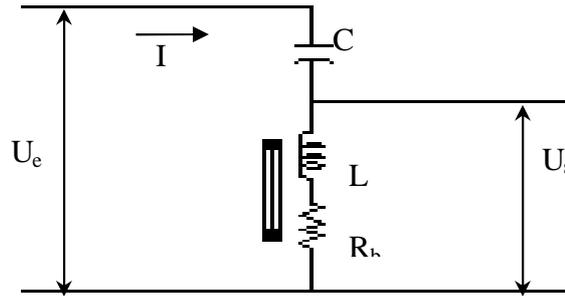
Tenant compte de la valeur efficace du courant dans le circuit construisons la courbe  $U(I)$ , pour les valeurs positives de la tension et du courant. Pour une tension  $U_{ap}$  le courant augmente de la valeur  $I_1$  jusqu'à la valeur  $I_2$ . L'augmentation ultérieure de la tension appliquée provoque une augmentation du courant dans le circuit. La ligne c d o représente la diminution de la tension. En réalité grâce aux harmoniques supérieures et la résistance du circuit, toujours a lieu une chute de tension même en régime de Ferro résonance, et alors la caractéristique tension courant du circuit pour les valeurs du courant correspondantes au régime de Ferro résonance ne prend pas la valeur zéro.

Les caractéristiques tension courant pour différentes valeurs de la résistance du circuit sont représentées sur la figure (II.10).  $R_1 < R_2 < R_3 < R_4$  on peut constater que la tension correspondante à la Ferro résonance augmente avec l'augmentation de la résistance du circuit. Donc quand la résistance du circuit devient importante, le risque de court-circuit est éloigné.



**Figure (II.10) : caractéristique tension – courant pour différentes valeurs de la résistance**

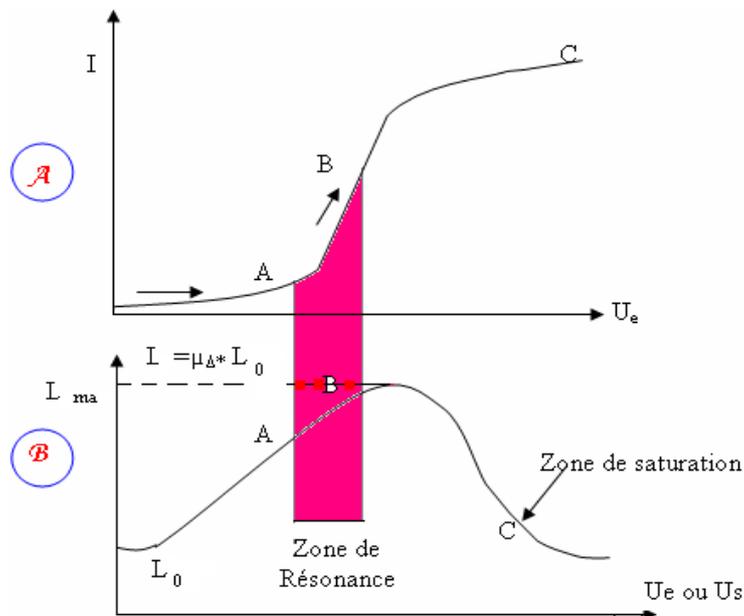
Le noyau magnétique de l'inductance est soumis à une induction variable lorsque la tension d'entrée  $U_e$  change de valeur. Il s'ensuit bien entendu une variation de l'inductance  $L$  et du courant total  $I$ . figure (II.11).



**Figure (II.11) : Schéma théorique du montage mettant en évidence le cycle de Ferro résonance**

Or, si l'on choisit un condensateur de valeur tel qu'il s'accorde avec une grandeur donnée de l'inductance à la fréquence de secteur et pour une certaine tension d'entrée  $U_e$  il se produira un phénomène irréversible de résonance.

Mais considérons tout d'abord la forme particulière de la loi de variation de la courbe courant – tension. En se reportant à la figure (II.12), nous pouvons remarquer que la courbe A représente tout d'abord une montée OA régulière de faible pente ; ensuite dans la zone AB le phénomène se modifie complètement, on assiste à une très rapide montée du courant. Cette zone correspond à la résonance série de L et C, le courant devenant proportionnel uniquement aux pertes matérialisées par la résistance série  $R_b$ . [42]



**Figure (II. 12) : Comparaison du cycle d'aller avec la variation apparente de l'inductance de fer**

Lorsque  $U_e$  croît encore  $L$  varie encore (zone BC), mais tend très rapidement vers zéro puisque le circuit magnétique du bobinage se trouve soumis à un régime d'intense saturation. En effet, il faut souligner que l'inductance à noyau de fer :  $L = \mu \cdot L_0$ , or, pour  $\mu = 0$  (courbe B) le courant augmente progressivement après la résonance.

Au voisinage de la résonance, l'impédance du circuit est donnée par l'expression :

$$Z_t = R_b + j \cdot \left( L\omega - \frac{1}{C\omega} \right) \quad (\text{II.1})$$

Avec  $L$  la variable lorsque :  $L\omega = \frac{1}{C\omega} \quad Z_t = R_b$

Ensuite, pour  $L\omega < \frac{1}{C\omega}$  c'est à dire lorsque la tension alternative  $U_e$  croît encore, on peut considérer que  $L\omega$  est tout à fait négligeable devant  $\frac{1}{C\omega}$  et qu'il reste pour l'impédance :

$$Z_t = R + \frac{1}{jC\omega} = \text{constante} \quad (\text{II.2})$$

En réalité il convient également de noter que la résistance série  $R_b$  n'est pas constante et qu'elle croît à mesure que les pertes dans le fer augmentent lors de la saturation. C'est une raison supplémentaire pour limiter l'accroissement de « I ».

### II.3.1.3. Cycle de Ferro résonance

Si la forme particulière de la courbe  $I/U_e$  peut être expliquée assez clairement, il convient de souligner deux aspects frappants de ce phénomène :

- 1- Tout d'abord la montée est très abrupte, ce qui sous-entend l'existence d'un phénomène cumulatif en plus du phénomène simple de résonance.
- 2- En effectuant des mesures du courant  $I$  pris par l'impédance complexe avec des valeurs croissantes de tension  $U_e$  et, ensuite, avec des valeurs décroissantes, la courbe ainsi constituée ne passe pas par les mêmes points à « l'aller » et au « retour ». voir figure (II.13).

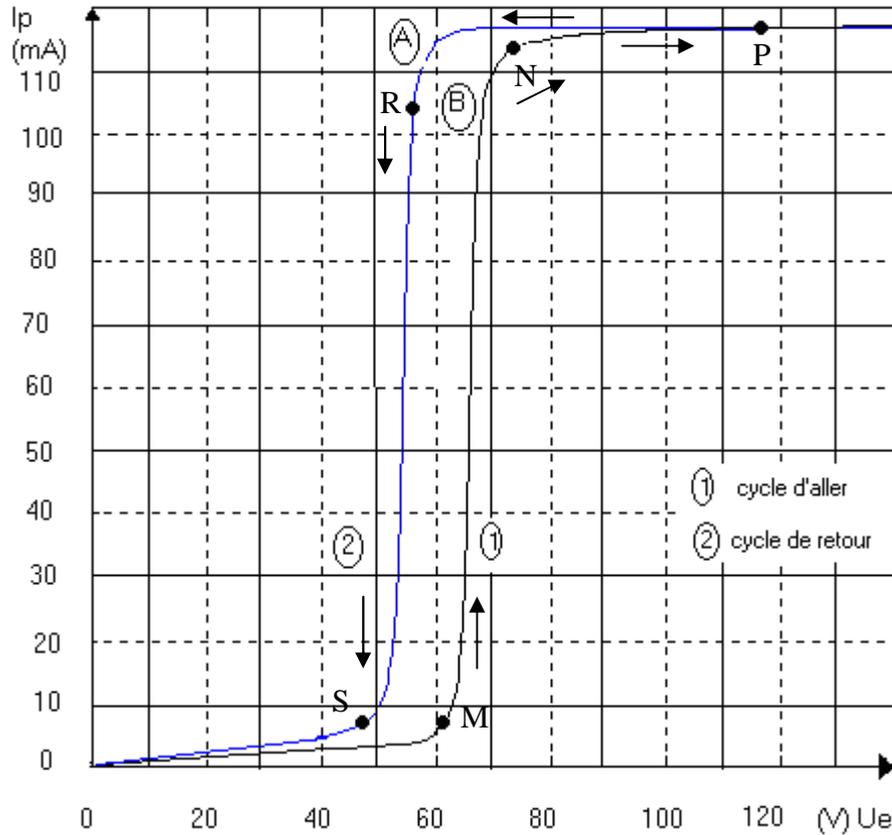


Figure (II.13) : Cycle de Ferro résonance en intensité

Lorsque l'inductance présente une valeur telle que l'on soit au voisinage de la résonance, la tension aux bornes de l'inductance est liée à la tension globale par la relation :

$$U_L = Q_L \cdot U_e \tag{II.3}$$

Ainsi la tension «  $U_L$  » s'apparente à une surtension, le facteur «  $Q_L$  » étant fonction de l'inductance «  $L$  » :

$$Q_L = \frac{1 + jg}{1 + jg \left(1 - \frac{w_0^2}{w^2}\right)} \tag{II.4}$$

$$g = \frac{L \cdot w}{R_b} \tag{II.5}$$

La tension n'est pas sinusoïdale lorsque le fer de l'inductance est saturé.

«  $g$  » étant la surtension théorique.

A la résonance exacte, on sait que le facteur de surtension se limite à :

$$Q_{0L} = 1 + jg_0 \quad (\text{II.6})$$

Ce qui fait en valeur réelle :

$$U_{0L} = \sqrt{1 + g_0^2} \cdot U_e \quad (\text{II.7})$$

Le problème se résume donc à l'étude de la surtension « g » dont la composition est faite de « L », qui croît pour des tensions faibles ou qui décroît la saturation du fer étant atteint, et de « R<sub>b</sub> » qui augmente sans cesse avec « U<sub>e</sub> ».

La connaissance exacte du matériau utilisé pour le circuit magnétique permettrait de calculer « L » et « R<sub>b</sub> » et, de ce fait, la détermination théorique de « U<sub>0L</sub> » semble possible.

Toutefois il est facile de voir que la résolution est loin d'être, commode, aussi on se limitera, ici, à une explication physique du problème.

Au voisinage de la résonance, l'inductance à fer voit sa valeur croître à mesure que la tension augmente à ses bornes ; ce phénomène est dû au fait que nous sommes dans la zone décroissante de la perméabilité, cette dernière augmentant avec l'induction et, par suite, avec la tension. Mais, si l'on augmente la tension globale « U<sub>e</sub> » puisque « L » croît, on se rapproche encore davantage de la résonance et, la surtension s'élève [38].

Si la surtension se rapproche de sa valeur maximum, cette cause a pour effet d'augmenter encore l'inductance « L » ce qui accroît également la surtension aux bornes. Etc... Il se produit donc, un phénomène cumulatif qui a pour tendance d'accélérer encore la modification d'état de fonctionnement du système. Ceci explique la pente abrupte en B de la courbe -1- (figure II.13). La zone MN est en effet pratiquement verticale. Arrivé en N, le courant atteint une valeur qui n'est limitée uniquement que par les pertes du circuit série. Mais à mesure que le courant augmente, les tôles de l'inductance à fer sont soumises à une induction de plus en plus grande. Il arrive donc un moment où ces tôles se trouvent saturées et cet effet se produit avec la même rapidité que la montée de l'intensité.

Dés lors, l'inductance L disparaît très vite et l'impédance résiduelle du circuit série se limite à :

$$Z_{série} = R_b - j \frac{1}{C_w} \quad (\text{II.8})$$

Comme il a été démontré plus haut.

Cette impédance est sensiblement constante et si «  $U_e$  » augmente encore, comme :

$$I = \frac{U_e}{Z_{série}}$$

I croît progressivement c'est la zone NP de la courbe -1- figure (II.13)

Maintenant considérons la courbe 2 de la figure (II.13), il est facile de voir que :

- a) La pente de la courbe est modifiée dès le point P pour des tensions effectivement décroissantes.
- b) La zone de « basculement » a lieu en A, pour une tension bien inférieure au cas des tensions croissantes
- c) La pente de la zone de modification d'état paraît légèrement moins abrupte qu'en B.

Ces constatations résultent d'un phénomène propre à la résonance d'un condensateur avec une bobine à noyau de fer progressivement saturable. Les effets de la résonance électrique alliés à ceux du Ferromagnétisme déterminent le « cycle de Ferro résonance ». Lorsque la tension globale  $U_e$  décroît, au voisinage du point P, l'inductance est saturée. Nous nous trouvons sur le flanc décroissant de l'inductance L figure (II.12) B zone BC, il en résulte qu'une diminution de tension globale «  $U_e$  » entraîne une augmentation de l'inductance L. La saturation du fer du circuit magnétique diminue au contraire  $R_b$  diminue également. Il s'ensuit que la qualité du circuit série s'améliore. Mais si  $Q_L$  augmente, la surtension aux bornes de l'inductance s'élève aussi et ce phénomène est en opposition avec la diminution provoquée par  $U_e$ .

Nous nous trouverons donc en présence de deux effets antagonistes qui déterminent le fonctionnement suivant :

$U_e$  diminue

$$U_L = Q_L \cdot U_e \tag{II.9}$$

Avec :

$Q_L$  croît.

$U_L$  : sensiblement constante.

Or, si la tension  $U_L$  ne bouge pratiquement pas il en résulte que :

- a) L'intensité I varie peu lorsqu'on modifie la tension  $U_e$

b) La tension globale créant au retour le « basculement » est nécessairement plus faible.

Il arrive naturellement un moment où l'augmentation de l'inductance  $L$  cesse, on atteint alors la valeur maximum. L'effet antagoniste à la diminution de  $U_e$  décroît donc progressivement à mesure que la saturation disparaît. Enfin, en abordant le flanc de montée de l'inductance, le phénomène s'inverse et il s'ensuit que toute diminution de «  $U_e$  » entraîne une diminution de «  $L$  » figure (II.12).B zone OAB. Mais revenons à la zone RP. Figure (II.13), lorsque  $U_e$  décroît, l'inductance dans les tôles doit en principe baisser, d'où une baisse des pertes et de «  $R_b$  ». Toutefois si l'on se reportait à la technologie des transformateurs à haute induction, on pourrait voir que la croissance des pertes dans le fer est beaucoup moins grande pour les inductions faibles que pour les fortes. Dans ces conditions  $R_b$  diminue donc beaucoup plus vite.

Les deux constatations précédentes conduisent maintenant à une diminution notable de «  $Q_L$  », lorsque la surtension donne une tension «  $U_L$  » décroissante aux bornes de la bobine à fer. En résumé, si l'on remarque bien, «  $U_L$  » varie donc bien dans le même sens que «  $U_e$  ».

Lorsque la tension «  $U_e$  » sera assez faible pour que la tension de surtension «  $U_L$  » décroisse suffisamment l'inductance «  $L$  » aura diminué d'autant et l'on se rapprochera à nouveau de la résonance.

Il faut bien, que la tension d'alimentation soit plus faible pour que :

$$L.w = \frac{1}{Cw}$$

Ceci explique, en effet, que la tension de « basculement » soit, au « retour », plus faible que pour « l'aller » :

$$\mu_{eA} < \mu_{eB}$$

Arrivé au voisinage de la résonance le même phénomène se produit : une diminution de la tension globale «  $U_e$  » occasionne une décroissance de la surtension «  $U_L$  » qui abaisse de ce fait la valeur de l'inductance  $L$  ce qui diminue le coefficient de qualité  $Q_L$  donc la surtension ...etc. Il s'agit bien d'un phénomène cumulatif qui ramène le fonctionnement à son état initial, zone O S, figure (II.13).

## II.4. Modèle mathématique du M.L.T.O à induit mobile

### II.4.1. Modèle mathématique généralisé.

Généralement, le moteur peut fonctionner soit dans une position horizontale ou Verticale. Quand il fonctionne en position verticale, la force de gravité agissant sur le noyau doit être aussi prise en compte.

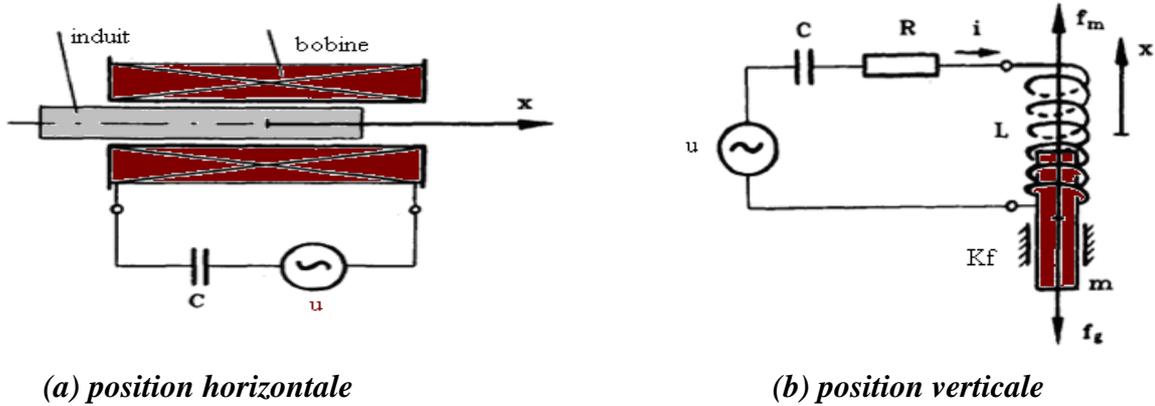


Figure (II.14) : Système Electromécanique Equivalent du M.L.T.O.

Le système électromécanique de la figure (II.14) à deux orifices équivalent du moteur. [40], les équations d'équilibre de ce système peuvent être exprimées comme suit :

#### II.4.1.1. Equation du mouvement du M.L.T.O.

Ce type de moteur fonctionne en régime d'oscillation forcée est régie par l'équation différentielle du second ordre suivante :

$$m \cdot \frac{d^2 x}{dt^2} + K_f \cdot \frac{dx}{dt} + k_r \cdot x = F(t) \quad (\text{II.10})$$

Où :  $F(t) = P_p - F_{mag}$

La force magnétique est donnée par :

$$F_{mag} = -\frac{1}{2} \frac{dL(x)}{dx} \cdot i^2 \quad (\text{II.11})$$

Ou : D'autres paramètres sont aussi importants tels que la dérivée première et la dérivée seconde de l'inductance par rapport au déplacement.

$$L'(x) = -\frac{dL(x)}{dx} \quad (\text{II.12})$$

$$L''(x) = \frac{d^2L(x)}{dx^2} \quad (\text{II.13})$$

L'approximation du premier ordre de l'inductance autour du point d'équilibre statique est donnée par :

$$L(x) = L_0 - x.L'_0 \quad (\text{II.14})$$

Où :  $L_0$  est l'inductance au point d'équilibre, qui est une approximation du premier ordre autour du point d'équilibre statique de  $-\frac{dL(x)}{dx}$  d'ou :

$$L'(x) = L'_0 - x.L''_0 \quad (\text{II.15})$$

On suppose qu'au point d'équilibre  $x=0$ ,  $L(0) = L_0$ , et

L'inductance est modulée par des variations périodiques de la position.

$$x = x_m \cdot \cos(\omega_m t + \theta_m) \quad (\text{II.16})$$

La force magnétique peut être exprimée tenant compte des équations (II.15) et (II.16) cependant les termes comportant les fréquences élevées peuvent être négligés.

$$F_{mag} = \frac{1}{2} [L'_0 - L''_0 x_m \cdot \cos(\omega_m t + \theta_m)] \cdot \left[ \frac{1}{2} I_1^2 + I_1 I_+ \cdot \cos(\omega_m t + \theta_+) + I_1 I_- \cdot \cos(\omega_m t - \theta_-) \right] \quad (\text{II.17})$$

Ou bien :

$$F_{mag} = \frac{1}{2} L'_0 \left[ 1 - \frac{L''_0 x_m}{L'_0} \cdot \cos(\omega_m t + \theta_m) \right] \cdot \left[ \frac{1}{2} I_1^2 + I_1 I_+ \cdot \cos(\omega_m t + \theta_+) + I_1 I_- \cdot \cos(\omega_m t - \theta_-) \right] \quad (\text{II.18})$$

En négligeant les termes du second ordre l'équation devient :

$$F_{mag} = \frac{1}{2} L'_0 I_1^2 \left[ \frac{1}{2} + \frac{I_+}{I_1} \cdot \cos(\omega_m t + \theta_+) + \frac{I_-}{I_1} \cdot \cos(\omega_m t - \theta_-) - \frac{1}{2} \cdot \frac{L''_0}{L'_0} x_m \cdot \cos(\omega_m t + \theta_m) \right] \quad (\text{II.19})$$

Pour une masse suspendue le poids peut être exprimé par :

$$P_p = \frac{1}{2} \cdot L'_0 \cdot (i^2)$$

$$P_p = \frac{1}{2} \cdot L'_0 \cdot \left( \frac{I_1^2}{2} \right) \quad (\text{II-20})$$

En utilisant l'équation (II.12) on aura le terme oscillant de la force magnétique :

$$f(t) = F_{mag} - P_p \quad (\text{II.21})$$

Donc :

$$f(t) = \frac{1}{2} L'_0 I_1^2 \left[ \frac{I_+}{I_1} \cdot \cos(\omega_m t + \theta_+) + \frac{I_-}{I_1} \cdot \cos(\omega_m t - \theta_-) - \frac{1}{2} \cdot \frac{L''_0}{L'_0} \cdot x_m \cos(\omega_m t + \theta_m) \right] \quad (\text{II.22})$$

En utilisant le résultat de l'équation (II.20) il est possible de réécrire l'équation (II.22) en fonction des paramètres du circuit électrique. La force oscillatoire est exprimée par :

$$F = \frac{1}{2} L'_0 I_1^2 \left[ \frac{1}{2} \cdot \frac{j\omega_+}{z_+} \cdot L'_0 \cdot x_m \cdot e^{j(\omega_m t + \theta_m)} - \frac{1}{2} \cdot \frac{\omega}{z_-^*} \cdot L'_0 \cdot x_m \cdot e^{j(\omega_m t + \theta_m)} - \frac{1}{2} \cdot \frac{L''_0}{L'_0} \cdot x_m \cdot e^{j(\omega_m t + \theta_m)} \right] \quad (\text{II.23})$$

Il est maintenant possible d'écrire la force en régime permanent :

$$(-\omega_m^2 \cdot m + j\omega_m \cdot K_f + k_r) \cdot x_m =$$

$$-\frac{1}{4} \cdot L'_0 \cdot I_1^2 \left[ \frac{j\omega_+(z_+^*)}{|z_+|^2} \cdot L'_0 \cdot x_m - \frac{j\omega_-(z_-)}{|z_-|^2} \cdot L'_0 \cdot x_m - \frac{L''_0}{L'_0} \cdot x_m \right] \quad (\text{II.23})$$

Cette équation peut être simplifiée tenant compte des relations (II.13) et (II.14) :

$$\frac{1}{m}k_r - \omega_m^2 + j.\omega_m \cdot \frac{k_f}{m} = -\frac{1}{4}L'_0 I_1^2 \frac{1}{m} \cdot \frac{L''_0}{L'_0} \left[ \frac{L'^2_0}{L''_0} \cdot \frac{j.\omega_+(z_+^*)}{|z_+|^2} - \frac{L'^2_0}{L''_0} \cdot \frac{j\omega_-(z_-)}{|z_-|^2} - 1 \right] \quad (II.25)$$

La partie réelle peut être exprimée par :

$$-\frac{1}{m}k_r + \omega_m^2 = g \frac{L''_0}{L'_0} \cdot \left[ \frac{\omega_+(\omega_+L_0 - (\frac{1}{\omega_+c}))}{|z_+|^2} \cdot \frac{L'^2_0}{L''_0} + \frac{\omega_-(\omega_-L_0 - (\frac{1}{\omega_-c}))}{|z_-|^2} \cdot \frac{L'^2_0}{L''_0} - 1 \right] \quad (II-26)$$

Où g est la pesanteur.

Puisque  $\omega_1$  supérieur a  $\omega_m$  alors :

$$\omega_m^2 = \frac{k_r}{m} + g \cdot \frac{L''_0}{L'_0} \cdot \left[ 2 \frac{\omega_1 \cdot (\omega_1 \cdot L_0 - (\frac{1}{\omega_1 \cdot c}))}{|z_1|^2} \cdot \frac{L'^2_0}{L''_0} - 1 \right] \quad (II.27)$$

Pour le cas de la lévitation magnétique  $k_r = 0$  :

$$\omega_m^2 = g \cdot \frac{L''_0}{L'_0} \cdot \left[ 2 \frac{\omega_1 \cdot (\omega_1 \cdot L_0 - (\frac{1}{\omega_1 \cdot c}))}{|z_1|^2} \cdot \frac{L'^2_0}{L''_0} - 1 \right] \quad (II.28)$$

Il est aussi possible d'estimer le facteur d'amortissement  $k_f$  nécessaire, afin de maintenir un régime permanent pour des oscillations faibles. Cela est obtenu en égalisant les parties imaginaires de l'équation (II.24).

$$\frac{k_f}{m} = 2 \cdot g \cdot L'_0 \cdot R \cdot \frac{\omega_1^2 \cdot L_0^2 + 2 \cdot \left(\frac{L_0}{C}\right) - \left(\frac{3}{\omega_1^2 \cdot C^2}\right) - R^2}{|z_1|^4} \quad (\text{II.29})$$

### II.4.1.2. Cas particulier (calcul paramétrique)

Les résultats des équations (II.28) et (II.29) peuvent être appliqués pour des cas particuliers de l'inductance.

#### II.4.1.2.a. Inductance linéaire en fonction du déplacement

Ce modèle peut être présenté par :

$$L = L_0 - k_1 \cdot x \quad (\text{II.30})$$

Les caractéristiques principales de ce modèle peuvent être résumées comme suit :

$$\begin{array}{ll} L = L_0 - k_1 \cdot x & L(0) = L_0 \\ L' = k_1 & L'(0) = k_1 \\ L'' = 0 & L''(0) = 0 \end{array} \quad (\text{II.31})$$

Tenant compte du modèle représenté par (II.30) et (II.31) on peut déterminer la fréquence mécanique :

$$\omega_m^2 = 2 \cdot g \cdot k_1 \cdot \frac{\omega_1 \left[ \omega_1 \cdot L_0 - \left(\frac{1}{\omega_1 \cdot C}\right) \right]}{|z_1|^2} \quad (\text{II.32})$$

Ceci est une estimation, pour la fréquence mécanique de vibration pour un circuit de lévitation accordé, dont l'inductance est supposée linéaire. Des résultats similaires ont été obtenus expérimentalement et par simulation [28]. Il est intéressant de noter que l'équation (II.32) est la même que l'équation (II.28). L'application de l'équation (II.32) n'est valable que pour :

$$\omega_m \ll \omega_1$$

**II.4.1.2.b. Inductance à variation hyperbolique.**

$$L = L_k + \frac{k_1}{x_0 + x} \quad (\text{II.33})$$

Où:

$L_k, k_1, x_0$  des constantes.

Ce type d'inductance, est souvent observé dans des modèles expérimentaux.

Les paramètres importants de ce modèle sont résumés comme suit :

$$\begin{aligned} L_0 &= L_k \cdot \frac{k_1}{x_0} \\ L_0' &= \frac{k_1}{x_0^2} \\ L_0'' &= \frac{2 \cdot k_1}{x_0^3} \end{aligned} \quad (\text{II.34})$$

Tenant compte des caractéristiques du modèle hyperbolique on obtient :

$$\omega_m^2 = 2 \frac{g}{x_0} \left[ \frac{k_1}{x_0} \cdot \frac{\omega_1 (\omega_1 L_0 - (\frac{1}{\omega_1 C}))}{|z_1|^2} - 1 \right] \quad (\text{II.35})$$

**II.4.1.3. Partie électrique**

Un autre élément important dans l'évaluation de la force magnétique est le courant.

Cependant la tension d'alimentation sous forme complexe peut s'écrire :

$$v_1 = j \cdot \omega_1 I_1 L_0 \quad (\text{II.36})$$

C'est à dire la tension inductive n'est pas affectée par les oscillations faibles.

Cette tension peut être décomposée en deux composantes directe et inverse :

$$v_+ = j \cdot \omega_+ L_0 I_+ \exp(j \cdot \theta_+) - \frac{1}{2} j \omega_+ L_0' x_m I_1 \exp(j \cdot \theta_m) \quad (\text{II.37})$$

$$v_- = j.\omega_-.L_0.I_-.\exp(j.\theta_-) - \frac{1}{2}.j.\omega_-.L_0'.x_m.I_1.\exp(-j.\theta_m)$$

Et le courant peut être exprimé de la même manière en tenant compte des composantes directes et inverses par la relation suivante avec une approximation du 1<sup>er</sup> ordre :

$$\begin{aligned} i^2 &= (i_1 + i_+ + i_-)^2 \\ i^2 &= i_1^2 + 2.i_1.i_+ + 2.i_1.i_- + 2.i_+.i_- + i_+^2 + i_-^2 \end{aligned} \quad (\text{II.38})$$

Avec :

$$\begin{aligned} i_1 &= I_1.\cos(\omega_1 t) \\ i_+ &= I_+.\cos(\omega_+ t + \theta_+) \\ i_- &= I_-.\cos(\omega_- t + \theta_-) \end{aligned} \quad (\text{II.39})$$

$I_1, I_+, I_-$  sont, les amplitudes respectives des composantes des courants et  $\omega_1, \omega_+, \omega_-$  les fréquences angulaires des composantes tel que :

$$\begin{aligned} \omega_+ &= \omega_1 + \omega_m \\ \omega_- &= \omega_1 - \omega_m \end{aligned} \quad (\text{II.39})$$

Pour de faibles oscillations :

$$\begin{aligned} I_+ &\ll I_1 \\ I_- &\ll I_1 \end{aligned} \quad (\text{II.40})$$

Par conséquent les trois derniers termes de l'équation (II.38) peuvent être négligés, donc :

$$\begin{aligned} i^2 &= I_1^2.\cos^2 \omega_1 t + 2.I_1.I_+.[\cos \omega_1 t].[\cos(\omega_+ t + \theta_+)] \\ &+ 2.I_1.I_-.[\cos \omega_1 t].[\cos(\omega_- t + \theta_-)] \end{aligned} \quad (\text{II.41})$$

En utilisant les identités trigonométriques l'équation peut prendre la forme suivante :

$$\begin{aligned}
 i^2 = & I_1^2 \cdot \frac{1 + \cos 2 \cdot \omega_1 t}{2} \\
 & + I_+ I_+ \cdot \{ \cos(\omega_m t + \theta_+) + \cos[(2 \cdot \omega_1 + \omega_m)t + \theta_+] \} \\
 & + I_- I_- \cdot \{ \cos(\omega_m t - \theta_-) + \cos[(2 \cdot \omega_1 - \omega_m)t + \theta_-] \}
 \end{aligned} \tag{II.42}$$

La relation entre les composantes des courants et l'inductance est exprimée à partir du flux de fuite ( $L.i$ ), et tenant compte des approximations du premier ordre des inductances et des courants nous obtenons :

$$\begin{aligned}
 L.i = & L_0 \left\{ 1 - \frac{L_0'}{L_0} x_m \cdot \cos(\omega_m t + \theta_m) \right\} \cdot \{ I_1 \cdot \cos(\omega_1 t) \\
 & + I_+ \cdot \cos(\omega_+ t + \theta_+) + I_- \cdot \cos(\omega_- t + \theta_-) \}
 \end{aligned} \tag{II.43}$$

Les termes du second ordre peuvent être négligés ce qui conduit à l'expression suivante :

$$\begin{aligned}
 L.i = & L_0 \cdot \{ I_1 \cdot \cos(\omega_1 t) + I_+ \cdot \cos(\omega_+ t + \theta_+) + I_- \cdot \cos(\omega_- t + \theta_-) \\
 & - \frac{1}{2} \cdot \frac{L_0'}{L_0} I_1 x_m \cdot [\cos(\omega_+ t + \theta_m) + \cos(\omega_- t - \theta_m)] \}
 \end{aligned} \tag{II.44}$$

Ainsi donc les composantes du flux peuvent être déduites sous la forme suivante :

$$\begin{aligned}
 (L.i)_{\omega_1} &= L_0 \cdot I_1 \cdot \cos(\omega_1 t) \\
 (L.i)_{\omega_+} &= L_0 \cdot I_+ \cdot \cos(\omega_+ t + \theta_+) - \frac{1}{2} \cdot L_0' \cdot x_m \cdot I_1 \cdot \cos(\omega_+ t + \theta_m) \\
 (L.i)_{\omega_-} &= L_0 \cdot I_- \cdot \cos(\omega_- t + \theta_-) - \frac{1}{2} \cdot L_0' \cdot x_m \cdot I_1 \cdot \cos(\omega_- t - \theta_m)
 \end{aligned} \tag{II.45}$$

Donc l'équation correspondante au système RLC s'écrit :

$$\begin{aligned}
& j.\omega_+.L_0.I_+.\exp(j.\theta_+) - \frac{1}{2}.j.\omega_+.L_0'.x_m.I_1.\exp(j.\theta_m) \\
& + \frac{I_+}{j.\omega_+.C}.\exp(j.\theta_+) + R.I_+.\exp(j.\theta_+) = 0
\end{aligned} \tag{II.46}$$

Et :

$$\begin{aligned}
& j.\omega_-.L_0.I_-. \exp(j.\theta_-) - \frac{1}{2}.j.\omega_-.L_0'.x_m.I_1.\exp(-j.\theta_m) \\
& + \frac{I_-}{j.\omega_-.C}.\exp(j.\theta_-) + R.I_-. \exp(j.\theta_-) = 0
\end{aligned} \tag{II.47}$$

Ainsi si  $z_+$  et  $z_-$  sont les impédances du circuit résonnant alors :

$$\begin{aligned}
Z_+.I_+.\exp(j.\theta_+) &= \frac{1}{2}.j.\omega_+.L_0'.x_m.I_1.\exp(j.\theta_m) \\
Z_-.I_-. \exp(j.\theta_-) &= \frac{1}{2}.j.\omega_-.L_0'.x_m.I_1.\exp(-j.\theta_m)
\end{aligned} \tag{II.48}$$

Et comme résultat nous aurons le rapport des courants :

$$\begin{aligned}
\frac{I_+}{I_1} &= \frac{1}{2}.j.\omega_+.\frac{L_0'.x_m}{Z_+}.\exp[j.(\theta_m - \theta_+)] \\
\frac{I_-}{I_1} &= -\frac{1}{2}.j.\omega_-. \frac{L_0'.x_m}{Z_-^*}.\exp[j.(\theta_m + \theta_-)]
\end{aligned} \tag{II.49}$$

Avec  $Z_-^*$  la conjuguée de  $Z_-$

## II.4.2. Modèle mathématique simplifié du M.L.T.O.

### II.4.2.1. Modèle -01-

#### II.4.2.1.a. Equation électrique du M.L.T.O.

Le circuit RLC série par son équation électrique régissant son fonctionnement possède un modèle identique à celui d'une machine à courant continu à l'exception du mouvement. L'équation électrique du moteur linéaire tubulaire oscillatoire est une équation d'un circuit RLC série à bobine à noyau de fer :

$$L \frac{di}{dt} + \frac{\partial L}{\partial x} \cdot \frac{dx}{dt} \cdot i + R i + \frac{1}{C} \int i dt = u \tag{II.50}$$

Avec :

$L$  : est une fonction de déplacement du noyau dans la bobine.

$X$  : distance occupée par le noyau (intérieur de la bobine).

$v = \frac{dx}{dt}$  : La vitesse linéaire d'oscillation ;

$L \cdot \frac{d i}{d x}$  : La f.e.m statique de la bobine.

$i v \cdot \frac{\partial L}{\partial x}$  : La f.e.m dynamique de la bobine

L'équation (II.50) est une équation différentielle non linéaire et non homogène avec second membre.

#### II.4.2.1.b. Equation du mouvement du MLTO.

Le moteur paramétrique oscillant est assimilable à un système mécanique oscillant figure (II.15).

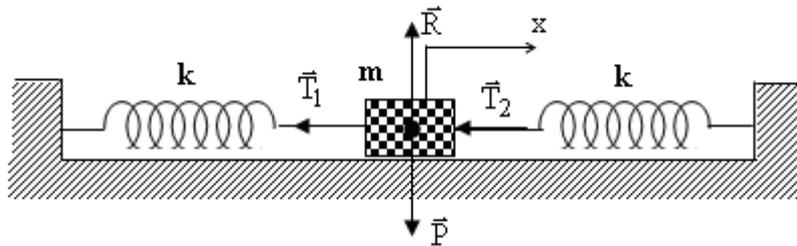


Figure (II.15) : Système mécanique oscillant non amorti

Ce système est composé d'une masse ( $m$ ) accrochée à deux ressorts identiques (ayant la même constante d'élasticité  $k$ ) dont les extrémités libres attachées à un mur; on suppose que les frottements entre la masse et le plan sont négligeables, soumis à l'action d'un champ extérieur variable, est à oscillation forcée. L'équation mécanique de ce système est définie comme suit:

$$m \cdot \frac{d^2 x}{dt^2} + k_f \frac{dx}{dt} = f_m - f_g \quad (\text{II.51})$$

Et l'équation électrique qui est de la forme :

$$\frac{d\Psi}{dt} + R \cdot i + \frac{1}{C} \int i \cdot dt = u \quad (\text{II.52})$$

Où :

$f_g = m \cdot g$  : force de gravitation.

$f_m$  : force magnétique s'exerçant sur le noyau.

$\psi = L \cdot i$  : flux magnétique total.

Cependant la force magnétique  $f_m$  peut être déterminée en utilisant l'expression suivante :

$$f_m = 0.5 \cdot i^2 \cdot \frac{\partial L}{\partial x} \quad (\text{II.53})$$

Puisque l'inductance de la bobine est fonction de la position du noyau, la dérivée du flux magnétique devient :

$$\frac{d\Psi}{dt} = i \cdot \frac{\partial L}{\partial x} \cdot \frac{dx}{dt} + L \frac{di}{dt} \quad (\text{II.54})$$

En substituant pour le flux dans l'équation (II.52) on obtient :

$$L \frac{di}{dt} + \frac{\partial L}{\partial x} \cdot \frac{dx}{dt} \cdot i + Ri + \frac{1}{C} \int i \cdot dt = u \quad (\text{II.55})$$

Afin d'éviter l'intégration dans l'équation (II.55), les deux membres de cette expression doivent être différenciés par rapport au temps, donnant ainsi l'équation :

$$L \frac{d^2i}{dt^2} + \left[ R + 2 \cdot \frac{\partial L}{\partial x} \cdot \frac{dx}{dt} \right] \cdot \frac{di}{dt} + \left[ \frac{1}{C} + \frac{\partial^2 L}{\partial x^2} \left[ \frac{dx}{dt} \right]^2 + \frac{\partial L}{\partial x} \cdot \frac{d^2x}{dt^2} \right] \cdot i = \frac{du}{dt} \quad (\text{II.56})$$

Pour une tension d'alimentation sinusoïdale le membre de droite de l'équation (II.56) devient:

$$\frac{du}{dt} = \omega U_m \cdot \cos(\omega t) \quad (\text{II.57})$$

Où :  $\omega = 2 \cdot \pi \cdot f$

Par conséquent, un ensemble d'équations d'équilibre qui convient à un calcul numérique pour les deux systèmes mécanique et électrique peut être obtenu comme suit :

$$x'' = (0.5.L'.i^2 - f_g - k_f.x').\frac{1}{m} \quad (\text{II.58})$$

$$i'' = \left\{ \omega.U_m.\cos(\omega t) - [R + 2.L'.x'].(i') - \left[ \frac{1}{C} + L''.(x')^2 + L'.x'' \right].i \right\}.\frac{1}{L} \quad (\text{II.59})$$

Où :

$$L' = \frac{\partial L}{\partial x} \quad (\text{II.60})$$

et :

$$L'' = \frac{\partial^2 L}{\partial x^2} \quad (\text{II.61})$$

Quand le moteur fonctionne en position horizontale, la force de gravitation  $f_g$  est égale à zéro.

#### II.4.2.1.c. Circuit du moteur en régime dynamique et transitoire

L'analyse du comportement du moteur a été testée pour un moteur aux dimensions suivantes :

- la longueur de la bobine, est  $l=0.26\text{m}$
- la longueur du noyau est  $l_n=0.22\text{m}$
- la masse de la barre.  $m = 0.67 \text{ kg}$
- le diamètre de barre,  $d_f= 29 \text{ mm}$
- le diamètre de la bobine  $d_0=30\text{mm}$

Afin de réduire les pertes d'énergie dans le noyau qui sont dues aux courants de Foucault et hystérésis, le noyau a été fabriqué en utilisant un matériau de fer doux de grande résistivité.

L'inductance du noyau peut être déterminée en utilisant l'expression suivante [26] :

$$L = L_{\min} \left[ \frac{k_L}{l^2} (l - |x|)^2 + 1 \right] \quad (\text{II.62})$$

Le facteur de proportionnalité,  $k_L = \frac{L_{\max}}{L_{\min}}$

Il est évident que l'inductance  $L$  varie avec la position du noyau. Mais il ne faut pas oublier que son amplitude dépend de la perméabilité relative du noyau. Cette perméabilité dépend de la densité du flux magnétique du noyau, qui change avec la tension appliquée à la bobine, et la position du noyau.

#### II.4.2.1.d. Circuit du M.L.T.O en régime permanent

L'objectif est de prédire les performances du moteur pour différentes charges et différentes conditions d'alimentation, cette analyse donne des idées importantes du comportement du moteur qui sont utiles pour la conception finale de celui ci. Le comportement de ce type de moteur peut être déterminé avec l'aide d'un ordinateur, plusieurs programmes ont été utilisés pour l'analyse et l'obtention des données, On suppose que le moteur fonctionne en régime permanent pour les 02 contours électrique et mécanique.

En régime permanent, quand le moteur est alimenté à partir d'une source de tension sinusoïdale l'équation (II.50) devient :

$$U_m \cdot \sin(\omega t) = R \cdot I_m \cdot \sin(\omega t + \varphi) + L \cdot \omega \cdot I_m \cdot \cos(\omega t + \varphi) - \frac{1}{C \cdot \omega} \cdot I_m \cdot \cos(\omega t + \varphi) + v \cdot L' \cdot I_m \cdot \sin(\omega t + \varphi) \quad (\text{II.63})$$

Et on utilise la notation complexe :

$$\bar{u} = (R + v \cdot L') \cdot \bar{I} + j(\omega \cdot L - \frac{1}{C \cdot \omega}) \cdot \bar{I} \quad (\text{II.64})$$

Où :

$v$  : Vitesse du noyau.

Le fonctionnement du système mécanique dans la position horizontale avec une vitesse constante  $v$ , la force de gravitation  $f_g = 0$ . On aura :

$$m \cdot \frac{d^2 x}{dt^2} + k_f \frac{dx}{dt} = f_m \quad (\text{II.65})$$

Devient

$$k_f \cdot v = f_m \quad (\text{II.66})$$

La valeur moyenne de la force magnétique est dans ce cas :

$$F_m = 0.5.L'I^2 \quad (\text{II.67})$$

Avec I la valeur efficace du courant donnée par l'expression suivante :

$$I = \frac{U}{\sqrt{\left[ (R + v.L')^2 + \left[ \omega.L - \frac{1}{C.\omega} \right]^2 \right]}} \quad (\text{II.68})$$

Afin d'utiliser le logiciel de la fonction ODE 23, les équations différentielles sont écrites

sous la forme espaces état :

$$\begin{aligned} y'_1 &= y_2 \\ y'_2 &= (0.5.L'.y_3^2 - k_f.y_3 - f_g)/m \\ y'_3 &= y_4 \\ y'_4 &= \left\{ \omega U_m \cdot \cos(\omega t) - [R + 2.L'.y_2].y_4 \right. \\ &\quad \left. - \left[ \frac{1}{C} + L''.y_2^2 + L'.(0.5.L'.y_3^2 - k_f.y_2 - f_g)/m \right].y_3 \right\} / L \end{aligned} \quad (\text{II.69})$$

Les variables d'état sont définies comme :

$$x = y \quad x' = y_2$$

$$i = y_3 \quad i' = y_4$$

La relation entre le circuit électrique et le système mécanique peut être déterminée en considérant le transfert de puissance dans les 02 systèmes, la puissance mécanique  $p_m$  transmise du circuit électrique au système mécanique est :

$$P_m = v.f_m = m.a.v + k_f.v^2 \quad (\text{II.70})$$

Dans laquelle

$$v = \frac{dx}{dt} : \text{Vitesse de noyau}$$

$$a = \frac{d^2 x}{dt^2} : \text{Accélération.}$$

La puissance se compose de 02 composantes, le premier représente les pertes mécaniques :

$$\Delta P_m = k_f \cdot v^2 \quad (\text{II.71})$$

Par contre le second est la puissance  $p_k$  nécessaire pour la masse du noyau afin d'augmenter son énergie cinétique :

$$P_k = m \cdot a \cdot v \quad (\text{II.72})$$

En tenant compte de l'équation (II.52), la puissance électrique du circuit  $p_{in}$  est :

$$P_{in} = u \cdot i = R \cdot i^2 + L \cdot \frac{di}{dt} \cdot i + \frac{1}{2} L' \cdot v \cdot i^2 + i \cdot \frac{1}{C} \int i \cdot dt + \frac{1}{2} L' \cdot v \cdot i^2 \quad (\text{II.73})$$

-les pertes de puissances dans la résistance de la bobine sont exprimées par :

$$\Delta P_{el} = R \cdot i^2 \quad (\text{II.74})$$

-la puissance  $p_2$  emmagasinée dans le champ magnétique de la bobine est:

$$P_L = \frac{dw_L}{dt} = L \frac{di}{dt} \cdot i + \frac{1}{2} L' \cdot v \cdot i^2 \quad (\text{II.75})$$

-La puissance électrique  $p_e$  emmagasinée dans la capacité est :

$$P_c = i \cdot \frac{1}{C} \int i \cdot dt \quad (\text{II.76})$$

-la puissance mécanique de l'induit est donnée par :

$$P_m = \frac{1}{2} L' \cdot v \cdot i^2 = \frac{1}{2} \frac{\partial L}{\partial x} \frac{dx}{dt} i^2 = \frac{1}{2} \cdot \frac{dL}{dt} i^2 \quad (\text{II.77})$$

### II.4.2.2. Modèle 02

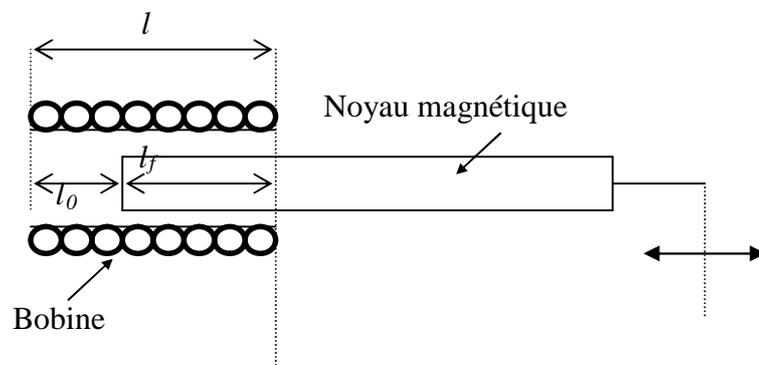
Ce modèle est consacré à la modélisation du M.L.T.O par un système d'équations électromécaniques. Ainsi qu'à leurs simulations sous MATLAB

Dans le cas du M.L.T.O sans noyau de fer, la bobine avec les paramètres  $(L_0, R_b)$  en série avec La capacité  $C$ , alimentée sous la tension  $U_1$  représente le stator.

Le noyau avec les paramètres  $(L_f, R_N)$ , alimenté sous la tension  $U_2$  représente le rotor. Ce modèle est formulé dans l'approche ci-dessous.

#### II.4.2.2.a. Les inductances en fonction du déplacement du noyau

Le noyau Ferromagnétique est solidaire de la pièce dont on veut traduire la position ou les déplacements. Ce noyau est enfoncé d'une longueur  $l_f$  variable dans un bobinage portant  $N$  tours de fils régulièrement répartis sur une longueur ' $l$ ' (figure (II-16)).



**Figure (II-16) : Schéma de principe d'une bobine à noyau plongeur**

Le coefficient d'auto-induction  $L$  du bobinage dépend de l'enfoncement du noyau. Le calcul de  $L$  est effectué en considérant l'inductance comme l'association en série d'une inductance à air de longueur  $l_0$ , de coefficient d'auto-induction  $L_0$  et d'une inductance à noyau de fer de longueur  $l_f$ , de coefficient d'auto-induction  $L_f$  et d'une mutuelle  $M$ .

On a:

$$L = L_0 + L_f + 2.M \tag{II.78}$$

Avec :

$$M = k\sqrt{L_0.L_f} \tag{II.79}$$

$k$  Étant le coefficient de couplage que l'on supposera constant ( $0 \leq k \leq 1$ ).

En fonction des diverses caractéristiques des circuits on peut écrire :

$$L_0 = \mu_0 \cdot \frac{N^2}{l^2} s_0 l_0 = \mu_0 \frac{N^2}{l^2} s_0 (l - l_f)$$

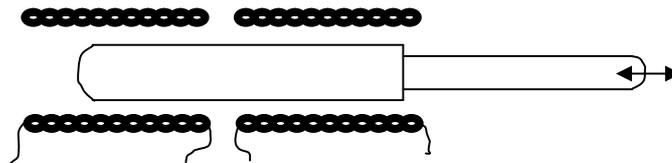
$$L_f = \mu_0 \cdot \frac{N^2}{l^2} [s_0 \cdot + (\mu_f - 1)s_f] l_f \tag{II.81}$$

D'ou l'expression de  $L$  :

$$L = \mu_0 \cdot \frac{N^2}{l^2} ( s_0 l_0 + (\mu_f - 1)s_f l_f + 2k \sqrt{s_0 [s_0 + (\mu_f - 1)s_f]} \cdot \sqrt{(l - l_f) \cdot l_f} ) \tag{II.82}$$

Le déplacement  $\Delta l_f$  du noyau, entraîne une variation  $\Delta L$  de l'inductance, qui dépend de  $l_f$  qui est une fonction non linéaire de  $\Delta l_f$ . Comme dans le cas de l'inductance à entrefer variable, cette non linéarité peut être réduite en plaçant dans des branches contiguës un pont de bobine identique ayant un noyau commun dans le déplacement de part et d'autre de la position médiane entraîne des variations en sens opposé de leurs inductances ce fonctionnement basé sur l'association de deux bobines à noyau plongeur est appelé fonctionnement en push-pull [42] montage en demi pont (figure II-17).

Dans ce cas, il faut tenir compte en outre de l'établissement entre les deux bobines d'une mutuelle induction  $M'$ , celle-ci peut être cependant notablement réduite par une conception adéquate du circuit magnétique.



**Figure (II-17) : Association de deux bobines à noyau plongeur pour fonctionnement en push-pull.**

La non linéarité de la relation entre induction et champ explique l'apparition d'harmoniques dans le circuit, la résistance  $R_h$  correspondante à ces pertes a pour expression :

$$R_h = k_h \cdot B_{\max} \cdot L \cdot f \quad (\text{II.83})$$

Où :

$k_h$  Dépend du matériau.

Les pertes par traînage peuvent être schématisées par une résistance  $R_t$  :

$$R_t = k_t \cdot L \cdot f \quad (\text{II.84})$$

Où :

$k_t$  Caractéristique du matériau.

Des considérations précédentes, il résulte qu'à l'ensemble des pertes dans le noyau correspond une résistance  $R_n$  qui est proportionnelle à  $L \cdot \omega$  :

$$R_n = R_f + R_h + R_t = k_n \cdot L \cdot \omega \quad (\text{II.85})$$

$k_n$  Étant fonction de la fréquence et de l'inductance dans le noyau sa valeur est généralement de l'ordre de  $10^{-2}$  [39].

Les pertes dans le noyau sont notablement réduites par l'emploi de ferrites. Il s'agit de mélange d'oxyde de formule générale (Mfe2O4) ou M est un métal bivalent Mn, Fe, Ni, Co, Zn. Les ferrites se distinguent, entre autre des métaux ou alliages Ferromagnétiques par une résistivité d'environ  $10^6$  fois supérieure.

Les pertes par courant de Foucault, inversement proportionnelles à  $\rho_n$ , sont donc tout à fait négligeables.

La perméabilité des ferrites quoique élevée ( $10^3$  à  $10^4$ ) est cependant inférieur à celle de certains alliages Ferromagnétiques qui peut atteindre  $10^5$ . Dans les conditions habituelles d'emploi, la résistance  $R_n$  a en général, une valeur nettement inférieure a  $R_b$ .

#### II.4.2.2.b. Développement des équations des inductances.

Pour la détermination de l'expression (II.81) on est amené à calculer les inductances  $L_0, L_f$  et  $M$  :

- **Inductance du stator.**

$$L_0 = \mu_0 \frac{N^2}{l} \cdot S_0 \cdot \frac{l_0}{l} = \mu_0 \frac{N^2}{l} \cdot \frac{S_0(l - l_f)}{l} \quad (\text{II.86})$$

Tel que :

$$l = l_0 + l_f$$

$$L_0 = \mu_0 \frac{N^2}{l} S_0 - \frac{\mu_0 N^2 S_0 l_f}{l} \quad (\text{II.87})$$

On a :

$$L_\infty = \mu_0 \cdot \pi \cdot r^2 \cdot n^2 \cdot l \quad (\text{II.88})$$

Avec :

$$n = \frac{N}{l}$$

$$\Rightarrow L_\infty = \frac{\mu_0 \cdot N^2 \cdot S_0 \cdot l}{l^2} = \frac{\mu_0 \cdot N^2 \cdot S_0}{l} \quad (\text{II.89})$$

Donc :

$$L_0 = L_\infty - L_\infty \cdot \frac{l_f}{l} = L_\infty \cdot \left(1 - \frac{l_f}{l}\right) \quad (\text{II.90})$$

Et puisque  $l_f$  est une fonction du déplacement  $x$ ,

$$l_f = f(x)$$

qui sera déterminée ultérieurement.

On pose :

$$a = L_\infty$$

$$b = \frac{L_\infty}{l}$$

Donc :

$$L_0 = a - b \cdot l_f \quad (\text{II.91})$$

- **Inductance du rotor.**

$$L_f = \frac{\mu_0 N^2}{l} [S_0 + (u_f - 1) \cdot S_f] \cdot \frac{l_f}{l} \quad (\text{II.92})$$

D'où :

$$L_f = \frac{L_\infty}{S_0} \left[ S_0 + (\mu_f - 1) S_f \right] \cdot \frac{l_f}{l} \quad (\text{II.93})$$

$$L_f = \frac{L_\infty}{l} \cdot l_f + L_\infty \cdot \frac{S_f}{S_0 \cdot l} (\mu_f - 1) \cdot l_f \quad (\text{II.94})$$

En posant :

$$c = b \cdot \frac{S_f}{S_0} (\mu_f - 1)$$

et en remplaçant par la constante (b) on a :

$$L_f = (b + c) \cdot l_f \quad (\text{II.95})$$

- **Inductance mutuelle.**

On remplaçant par les expressions (II.90) et (II.94) dans l'équation (II.79) on aura :

$$M = \frac{L_\infty}{S_0} \cdot \frac{k}{l} \sqrt{S_0 \{ S_0 + (\mu_f - 1) S_f \} \cdot (l - l_f) \cdot l_f} \quad (\text{II.96})$$

En posant :

$$d = S_0 \cdot \{ S_0 + (\mu_f - 1) S_f \}$$

et en remplaçant par la constante (b) on a :

$$M = \frac{k}{S_0} \cdot b \cdot \sqrt{d \cdot (l - l_f) \cdot l_f} \quad (\text{II.97})$$

- **Inductance totale du M.L.T.O.**

L'inductance totale du MLTO est déterminée en tenant compte des expressions (II.90), (II.94) et (II.96) dans l'équation (II.78) :

$$L = L_{\infty} + \frac{L_{\infty}}{S_0} \cdot \frac{S_f}{l} (\mu_f - 1) \cdot l_f + \frac{L_{\infty}}{S_0} \cdot \frac{2k}{l} \sqrt{S_0 \{S_0 + (\mu_f - 1)S_f\} \cdot (l - l_f) \cdot l_f}$$

(II.98)

Et en remplaçant par les constantes (a, b, c, d) on aura :

$$L = a + c \cdot l_f + \frac{2 \cdot k}{S_0} \cdot b \cdot \sqrt{d \cdot (l - l_f) \cdot l_f}$$

(II.99)

- **Détermination de la longueur du fer, en fonction du déplacement.**

Les expressions (91, 95, 97, 99), de ce chapitre, sont fonction des longueurs ( $l_0$  et  $l_f$  à l'intérieur de la bobine) eux aussi sont fonction de  $x$  .

La superposition des deux courbes de  $l_f = f(x)$  et  $l_0 = g(x)$  présentée par la figure (II-18.a), montre l'évolution de la pénétration progressive du noyau dans la bobine en pourchassant l'air de celle-ci.

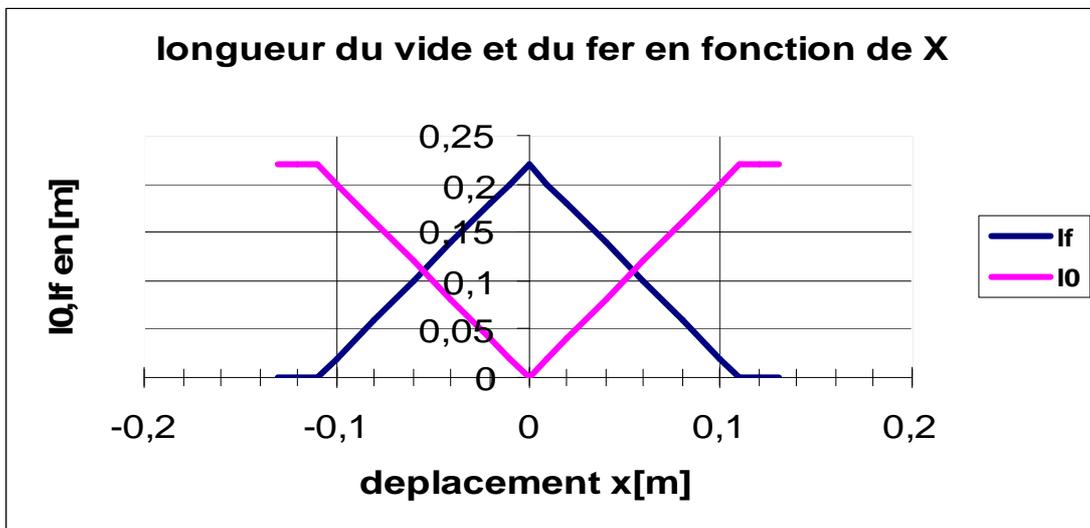


Figure (II-18.a) : Représentations de la superposition des courbes  $l_0, l_f$

Les expressions mathématiques de ces deux fonctions sont déterminées par interpolation en utilisant un logiciel de mathématique donnant ainsi les résultats suivants voir annexe.

$$l_f = 0.2 \cdot e^{(-200 \cdot x^2)}$$

(II.100)

et

$$l_0 = l - (0.2e^{(-200.x^2)}) \quad (\text{II.101})$$

A partir, des équations régissant le comportement de la bobine avec et sans noyau, un programme sous MATLAB a été conçu, pour le calcul des inductances  $L_0, L_f, M$  et  $L$ , en fonction des dimensions de la bobine et du noyau tenant compte de la variation du déplacement du noyau dans la bobine.

Les résultats de ce calcul sont représentés dans le chapitre (III), et seront exploités pour la simulation du MLTO, dans le système(x, y).

Le déplacement du noyau est linéaire et en régime d'oscillation suivant l'axe des (x). L'axe des (y) est exclu.

#### II.4.2.2.c. Modélisation du M.L.T.O.

- **Equations électriques.**

Appliquant la première loi de Kirchhoff au circuit primaire et secondaire on a :

$$\begin{aligned} U_1 &= R_b \cdot i_1 + L_0 \cdot \frac{di_1}{dt} + i_1 \cdot \frac{dL_0}{dx} \cdot \frac{dx}{dt} + M \cdot \frac{di_2}{dt} + i_2 \cdot \frac{dM}{dx} \cdot \frac{dx}{dt} + \frac{1}{C} \int i_1 \cdot dt \\ U_2 &= R_N \cdot i_2 + L_f \cdot \frac{di_2}{dt} + i_2 \cdot \frac{dL_f}{dx} \cdot \frac{dx}{dt} + M \cdot \frac{di_1}{dt} + i_1 \cdot \frac{dM}{dx} \cdot \frac{dx}{dt} \end{aligned} \quad (\text{II.102})$$

Après simplification on obtient :

$$\begin{cases} U_1 = (R_b + \frac{dL_0}{dx} \cdot v) \cdot i_1 + L_0 \cdot \frac{di_1}{dt} + M \cdot \frac{di_2}{dt} + i_2 \cdot \frac{dM}{dx} \cdot v + U_c \\ U_2 = (R_N + \frac{dL_f}{dx} \cdot v) \cdot i_2 + L_f \cdot \frac{di_2}{dt} + M \cdot \frac{di_1}{dt} + i_1 \cdot \frac{dM}{dx} \cdot v \\ 0 = -i_1 + C \cdot \frac{dU_c}{dt} \end{cases} \quad (\text{II.103})$$

Cette expression peut être écrite sous la forme matricielle suivante :

$$\begin{bmatrix} U_1 \\ U_2 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_b & 0 & 1 \\ 0 & R_N & 0 \\ -1 & 0 & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \\ U_c \end{bmatrix} + v \cdot \begin{bmatrix} b & d & 0 \\ d & C & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \\ U_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_0 & M & 0 \\ M & L_f & 0 \\ 0 & 0 & C \end{bmatrix} \cdot \frac{d}{dt} \cdot \begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \\ U_c \end{bmatrix} \quad (\text{II.104})$$

D'où :

$$[U] = [A][i] + v[A_1][i] + [B] \frac{d[i]}{dt} \quad (\text{II.105})$$

$$\frac{d[i]}{dt} = \frac{[U] - [A][i] - v[A_1][i]}{[B]} \quad (\text{II.106})$$

$$\frac{d[i]}{dt} = [U][B]^{-1} - [A][B]^{-1} \cdot [i] - v \cdot [A_1][B]^{-1} \cdot [i] \quad (\text{II.107})$$

Avec :

$$[A] = \begin{pmatrix} R_b & 0 & 1 \\ 0 & R_N & 0 \\ -1 & 0 & 0 \end{pmatrix} \quad [A_1] = \begin{pmatrix} L'_0 & M' & 0 \\ M' & C & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{pmatrix} \quad [B] = \begin{pmatrix} L_0 & M & 0 \\ M & L_f & 0 \\ 0 & 0 & C \end{pmatrix}$$

$$L'_0 = \frac{dL_0}{dx} \quad L'_f = \frac{dL_f}{dx} \quad M' = \frac{dM}{dx}$$

$$k_m = 0.8$$

- **Equations mécaniques.**

L'équation du mouvement correspondant est donnée par la relation (II.65)

Avec :

$$f(t) = F_0 \cdot \cos w_m t \quad (\text{II.108})$$

A condition que :

$$w_0 = \sqrt{k/m} \neq w_m \quad (\text{II.109})$$

La solution de l'équation est donnée par :

$$x = c_1 \cos w_0 t + c_2 \sin w_0 t + \frac{F^0}{m(w_0^2 - w_m^2)} \cdot \cos w_m t \quad (\text{II.110})$$

Les constantes  $c_1$  et  $c_2$  sont définies à partir des conditions initiales.

Le mouvement résultant est la somme de deux oscillations périodiques de pulsation

( $w_m$ ,  $w_0$ ) et d'amplitudes différentes[43].

Supposons que la masse initialement est stable [15] c'est à dire que  $\dot{x} = 0$  et  $x = x_r = 0.07$  :

$$c_1 = -\frac{F_0}{m(\omega_0^2 - \omega_m^2)} + x_r \quad (\text{II.111})$$

$$c_2 = 0 \quad (\text{II.112})$$

$$x = \frac{F_0}{m(\omega_0^2 - \omega_m^2)} (\cos \omega_m t - \omega_0 t) + 0.072 \cos \omega_0 t \quad (\text{II.113})$$

Utilisons la relation trigonométrique suivant :

$$\cos(A + B) = \cos A \cos B \pm \sin A \sin B$$

Avec :

$$A = (\omega_0 + \omega_m).t/2 \quad B = (\omega_0 - \omega_m) t/2$$

L'équation (II.110) prend la forme suivante :

$$x = \left[ \frac{2F_0}{m(\omega_0^2 - \omega_m^2)} - x_r \right] \sin \frac{(\omega_0 - \omega_m)t}{2} \sin \frac{(\omega_0 + \omega_m)t}{2} + x_r \cdot \cos \frac{(\omega_0 + \omega_m)t}{2} \cdot \cos \frac{(\omega_0 - \omega_m)t}{2} \quad (\text{II.114})$$

Les fonctions des inductances  $L$ ,  $L_f$ ,  $L_0$ ,  $M$  sont fonction de  $x$  est obtenues par interpolation des résultats obtenus au chapitre (III) en exploitant un logiciel de mathématique (sigma plot9).

## II.5. Conclusion

Ce chapitre nous a permis de déterminer l'inductance du moteur en fonction du déplacement du noyau, ainsi que l'étude détaillée du phénomène de Ferro résonance accompagnant le fonctionnement du moteur d'une part et d'autre part la formulation des équations électriques et mécaniques de fonctionnement qui seront exploitées dans la simulation présentée au troisième chapitre.

# chapitre III

**Modélisation et Simulation  
du Moteur linéaire Oscillant**

### III.1. Introduction

La résolution du système d'équations mathématiques qui décrit le comportement du moteur nécessite l'outil informatique. Dans le cas de la Ferro résonance les régimes transitoires étant généralement longs, les temps de simulation sont importants, les études coûteuses.

Le phénomène de Ferro résonance étant très sensible aux valeurs des paramètres et aux conditions initiales qui sont mal connus en pratique, il faut faire une étude pour chaque combinaison possible, ce qui n'est pas réaliste pour aboutir à des solutions, différentes méthodes mathématiques sont utilisées. Notre cas est de traiter le problème par simulation en utilisant le logiciel MATLAB.

L'étude de notre système par simulation nécessite la connaissance des paramètres qui le régissent, entre autres celle de la partie principale qui est la bobine.

### III.2. Calcul de l'inductance de la bobine à noyau de fer (noyau centre)

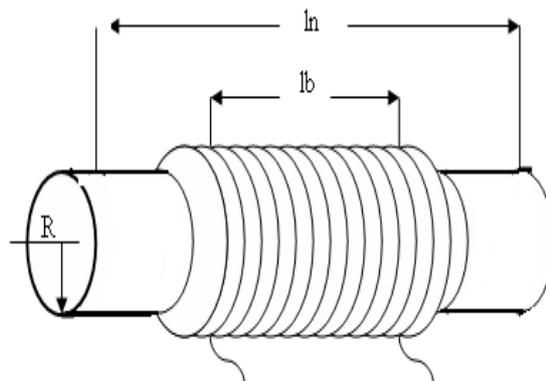
Une inductance à noyau de fer est constituée par une bobine et un noyau droit, figure (III.1).

La bobine possède  $N$  (3000) spires avec une résistance négligeable et une longueur  $l$ .

Le noyau est constitué de tôles de très bonne qualité avec un coefficient d'utilisation égal à 0.9. est qui a une longueur  $l_n$ . Voir tableau (II.1) du chapitre précédent.

On alimente la bobine sous une DDP de valeur efficace 115 V et une fréquence  $f = 50\text{Hz}$ .

On admet que la réluctance du fer  $\mathfrak{R}_{fer}$  est négligeable devant celle de l'air  $\mathfrak{R}_{air}$ , cette dernière est équivalente à une réluctance d'un entrefer de longueur  $e$  :



**Figure (III.1) bobine à noyau de fer.**

La section du noyau est donnée par :

$$S_f = \frac{\pi d_f^2}{4} \quad (\text{III.1})$$

La section du fer utile est:

$$S_{uti} = S_f \cdot k_{uti} \quad (\text{III.2})$$

L'induction  $B$  est déterminée par la formule de Kapp :

$$B = \frac{U_{ef}}{4,4 \cdot N \cdot f \cdot S_{uti}} \quad (\text{III.3})$$

Et qui peut être aussi calculée par la formule d'Hopkinson.

La longueur fictive de l'entrefer est :

$$e = 0,28 \cdot \sqrt{\frac{S_{uti} \cdot I}{I_n}} \quad (\text{III.4})$$

Le volume d'air à aimanter :

$$V = e \cdot S_{uti} \quad (\text{III.5})$$

La Puissance réactive nécessaire pour l'entrefer :

$$Q = \frac{B^2 \cdot \omega V}{2,5} \cdot 10^6 \quad (\text{III.6})$$

La puissance active est faible car  $f$  et  $B$  sont faibles.

Le courant fictif absorbé est:

$$I_r = \frac{Q}{U_{ef}} \quad (\text{III.7})$$

qui est considéré comme courant total, qui peut aussi être déterminé en appliquant la formule d'Hopkinson :

On a :

$$N \cdot I_{ef} = \mathcal{R} \cdot \phi$$

Donc :

$$I_{ef} = \frac{\Re.\phi_m}{N.\sqrt{2}} = \frac{1}{s} \left( \frac{l_n}{\mu_0.\mu_r} + \frac{e}{\mu_0} \right) \cdot \frac{\phi_m}{N.\sqrt{2}} \quad \text{III.8)}$$

Avec :

$$\frac{l}{u_0.u_r} \approx 0$$

L'impédance du circuit est :

$$Z = L.\omega = \frac{U_{ef}}{I_{ef}} \quad \text{(III.9)}$$

D'où l'inductance de la bobine :

$$L = \frac{Z}{\omega} \quad \text{(III.10)}$$

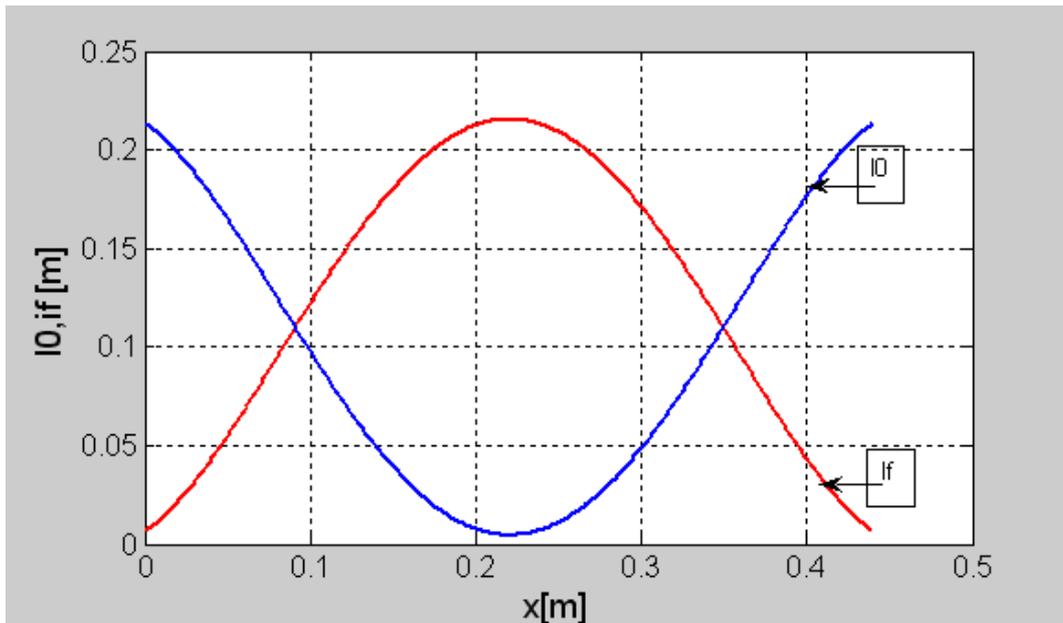
Un programme sous MATLAB a été conçu pour effectuer les calculs de l'inductance pour une bobine à noyau centré, voir annexe (calcul Bobine.m).

### III.3. Calcul et visualisation des inductances en fonction de la position du noyau.

Les résultats de simulation des inductances  $L_0, L_f, M$  et  $L$  en fonction du déplacement ( $x$ ) du noyau effectués sous programme MATLAB (calcul1visualisation.m, voir annexe) sont donnés par les figures suivantes :

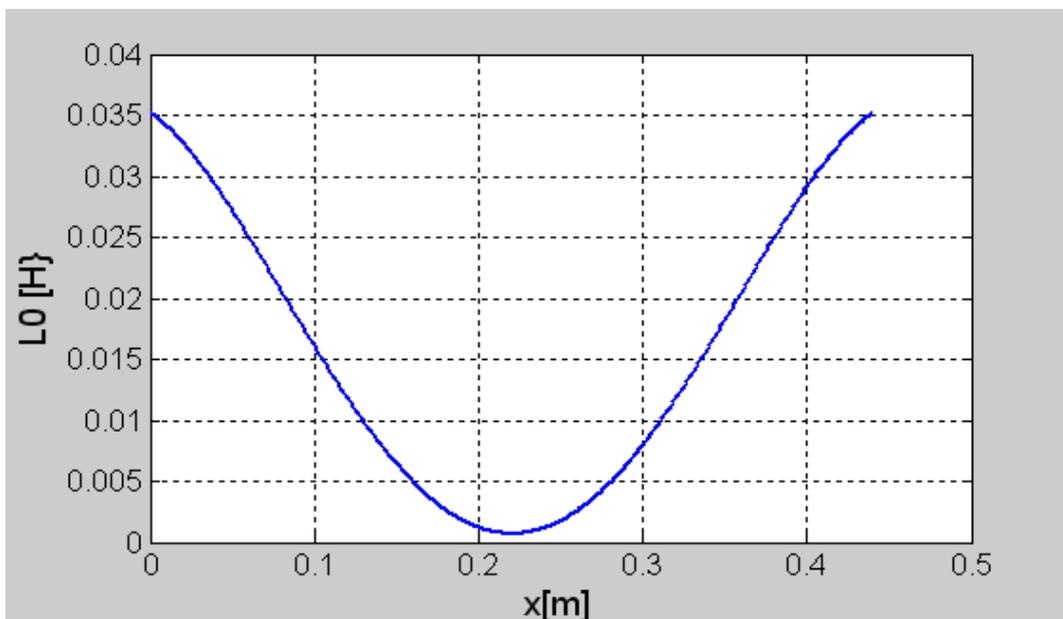
La courbe (III.2-1f-) représente la variation de la position du noyau à l'intérieur de la bobine. On remarque que lors de la pénétration du fer dans la bobine pourchassant ainsi l'air, la longueur de celui-ci augmente progressivement jusqu'à sa valeur maximale qui correspond à l'occupation totale, puis une régression de la courbe qui correspond au retrait progressif du noyau, sachant que la longueur de la bobine  $l = l_0 + l_f$ .

La courbe de l'évolution de l'air à l'intérieur de la bobine est représentée par la figure (III.2-10-) et sur laquelle sont superposées les deux courbes  $l_0$  et  $l_f$



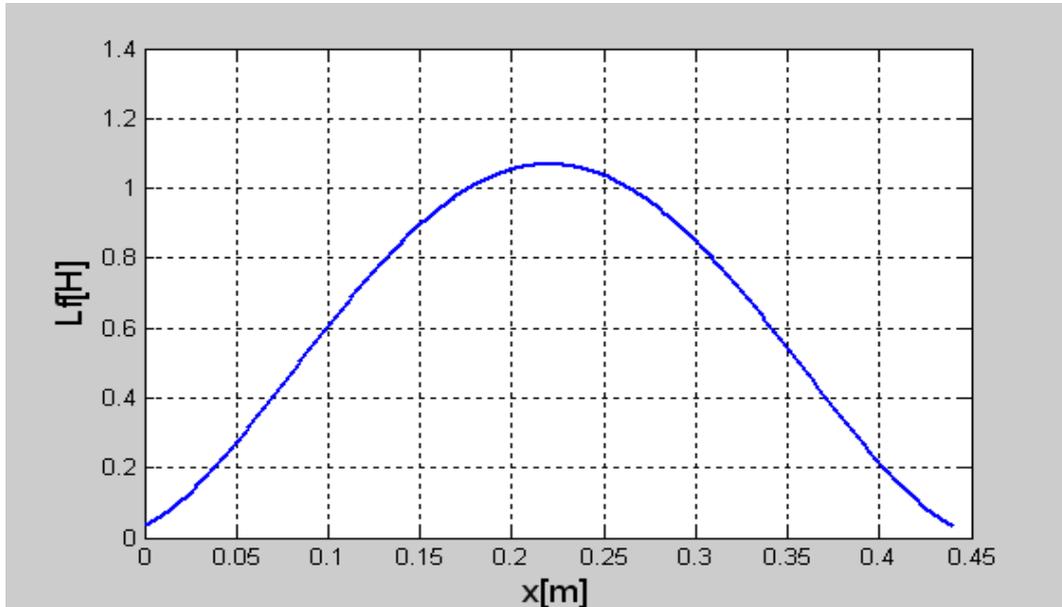
**Figure (III.2) superposition de  $l_0 = f(x)$  et  $l_f = g(x)$ .**

La figure (III.3) représente l'inductance de la bobine avec déplacement du noyau en fonction de la position du noyau à l'intérieur de la bobine. Quand le noyau est au centre,  $L_0$  passe par son minimum, et elle reprend sa valeur propre lorsque celui-ci est complètement dégagé.



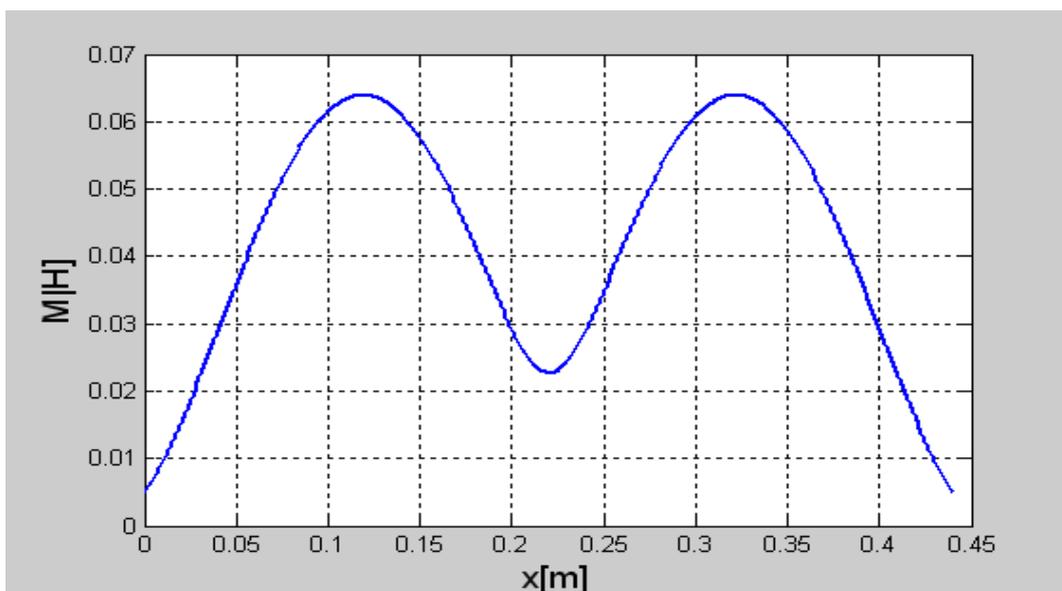
**Figure (III.3) inductance de l'air en fonction de la position du noyau.**

La figure (III.4) représente l'inductance du fer en fonction de la position du noyau. Elle prend des valeurs minimales en dehors de la bobine et une valeur maximale lorsque le noyau est au centre.



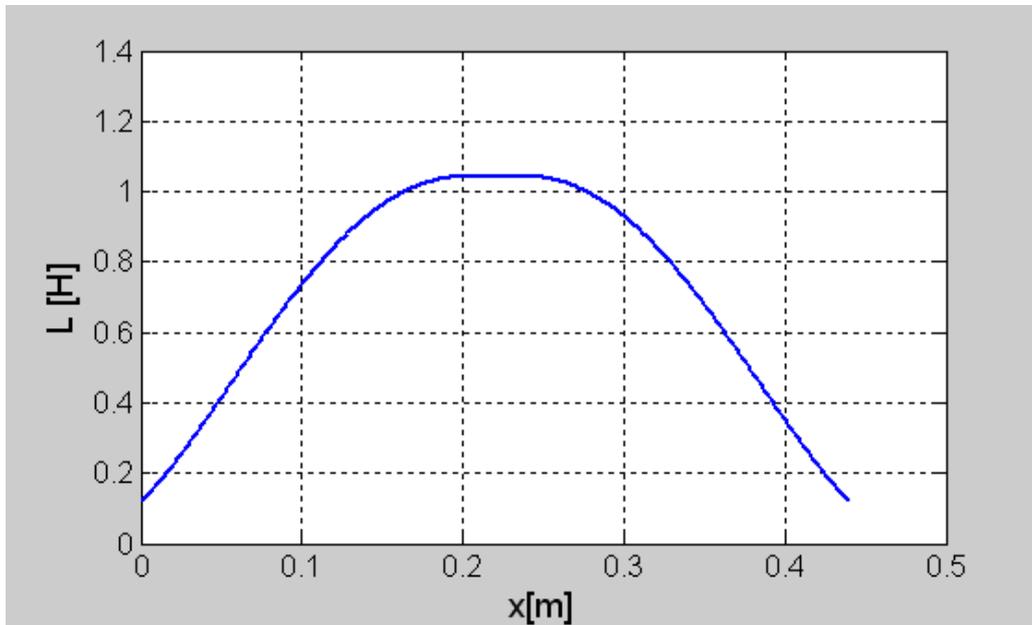
**Figure (III.4) inductance du fer en fonction de la position du noyau.**

La figure (III.5) montre la variation de l'inductance mutuelle en fonction de sa position à l'intérieur de la bobine et prend des valeurs très importantes presque à celles de l'inductance totale de la bobine.



**Figure (III.5) variation de la mutuelle en fonction de X .**

L'inductance totale de la bobine est représentée par la courbe (III.6), on remarque bien qu'elle est affectée par la présence du noyau et elle prend une valeur maximale égale à 1.1H.

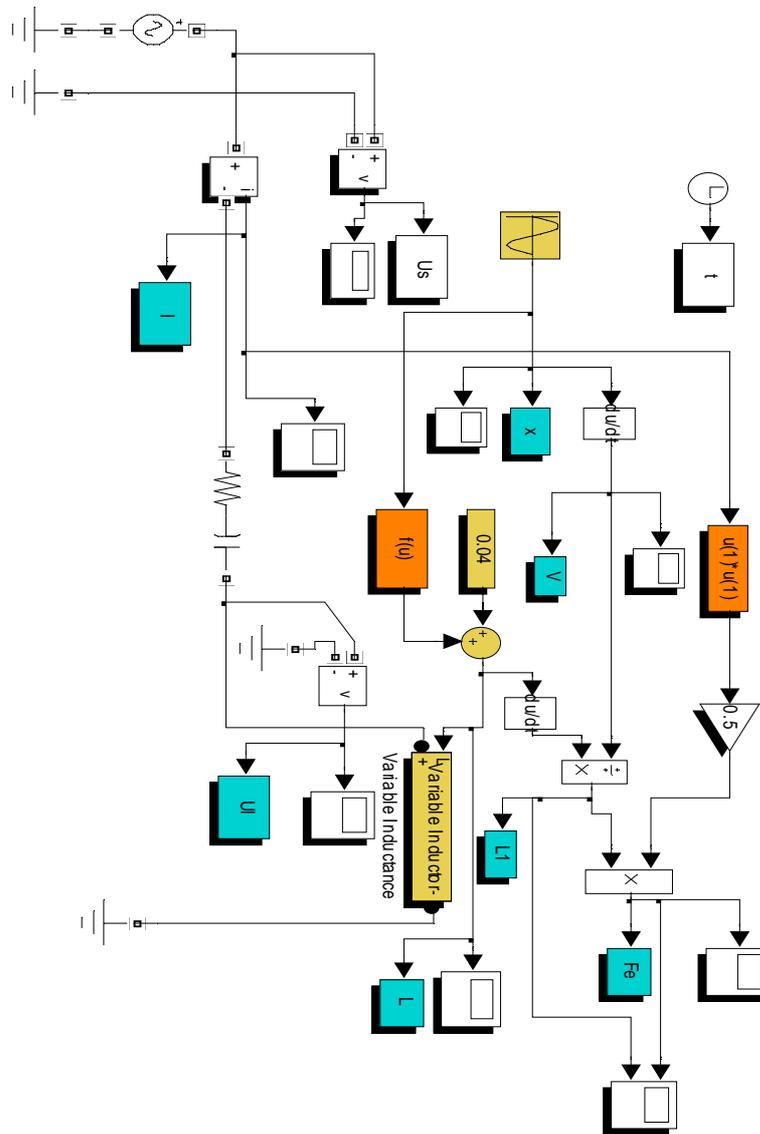


*Figure (III.6) variation de l'inductance en fonction de X.*

### III.4. Simulation du M.L.T.O.

#### III.4.1. Simulation et Résultats du modèle-01-

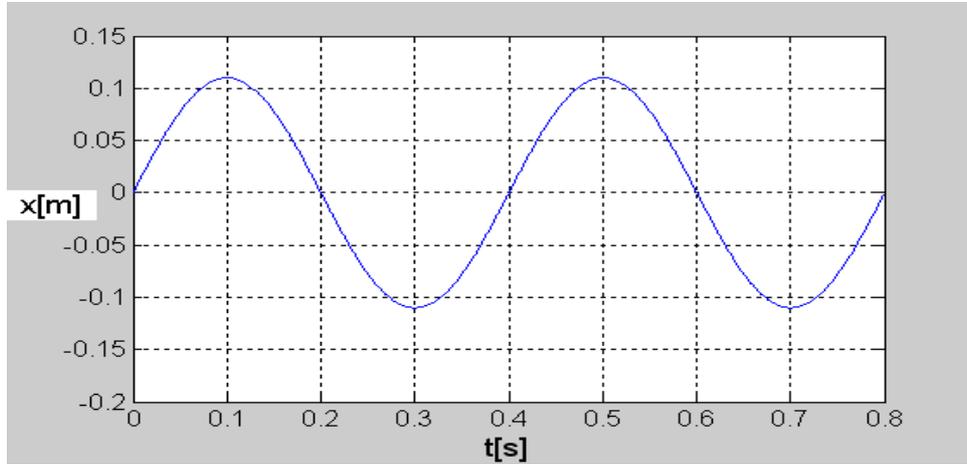
Le système d'équations qui traduit le fonctionnement du moteur paramétrique oscillant est résolu selon le schéma synoptique de la figure (III.7).



*Figure (III.7) Schéma synoptique de simulation d'un M.L.T.O modèle-01-(fichier Varu5.mdl).*

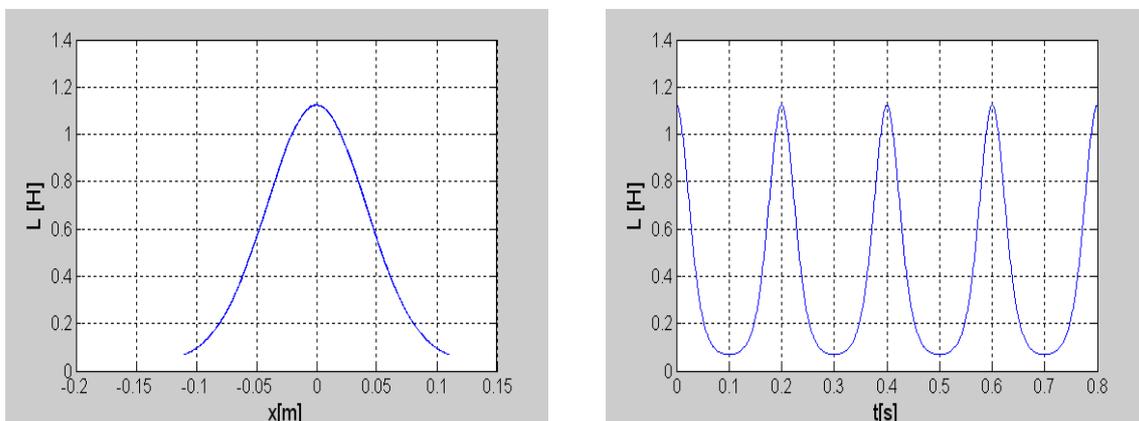
Les résultats obtenus à partir du schéma synoptique sont représentés sous forme de courbes en fonction de la position et du temps par les figures suivantes :

La figure (III.8) décrit la position du noyau à l'intérieur de la bobine à chaque instant, où la valeur extrême correspond à l'occupation totale de la bobine par le noyau dans les deux sens du mouvement.



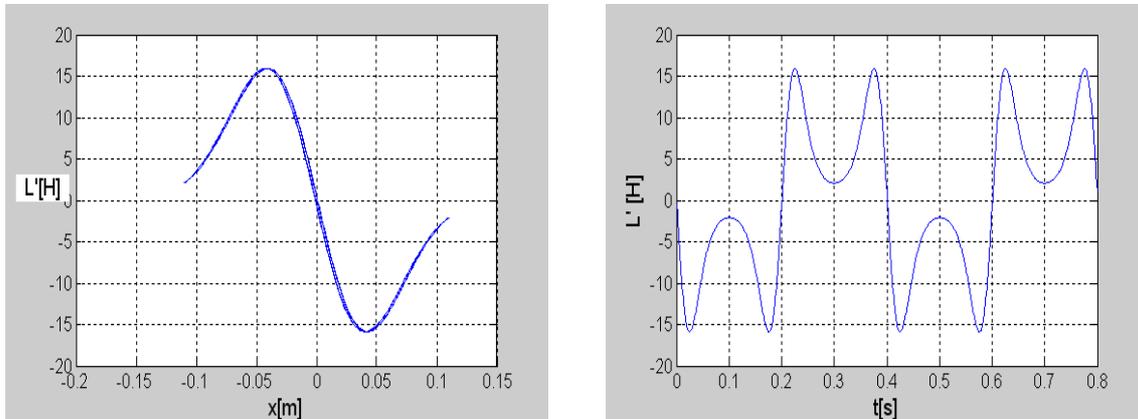
**Figure (III.8) Variation de la position du noyau en fonction du temps.**

Le paramètre principal des bobines à noyau de fer est l'inductance  $L$  de son circuit qui varie en fonction de la position du noyau. Les résultats de la figure (III.9) obtenus par simulation visualisent l'évolution de  $L$  en fonction de la position et du temps. On peut voir que l'inductance totale prend des valeurs symétriques par rapport au point  $x=0$  qui correspond à l'instant de coïncidence des deux milieux bobine noyau et prend sa valeur maximale. L'inductance totale est minimale pour les points  $x=-0.1m$  et  $x=0.1m$  qui correspond à l'inductance propre  $L_0$  de la bobine dépourvue de son noyau. Et en fonction du temps l'inductance totale est périodique.

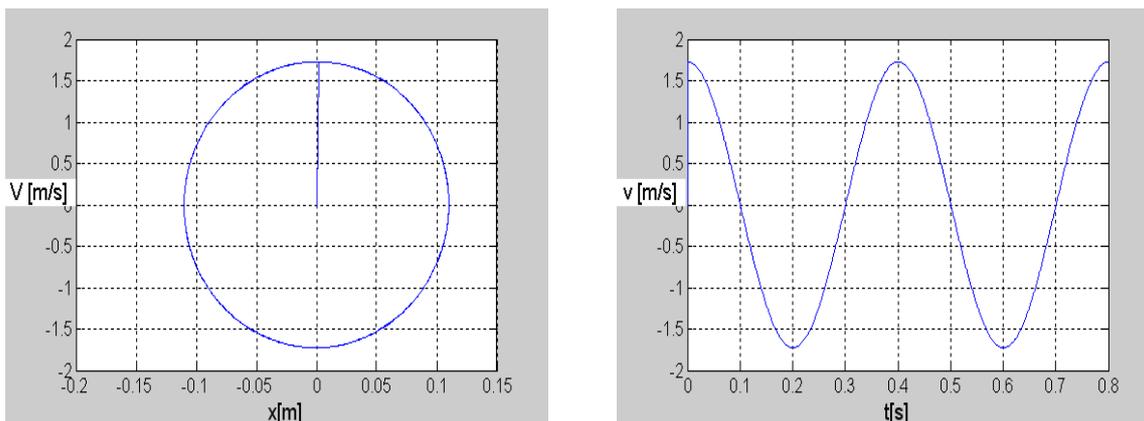


**Figure (III.9) Variation de l'inductance totale en fonction de la position et du temps.**

La dérivée de l'inductance totale en fonction de la position et du temps figure (III.10) met en évidence la position et l'instant du déclenchement du phénomène de Ferro résonance, qui se produit aux deux extremums de la courbe.

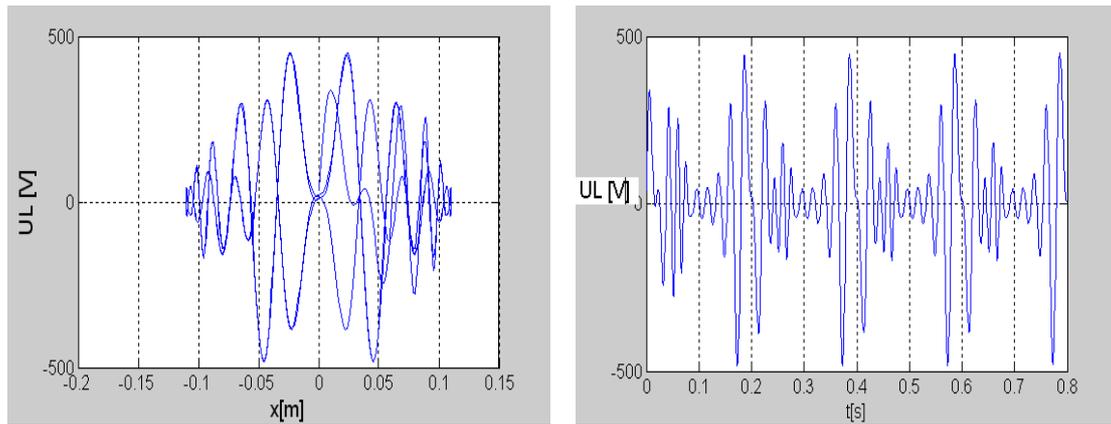


**Figure (III.10) Dérivée de l'inductance totale en fonction de la position et du temps.**



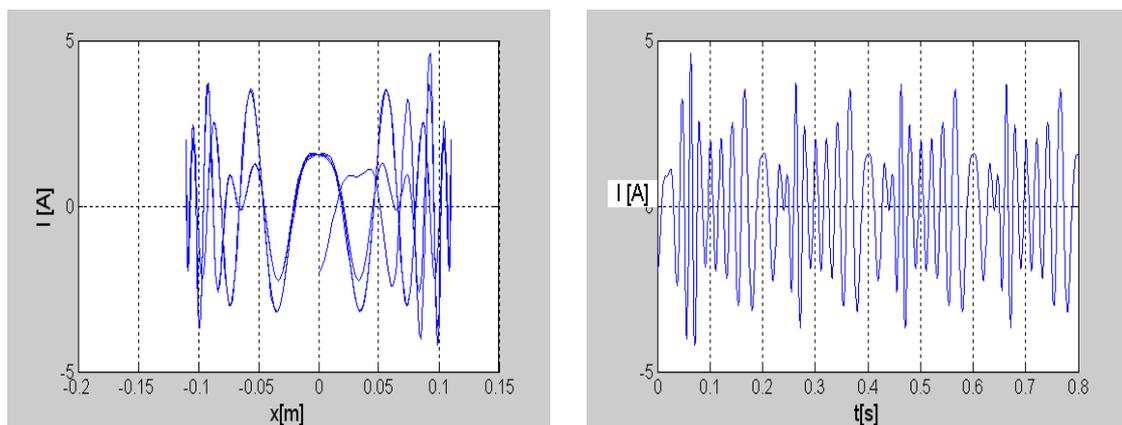
**Figure (III.11) Vitesse d'oscillation du noyau en fonction de la position et du temps.**

La tension aux bornes de l'inductance en fonction de la position et du temps figure (III.12) est sous forme d'un pompage électromagnétique avec des valeurs importantes aux points de résonance, puisque le mouvement se limite entre ces deux derniers. Le passage du noyau dans la zone intermédiaire entraîne la diminution de,  $U_L$  qui reste sinusoïdale.



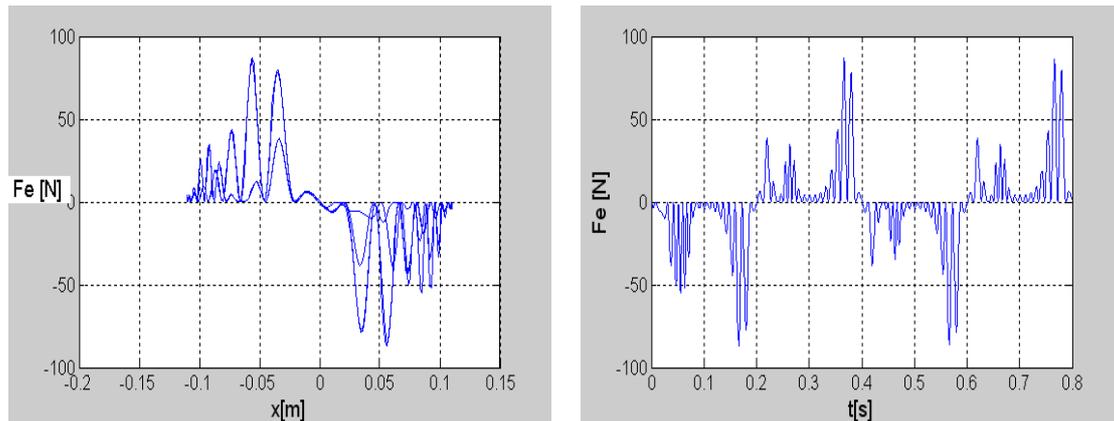
**Figure (III.12) Tension aux bornes de l'inductance en fonction de la position et du temps.**

La figure (III.13) caractérise la variation du courant absorbé par le moteur en fonction de la position et du temps qui reflète la variation de  $U_L$ .



**Figure (III.13) Courant absorbé par le moteur en fonction de la position et du temps.**

On remarque que le paramètre principal caractérisant le moteur qui est la force électromagnétique figure (III.14) présente deux valeurs maximales et opposées aux points de résonance, une première propulse le noyau dans le sens direct et la seconde au sens inverse. La zone intermédiaire correspond au mouvement du noyau sous l'effet de son inertie.



**Figure (III.14) La force électromagnétique en fonction de la position et du temps.**

On remarque que l'allure des courbes de,  $U_L$ ,  $I$  et  $F_e$  prennent des pics qui correspondent aux points de résonance et qui s'atténuent lors du passage du noyau par le centre de la bobine, où l'impédance totale du circuit devient importante, le courant tend vers zéro, les tensions aux bornes de l'inductance et de la capacité reprennent leurs valeurs initiales et la force s'annule. Ce phénomène se répète périodiquement ce qui implique que le régime de fonctionnement de ce type de moteur est oscillatoire.

### III.4.2. Simulation et résultats du modèle -02-

Ce deuxième modèle est conçu dans le but de vérifier les résultats obtenus à partir du premier modèle.

Le schéma bloc réalisé pour ce modèle est volumineux ; pour le réduire il a fallu l'utilisation des blocs SUB SYSTEM. Il est composé d'une partie électrique, une partie mécanique et une partie concernant la visualisation des résultats comme le montre la figure (III.15).



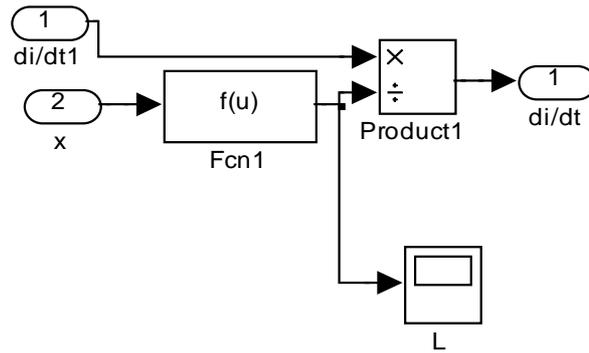


Figure (III.17) SUB-SYSTEM partie électrique suite.

La figure (III.18) représente la formulation de la partie mécanique étudiée au chapitre (II) sous forme de blocs.

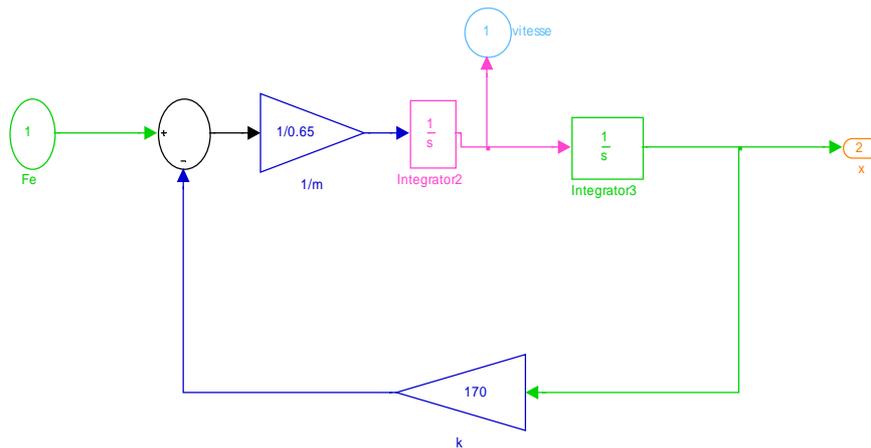


Figure (III.18) SUB-SYSTEM partie mécanique.

Les résultats de la simulation de ce modèle mathématique, qui caractérise la variation des paramètres du M.L.T.O, en fonction du déplacement du noyau et du temps sont illustrés sur les figures suivantes.

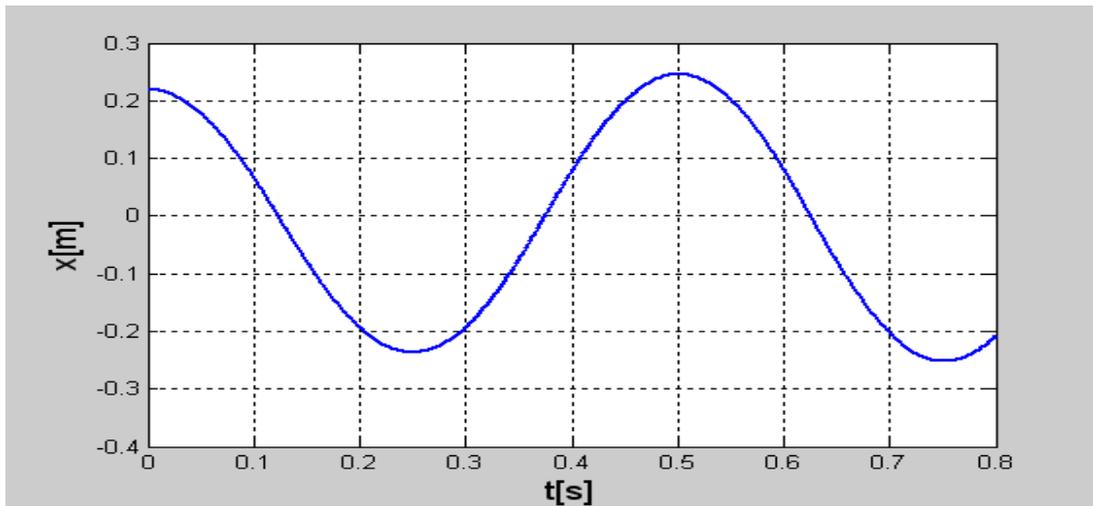


Figure (III.19) Variation de la position en fonction du temps.

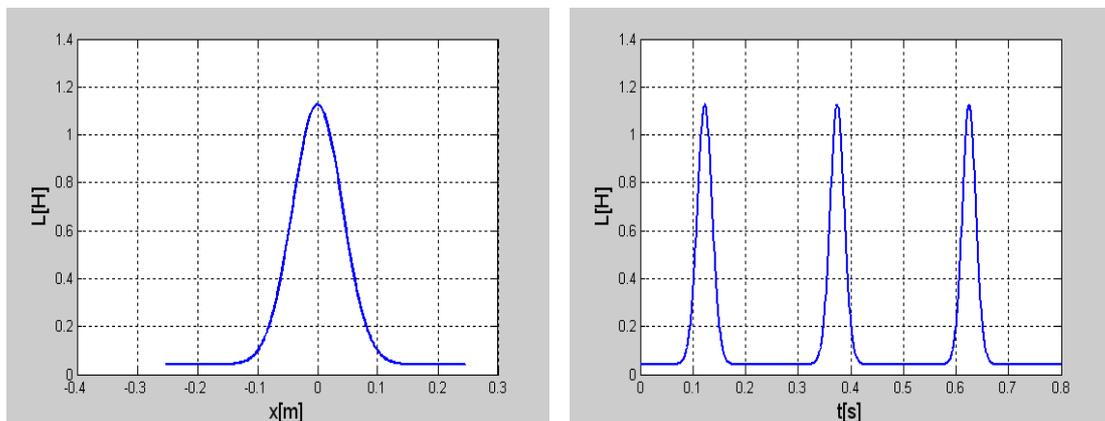


Figure (III.20) Variation de l'inductance totale en fonction de la position et du temps.

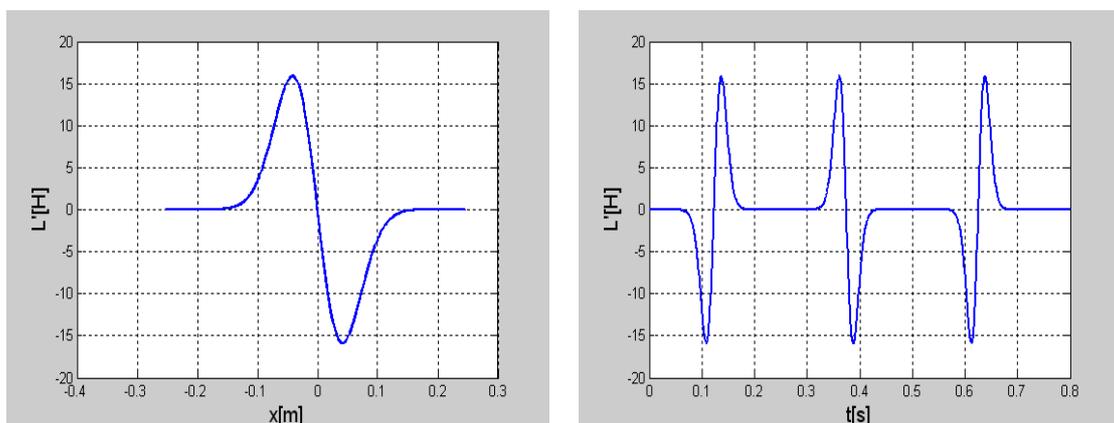


Figure (III.21) Dérivée de l'inductance totale en fonction de la position et du temps.

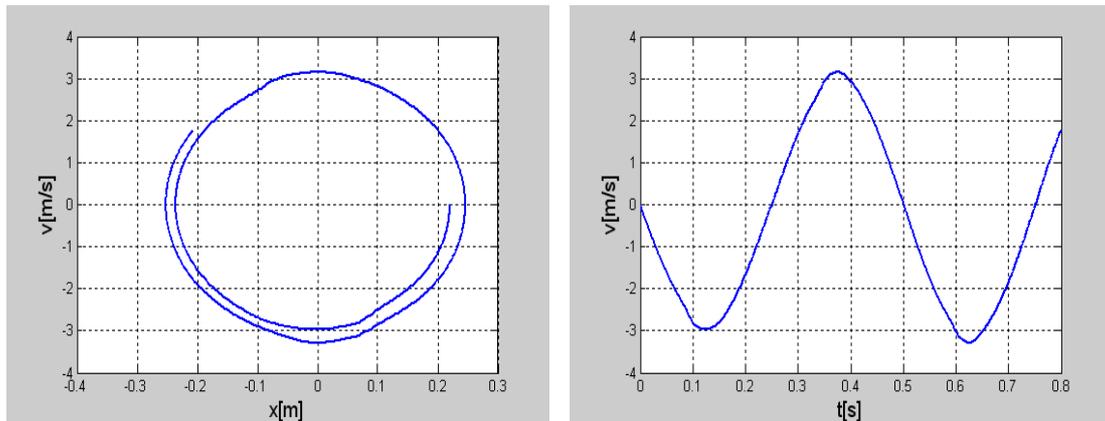


Figure (III.22) Variation de la vitesse en fonction de la position et du temps.

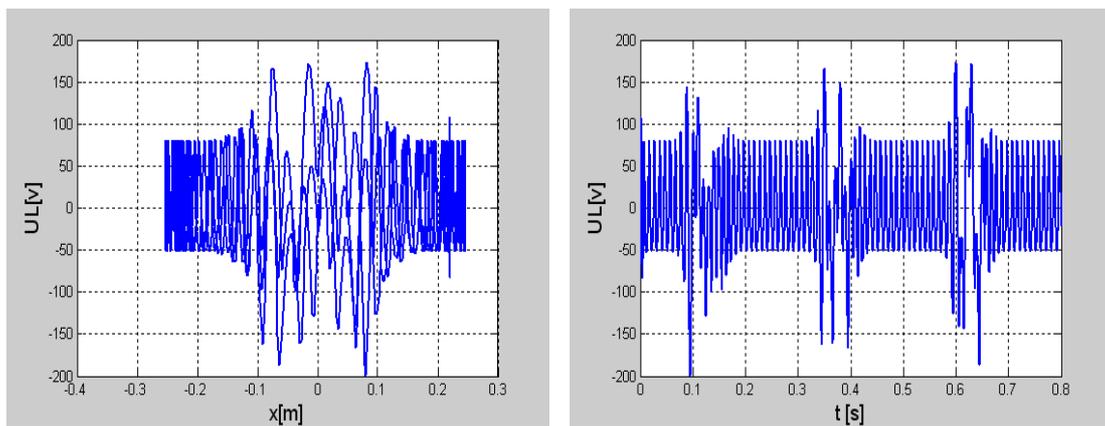


Figure (III.23) Variation de la tension d'inductance en fonction de la position et temps.

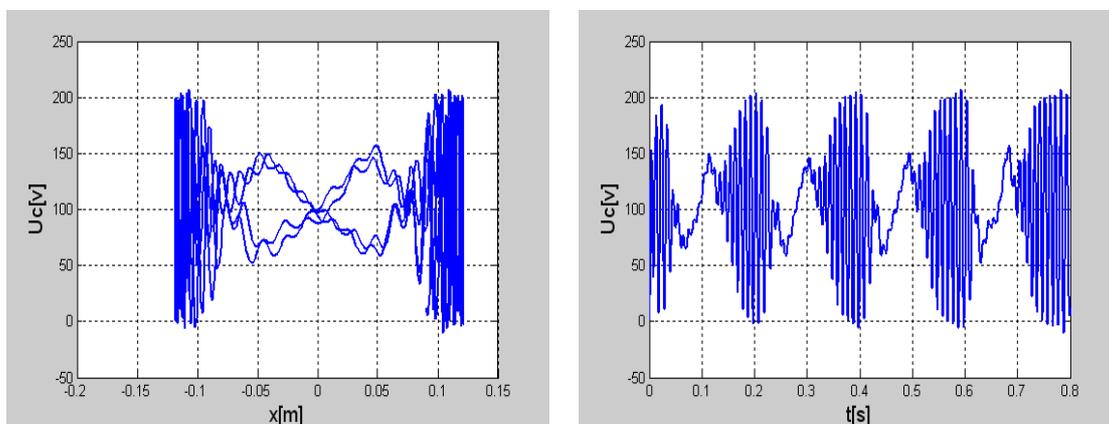
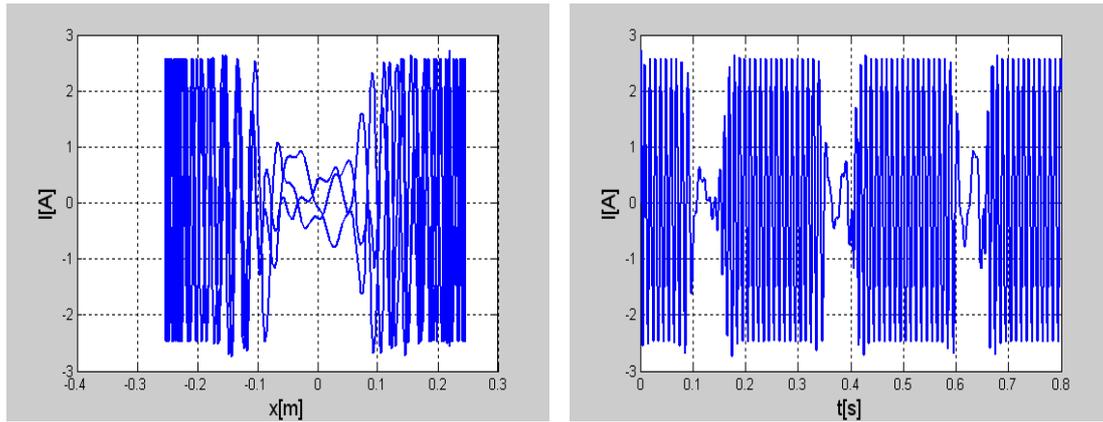
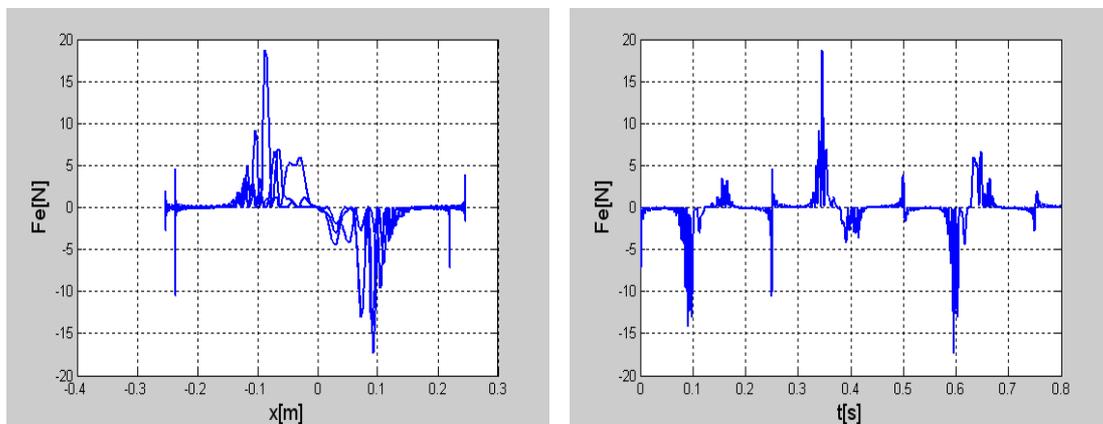


Figure (III.24) Variation de la tension capacitive en fonction de la position et temps.



**Figure (III.25) Variation du courant en fonction de la position et du temps.**



**Figure (III.26) Variation de la force électromagnétique en fonction de la position et du temps.**

La force à une approche sinusoïdale, maximale pour les deux points de résonance et minimale au point milieu de la bobine et prend une valeur positive et une autre négative donnant ainsi au noyau un mouvement oscillatoire.

### III.5. Conclusion.

On remarque que les résultats obtenus par le modèle -01- sont similaires à ceux du Modèle -02-, où l'on peut voir que l'évolution des tensions inductives et capacitives sont les mêmes et presque égales aux points de résonance donnant ainsi la forme d'un pompage électrique.

Les résultats obtenus par simulation des deux modèles sont semblables à ceux obtenus par l'étude faite sur le même type de moteur par MONDRELA [26].

# chapitre IV

**Conception et expérimentation des prototypes  
du Moteur Linéaire Oscillant.**

### IV.1. Introduction.

Ce chapitre est consacré à l'étude expérimentale complète du moteur. Les essais statiques effectués permettront d'une part de valider la méthode de calcul des performances, d'autre part de corriger certaines grandeurs intervenant dans le calcul afin de pouvoir mieux préciser les conditions de fonctionnement en régime dynamique.

Nous avons choisi de tester le prototype sans circuit de fermeture des lignes du champ dans le but évident de ne faire intervenir que les problèmes liés au moteur. Il sera par conséquent nécessaire de définir avec soin la nature de la charge ainsi que son domaine d'utilisation.

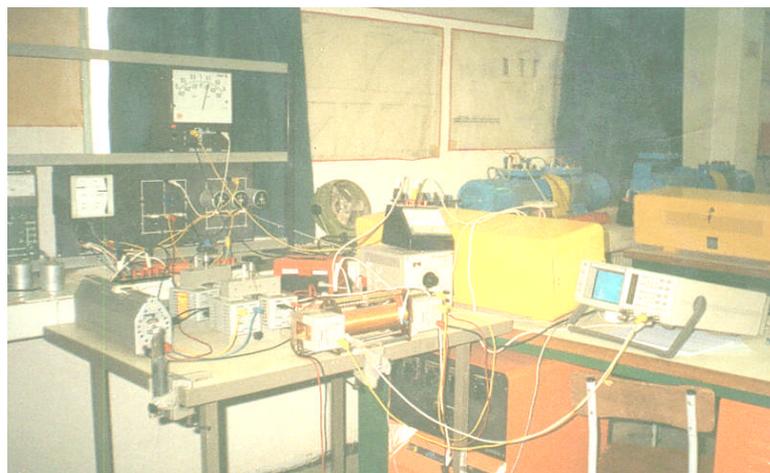
Dans l'optique d'une étude critique de la structure nous nous efforcerons au cours de la présentation des résultats de mettre en évidence les phénomènes qui ne pouvaient pas être pris en compte dans le chapitre précédent. Nous terminons enfin par une analyse des performances du moteur.

### IV.2. Description du premier prototype.

Ce prototype se compose de trois éléments principaux connectés en série : une bobine cylindrique avec noyau de fer, une capacité et une résistance supplémentaire.

Comme il a été décrit au chapitre II, le mouvement du noyau est assuré par l'alimentation du circuit par une tension monophasé, tout en assurant les critères d'amorçage. Ces critères se résument en un bon choix de la capacité, qui dépend de la valeur de l'inductance, et de la tension d'alimentation.

La figure (IV.1) montre le banc d'essai du premier prototype.



**Figure (IV.1) Banc d'essai du premier prototype.**

Le noyau de la bobine, élément mobile, peut être réalisé par plusieurs procédés. Il peut être en acier massif, creux, ou en tôles d'acier ferromagnétique. Ces induits ont été testés, et le

meilleur, vis-à-vis du rapport force, masse et souplesse du mouvement, est l'induit en tôles feuilletées.

#### IV.2.1. Description du banc d'essai.

La figure (IV.2) représente le banc tel qu'il a été conçu dans le but de permettre les essais statiques et dynamiques avec un minimum de modifications technologiques apportées. La force est mesurée à l'aide d'un dynamomètre. Les caractéristiques statiques ont été relevées point par point par l'utilisation des appareils de mesure et les caractéristiques dynamiques par l'emploi d'un oscilloscope à mémoire et un ploteur. La vitesse est relevée à l'aide d'une bobine extrême utilisée comme capteur. La résistance supplémentaire permet d'une part la limitation du courant du à la Ferro résonance et d'autre part à la régulation de la vitesse du mouvement du noyau.

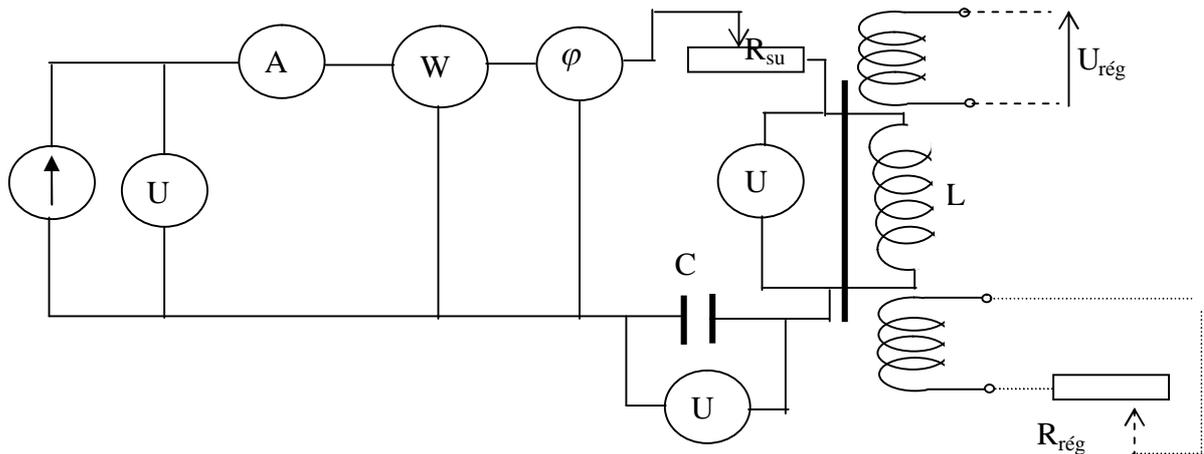


Figure (IV.2) Schéma de montage du banc d'essai.

#### IV.2.2. Détermination des paramètres de la bobine.

##### IV.2.2.1. Bobine sans noyau de fer.

On alimente le circuit de la figure (IV.3), sous une tension variable de fréquence 50 Hz,

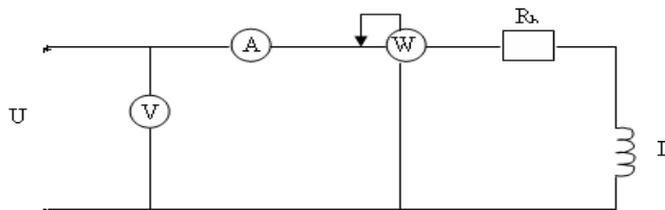


Figure (IV.3) Schéma de montage.

et à l'aide des indications des appareils de mesure on relève les paramètres indiqués sur le Tableau (IV.1)

$U_L$ (v)	9,5	13,2	15,6	18,3
$I$ (A)	0,45	0,6	0,7	0,8
$Z$	21,1	22	22,28	22,87

**Tableau (IV.1)**

Avec :

La réactance inductive :  $X_0 = \sqrt{Z^2 - R^2} = L.\omega$ .

L'inductance :  $L_0 = X_0 / \omega$ .

L'impédance :  $Z_{0\text{moy}} = 22\Omega$  ;

La résistance interne de la bobine :  $R = 10,55\Omega$

L'inductance de la bobine dépourvue de son noyau :  $L_0 = 0,06H$ .

La résistance interne de la bobine sans noyau est déterminée en utilisant le même montage mais l'alimentation est en courant continue.

#### IV.2.2.2. Bobine avec noyau de fer.

Avant de procéder à cet essai on doit remettre le noyau à l'intérieur de la bobine et s'assurer qu'il est centré et en alimentant progressivement le circuit sous une tension alternative de fréquence 50 Hz, on relève les indications des appareils de mesure. Voir Tableau (IV.2)

$U_L$ (v)	16,7	35	53	96	150	225
$I$ (A)	0,05	0,1	0,15	0,3	0,48	0,7
$P$ (w)	0,83	0,95	1,05	2,06	4,32	9,45
<b>Calcul</b>						
$I_r$	0,0025	0,01	0,0225	0,09	0,2304	0,49
$U_r$	332	95	46,67	22,89	18,75	19,3
$U_L$			25,11	93,23	148,82	224,17
$Z$	334	350	353,33	320	312,5	321,43

**Tableau (IV.2)**

Avec:  $Z_{\text{moy}}=332\Omega$  ,  $R=10,55\Omega$  ,  $L=1.116\text{H}$

### IV.2.2.3. Variation de l'inductance en fonction de la position du noyau.

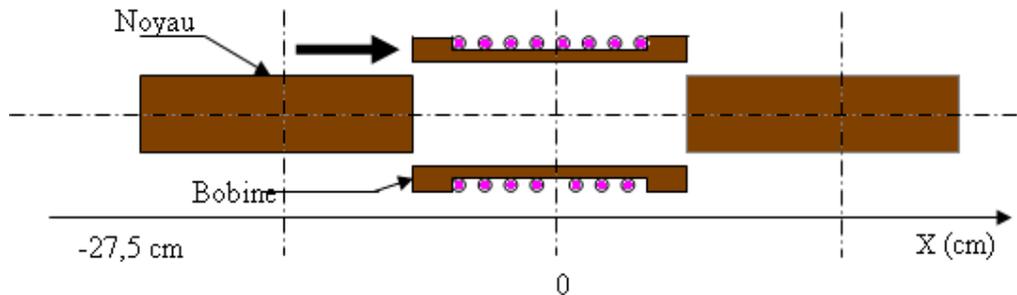
La bobine à noyau de fer est caractérisée par la variation de son inductance en fonction du déplacement du noyau à l'intérieur de la bobine.

Prenons comme référence la superposition des centres de la bobine et du noyau

Voir figure (IV.4).

Le déplacement manuel du noyau suivant l'axe des X passe à travers 03 zones, pour les zones de gauche et de droite la bobine est sans noyau et l'inductance prend une valeur minimale.

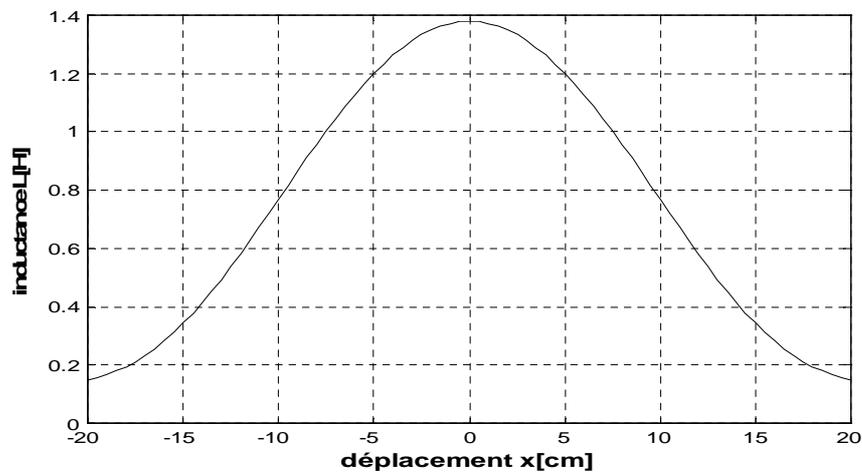
Par contre pour la zone intermédiaire le noyau occupe progressivement la totalité de la bobine en pourchassant l'air qu'elle contient et dans ce cas l'inductance devient maximale.



*Figure(IV.4) schémas représentatifs du déplacement du noyau vis avis de la bobine.*

L'expérience a été effectuée sous une tension d'alimentation constante  $U_{\text{eff}}=50\text{V}$  et par la méthode volt ampère métrique on relève la tension et le courant pour chaque pas de 1 cm, tout en supposant que la résistance reste constante.

Les résultats sont représentés sur la courbe de la figure (IV.5).



*Figure (IV.5) variation de l'inductance L en fonction du déplacement.*

### IV.2.3. Essais en pas à pas du M.L.T.O.

#### IV.2.3.1. Moteur sans circuit de fermeture des lignes du champ magnétique.

##### IV.2.3.1.a. M.L.T.O sans induit.

Lorsque le moteur est privé de son induit il devient équivalent à un circuit RLC linéaire et l'essai nous a permis de relever les paramètres suivants.

$$U_L=35 \text{ V} \quad , \quad U_C=137 \text{ V}$$

$$P=60 \text{ W} \quad , \quad Q = 165 \text{ VAR}$$

$$\varphi = -70^\circ \quad , \quad \cos \varphi = -0.35$$

Le déphasage est négatif, ce qui signifie que le circuit à un caractère capacitif, c'est pour cela que la tension capacitive  $U_C$  est plus grande que la tension inductive.

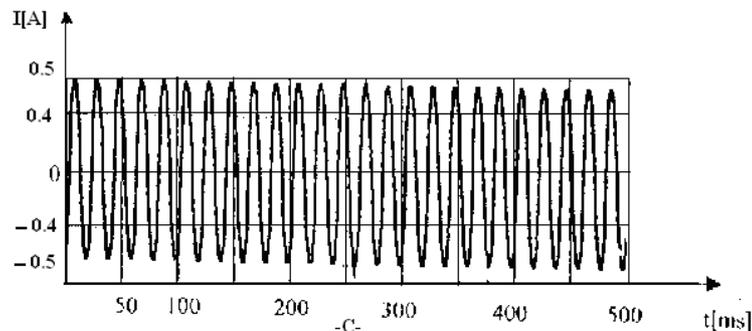
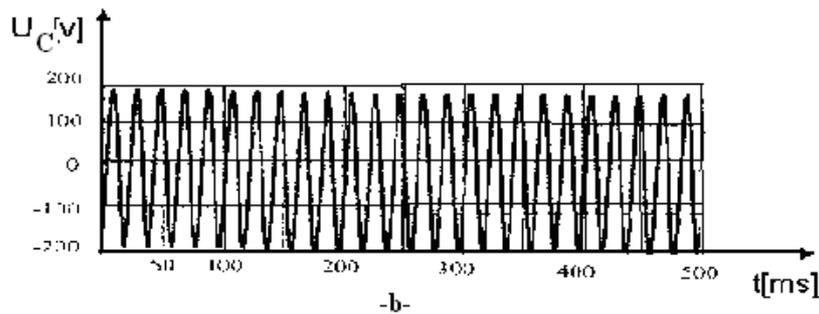
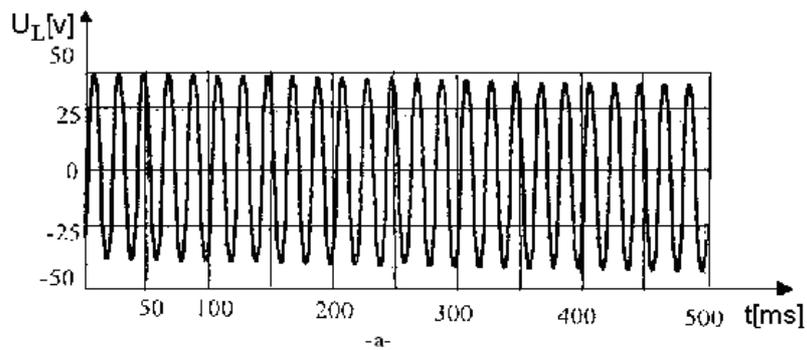


Figure (IV.7.a.b.c) Variation de,  $U_L$ ,  $U_C$  et  $I$  en fonction du temps.

### IV.2.3.1.b. M.L.T.O avec induit.

La présence de l'induit à l'intérieur de la bobine affecte tous les paramètres en changeant le caractère du circuit R.L.C qui devient non linéaire, pouvant enclencher ainsi un régime de Ferro résonance, lors de la concordance de la valeur de l'inductance variable avec celle de la capacité.

Le centrage du noyau à l'intérieur de la bobine correspond à un circuit de caractère inductif du à l'augmentation de l'inductance de la bobine, donc l'augmentation de la tension aux bornes de cette dernière. Dans ce cas le courant devient pratiquement faible du à l'importance de la réactance inductive. La figure (IV.8.a) illustre la variation de la tension aux bornes de la bobine en fonction du temps, la figure (IV.8.b) celle de la capacité. Et la figure (IV.8.c) celle du courant, avec  $I_0=0.4$  A;  $U_C=36$  V;  $U_L=145$  V

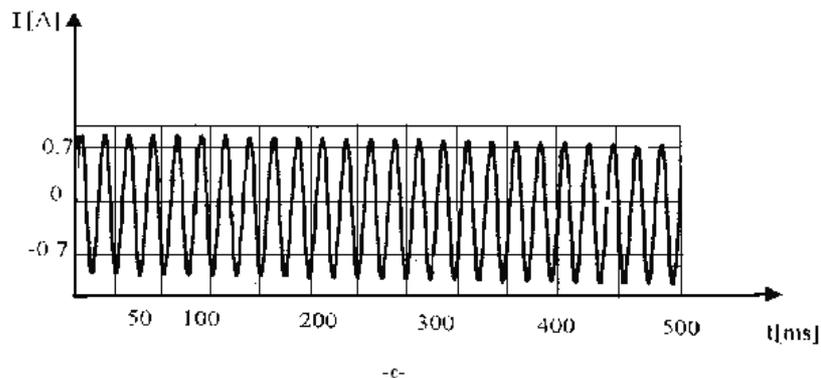
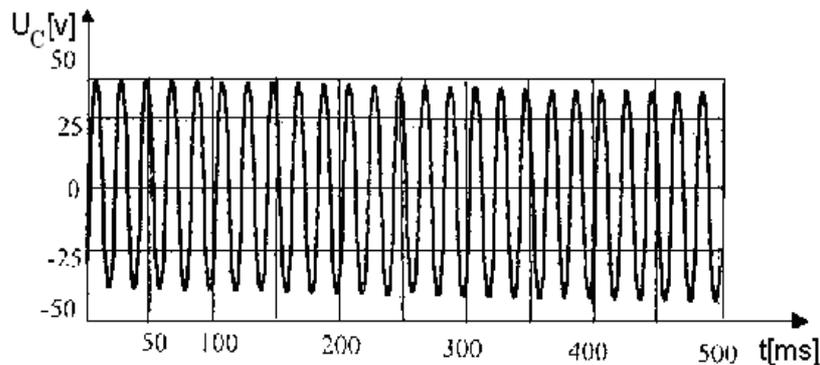
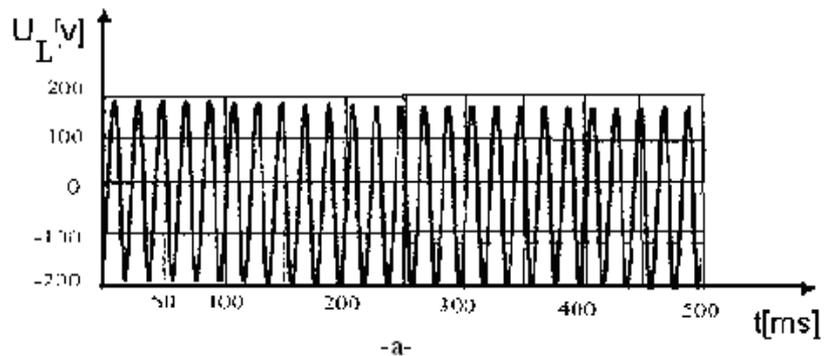


Figure (IV.8.a.b.c) Variation de  $U_L$ ,  $U_C$  et  $I$  en fonction du temps.

### IV.2.3.1.c. Régime de Ferro résonance.

Le déplacement du noyau à l'intérieur de la bobine entraîne la diminution de l'angle de déphasage jusqu'au premier point de résonance où ce dernier devient nul, tandis que les tensions aux bornes de la bobine et de la capacité deviennent presque égales et atteignent des valeurs importantes figure (IV.9.a) et figure (IV.9.b), ceci implique que le circuit est de caractère résistif.

La courbe de la figure (IV.9.c) représente l'allure du courant au point de résonance. On remarque, que le courant subi des fluctuations et devient non sinusoïdal du à la saturation du circuit magnétique de la bobine, en prenant une valeur maximale, qui correspond à un régime de court circuit.

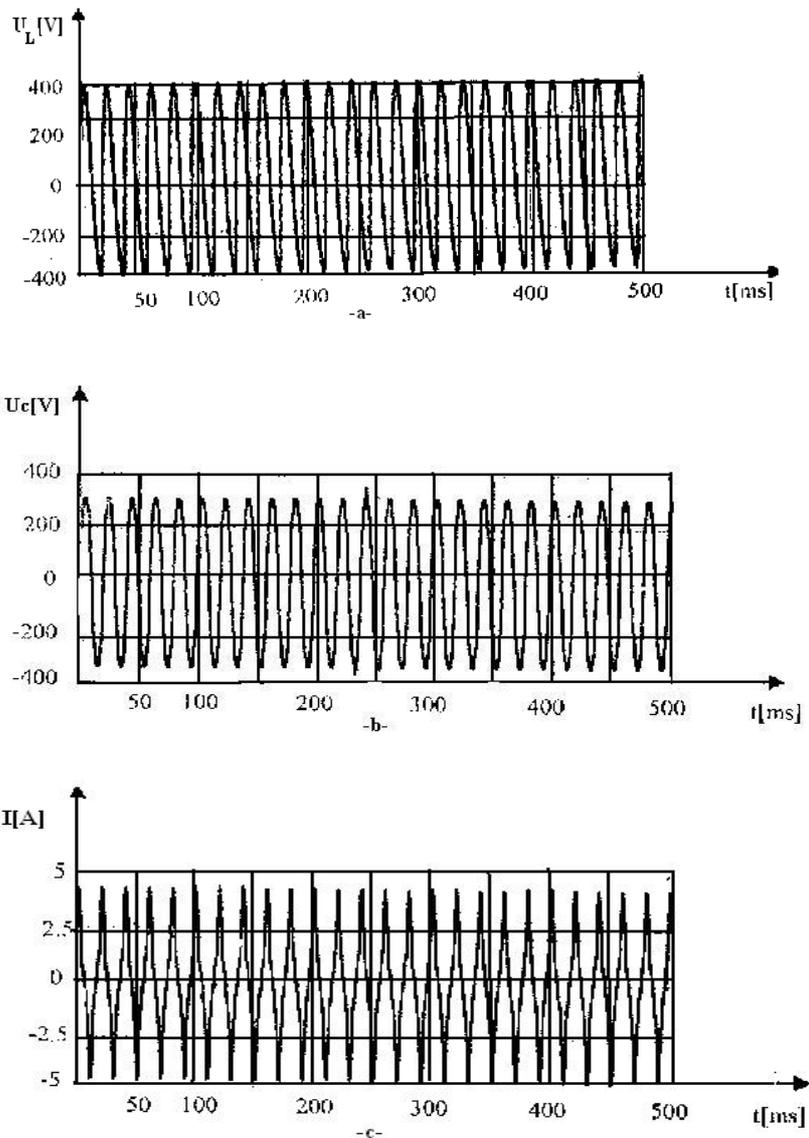
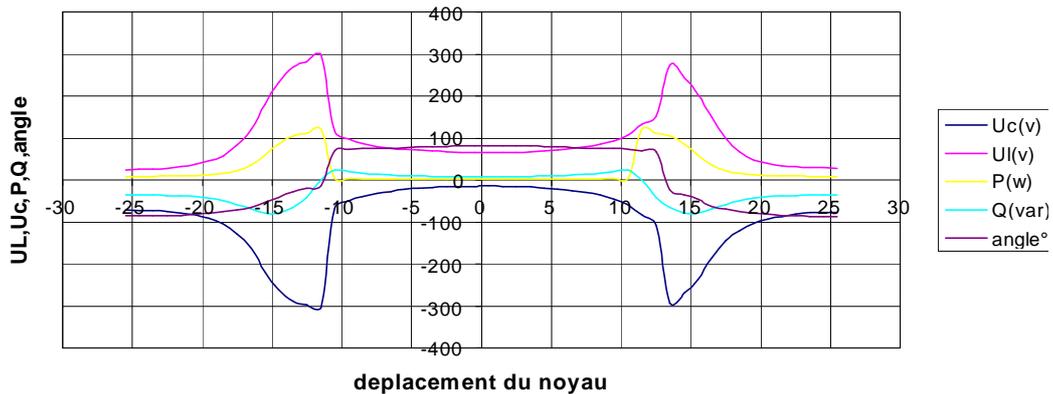


Figure (IV.9 a b c) Variation de  $U_L$ ,  $U_c$  et  $I$  en fonction de  $(x)$ .

#### IV.2.3.1.d. Fonctionnement en régime statique.

La figure (IV.10) représente la variation des tensions  $U_L$ ,  $U_C$ , les puissances active et réactive  $P$ ,  $Q$  ainsi que l'angle de déphasage  $\varphi$ , qui présentent les caractéristiques de fonctionnement du moteur sans circuit de fermeture des lignes du champ en régime pas à pas ont été relevées pour un déplacement manuel du noyau avec un pas de 1cm. Les valeurs sont reportées sur le tableau (IV.1) voir annexe.



**Figure (IV.10) Caractéristiques statiques du MLTO sans circuit de fermeture des lignes du champ avec  $C=36\mu F$ .**

L'allure des courbes montre 03 zones marquant le mouvement du noyau :

Au point milieu (noyau centré) la réactance du circuit est maximale, le courant ainsi que les puissances prennent des valeurs minimales le caractère du circuit est inductif. ( $\varphi$  positif). Aux points de résonance symétriques par rapport au centre de la bobine les tensions  $U_L$  et  $U_C$  sont en opposition de phase, prennent des valeurs maximales et sont presque égales. Le courant atteint une valeur importante, puisque le caractère du circuit est résistif (les réactances inductives et capacitatives sont égales et l'angle  $\varphi$  est égale à zéro).

#### IV.2.3.1.e. Fonctionnement en régime dynamique.

Tout d'abord, ce moteur peut être assimilé à un moteur monophasé sans enroulement auxiliaire. Le fonctionnement ne peut se faire qu'après une impulsion instantanée mécanique appliquée sur le noyau. Son déplacement à l'intérieur de la bobine et à une certaine valeur de l'inductance correspondante à  $L_R$  un phénomène de résonance se produit au premier point une force importante propulse le noyau vers l'intérieur jusqu'à un second point de résonance où une force inverse l'actionne dans le sens opposé et le cycle se répète, prenant ainsi un mouvement oscillatoire.

Les caractéristiques présentées ci-dessous ont été obtenues à l'aide d'un oscilloscope à mémoire et d'un ploteur en régime de fonctionnement du moteur avec l'utilisation d'une résistance supplémentaire  $R_{supp}=14\ \Omega$  .

Paramètre du circuit :

$L=1.1\text{H}$  (noyau occupe toute la longueur de la bobine),  $R=10\ \Omega$  et  $C=43\ \mu\text{F}$  ;

Tension appliquée:  $U_{eff}=110\text{V}$ ; Fréquence du réseau:  $f=50\text{Hz}$ ;

A la résonance:  $I_{re}=3.5\ \text{A}$ ;  $U_C=345\ \text{V}$ ;  $U_L=345\ \text{V}$ .

Noyau centré  $I_0=0.4\ \text{A}$ ;  $U_C=36\ \text{V}$ ;  $U_L=145\ \text{V}$ .

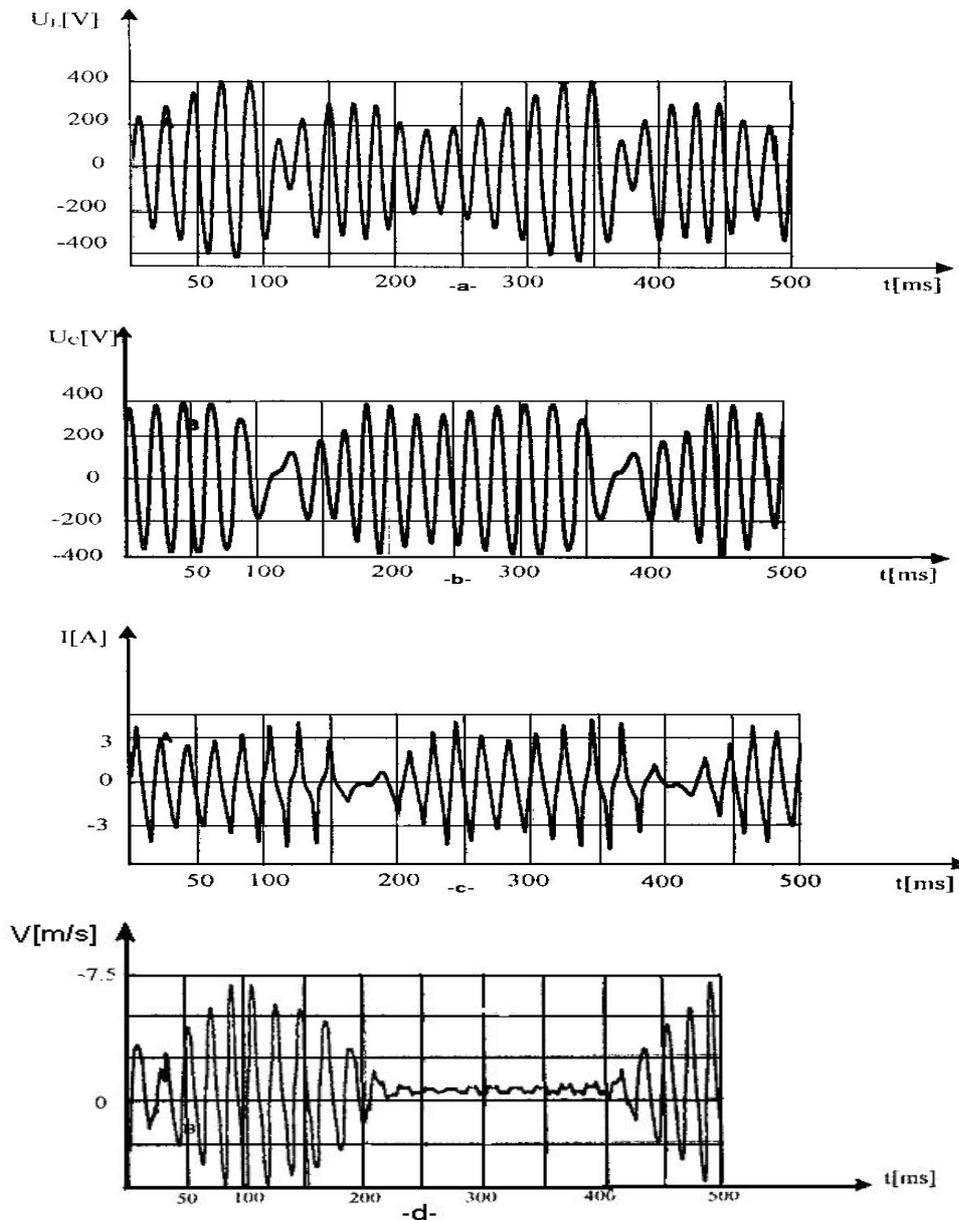


Figure (IV.11.a.b.c.d.) Variation de  $U_L$ ,  $U_C$ ,  $I$  et  $V$  en fonction du temps ( $R_{supp}=14\ \Omega$ ).

D'après les figures (IV.11.a.) et (IV.11.b), on remarque que les allures des tensions  $U_C(t)$  et  $U_L(t)$  sont variables avec le déplacement du noyau dans la bobine. Ces dernières augmentent progressivement jusqu'aux points de résonance, entraînant des tensions considérables. Le passage du noyau par la zone du milieu entraîne leur diminution à des valeurs minimales.

La figure (IV.11.c) montre la variation du courant qui est de forme alternative non sinusoïdale aux points de résonances (saturation du circuit magnétique.), et au point milieu le courant est faible.

La figure (IV.11.d) illustre la variation de la vitesse en fonction du temps, représentée par des blocs de signaux séparés par une zone morte marquant le mouvement aller et retour du noyau. Le nombre d'oscillations par seconde est déterminé par le nombre de blocs d'impulsions qui n'est qu'une f.e.m induite dans la bobine auxiliaire placée à l'extrémité de la bobine principale par le passage du noyau aimanté.

### IV.2.3.1.f. Modes de régulation.

#### IV.2.3.1.f.1. Régulation par variation de la résistance supplémentaire.

Le moteur est alimenté par une tension  $U_{\text{eff}}=110$  V et les relevés des différents paramètres sont représentés sur le tableau IV. Voir annexe.

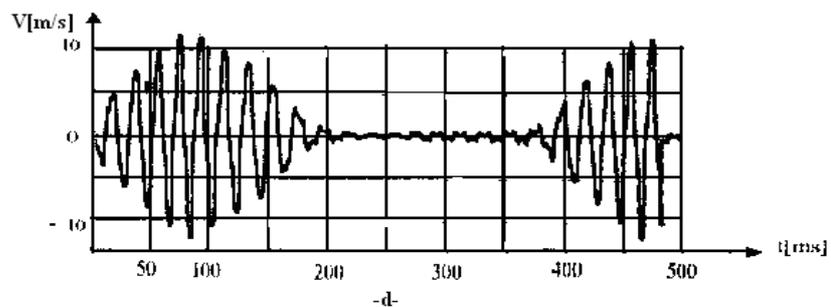
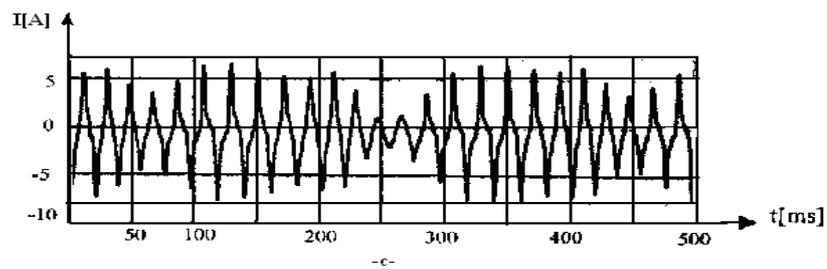
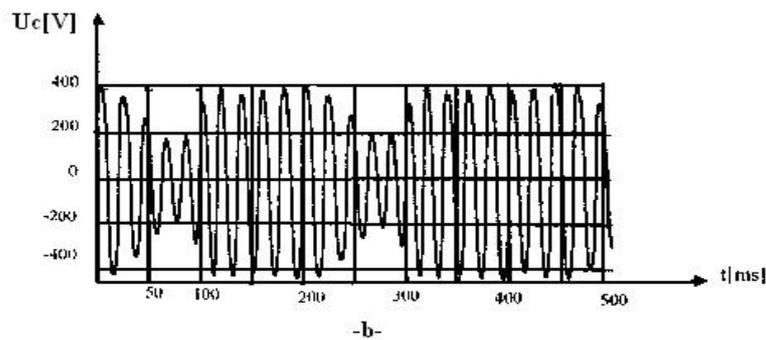
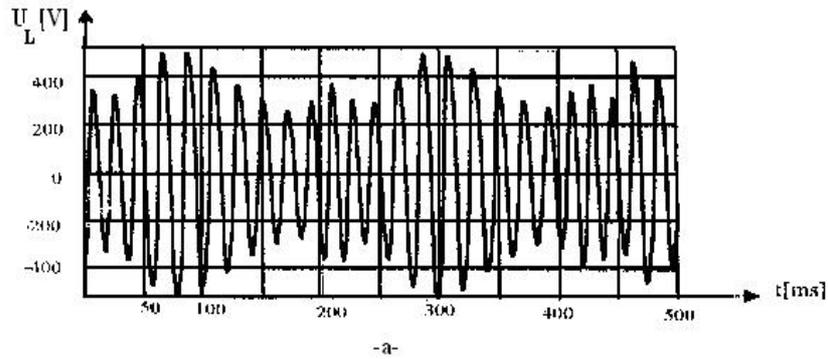


Figure (IV.12.a.b.c.d) Variation de  $U_L$ ,  $U_C$ ,  $I$  et  $V$  en fonction du temps ( $R_{\text{sup}}=12.71\Omega$ ).

D'après les figures (IV.12.a) et (IV.12.b) , on constate que les tensions  $U_L$  et  $U_C$  pour  $R_{\text{supp}}=12.71\Omega$  évoluent progressivement avec la pénétration du noyau dans la bobine jusqu'au premier point de résonance où le circuit est de caractère résistif et les tensions deviennent presque égales et prennent des valeurs très importantes par rapport à la tension appliquée au circuit, puis diminuent avec l'occupation de toute la longueur de la bobine par le noyau qui correspondent à des valeurs minimales de  $U_L$  et  $U_C$  différentes. Cependant, ces dernières augmentent très rapidement quand le noyau commence à sortir de l'autre côté de la bobine jusqu'au deuxième point de résonance, où leurs valeurs sont de nouveau égales, puis décroissent.

La figure (IV.12.c), reflète l'augmentation du courant avec la pénétration du noyau dans la bobine jusqu'au premier point de résonance où le courant prend sa valeur maximale ( $I_{r1}=3.3A$ ) cela est dû à la diminution de l'impédance du circuit. Celle-ci décroît rapidement quand le noyau est au point milieu ( $I_0=0.4A$ ). Le déplacement du noyau de l'autre côté de la bobine entraîne une autre augmentation rapide du courant jusqu'à une certaine position où il prend sa valeur maximale ( $I_{r2}=3.2A$ ), puis il décroît. Aussi on remarque que cette onde de courant est de forme alternative non sinusoïdale due au passage du noyau par les trois points caractérisant le fonctionnement du moteur.

Les expériences effectuées montrent que la diminution de la valeur de la résistance supplémentaire entraîne l'augmentation de la vitesse ce qui implique un rapprochement des points de résonance au point milieu. On note que pour une résistance supplémentaire supérieure à  $22.7\Omega$  , le moteur ne peut pas fonctionner.

#### **IV.2.3.1.f.2. Régulation par action sur la tension de commande.**

La figure (IV.13) représente la variation de la vitesse d'oscillation du moteur pour différentes valeurs de la tension de régulation alimentant une bobine placée à l'extrémité de la bobine principale. La superposition du champ magnétique de régulation et le champ principal provoquent un freinage ou une accélération du noyau mobile. On remarque que lorsque la tension de régulation augmente, la vitesse du noyau augmente progressivement, ainsi elle est représentée sous forme de blocs d'impulsion.

Pour  $U_{\text{rég}}=3V$  la vitesse du noyau est lente par contre pour  $U_{\text{rég}}=20V$  la vitesse est rapide.

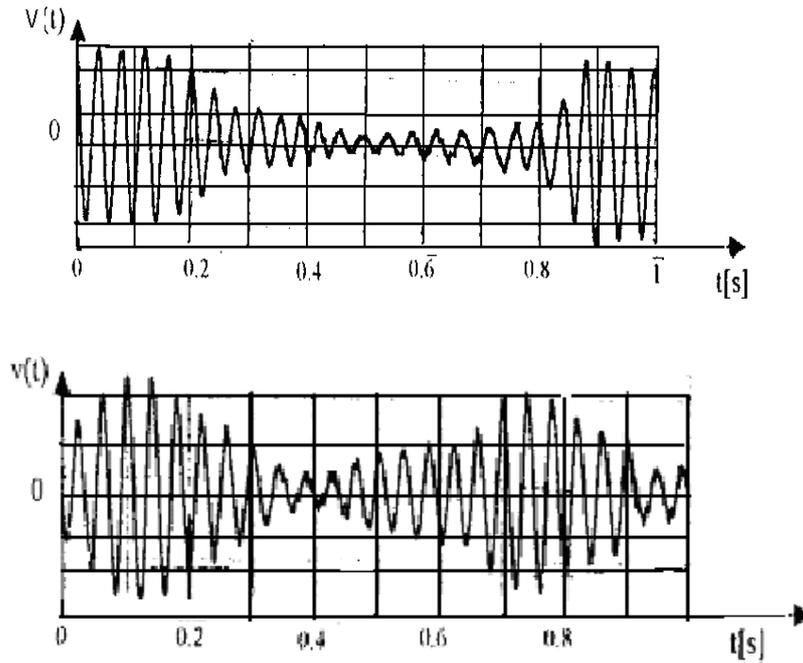


Figure (IV.13) variation de la vitesse d'oscillation en fonction du temps

$$U_{reg}=3V, U_{reg}=20V.$$

#### IV.2.3.1.f.3. Régulation par action sur la fréquence.

L'expérience a été réalisée en utilisant un groupe convertisseur de fréquence dynamique. L'expérimentation du moteur sous une fréquence variable n'a pas abouti car elle est limitée à une seule valeur puisque le groupe est limité en puissance.

Les paramètres relevés en régime de fonctionnement du moteur par une fréquence  $f=73.5\text{Hz}$  sont :

$U_C=285\text{ V}$	$U_L=264\text{ V}$	$P=40\text{ W}$	$\cos\varphi=0.95$
$I=2.9\text{ A}$	$U=75\text{ V}$	$Q=760\text{VAR}$	$\varphi=10$

Les figures (IV.14.a.b.c.d) gardent les mêmes allures que les courbes précédentes à la seule différence du rapprochement des points de résonance au point milieu d'où l'augmentation de la vitesse d'oscillation.

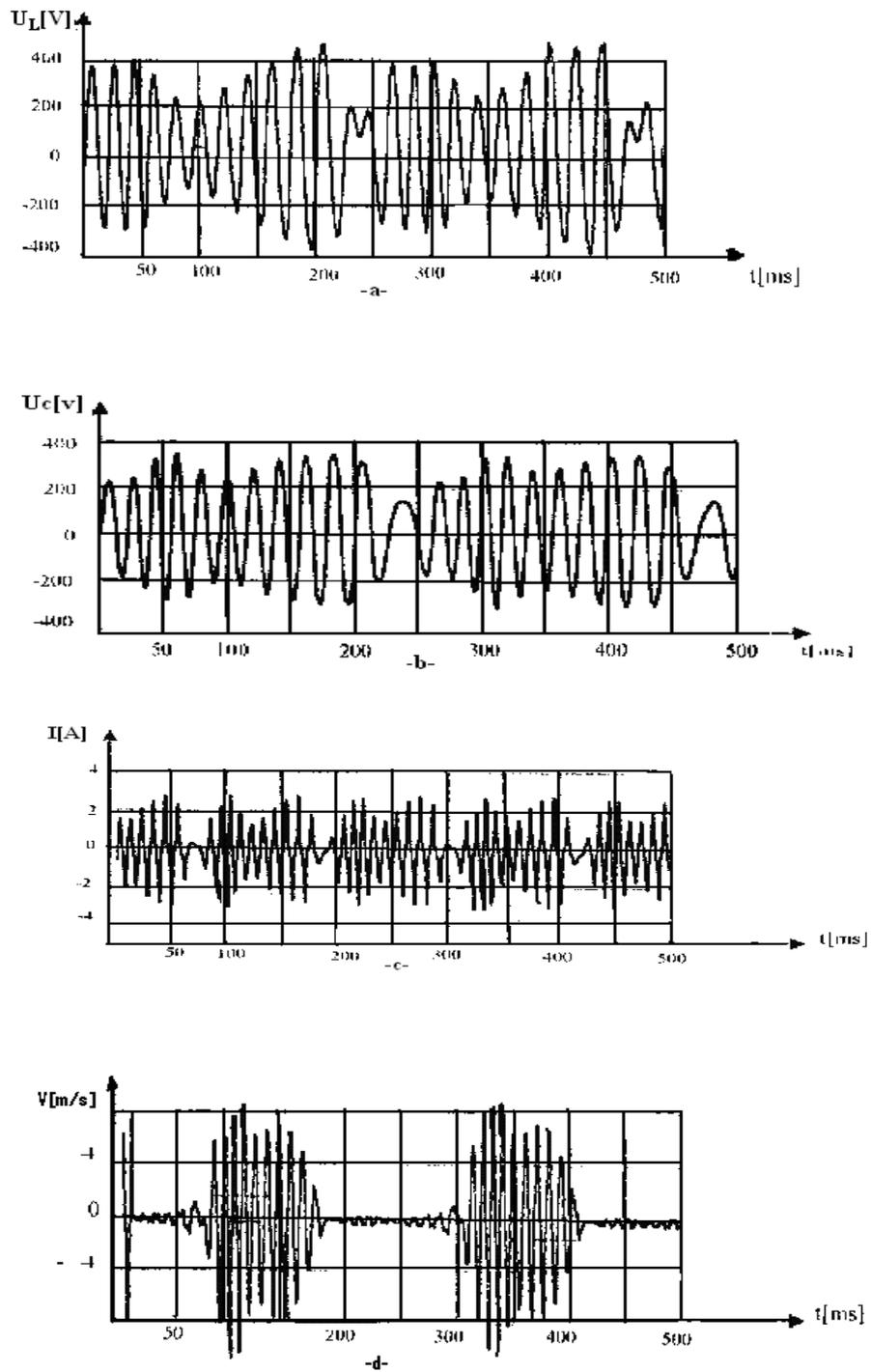


Figure (IV.14.a.b.c.d) Variation de  $U_L$ ,  $U_C$ ,  $I$  et  $V$  en fonction du temps ( $f=73.5\text{Hz}$ ).

Cependant certains problèmes ont été rencontrés lors des essais effectués ; on remarque que la fermeture des lignes du champ magnétique à travers l'air, présente une grande réluctance et influe sur le rendement du moteur.

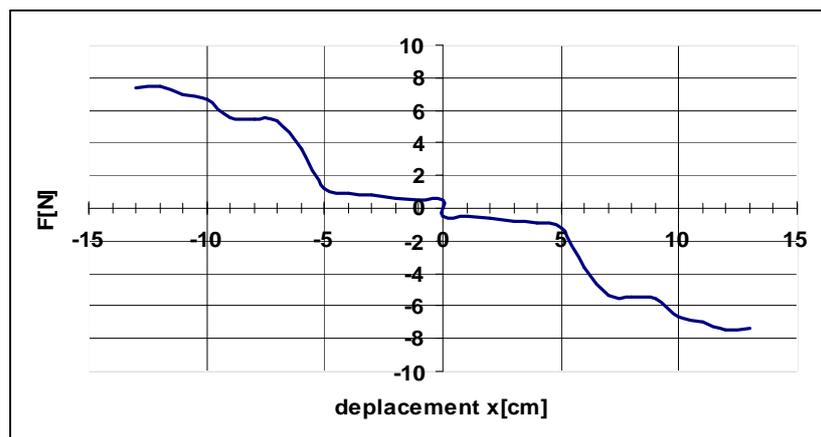
Pour canaliser les lignes du champ et minimiser la réluctance du circuit de parcours, un circuit magnétique a été conçu et expérimenté dont les résultats sont présentés ci-dessous.

Les caractéristiques de fonctionnement du moteur paramétrique montrent que lors de son fonctionnement en régime continu est impulsional.

L'étude expérimentale en régime pas à pas nous a permis de mettre en évidence la variation des paramètres en fonction du déplacement du noyau.

L'étude dynamique a permis d'obtenir la variation de ces mêmes paramètres en fonction du déplacement est du temps, ainsi que la variation de la vitesse du moteur par action sur la résistance supplémentaire, par action sur la tension de régulation et sur la fréquence.

La figure (IV.15), représente la variation de la force en fonction du déplacement  $x$ , relevée point par point avec un dynamomètre. Cette force est sinusoïdale avec une valeur max aux points de résonance.



*Figure (IV.15) variation de la force en fonction du déplacement du noyau.*

### IV.3. Description du deuxième prototype M.L.T.O avec circuit de fermeture des lignes des champs magnétiques.

Le shuntage de la bobine par un circuit magnétique en tôles feuilletées comme le montre la figure (IV.16) permet de canaliser les lignes du champ magnétique en réduisant leurs espaces d'influence.

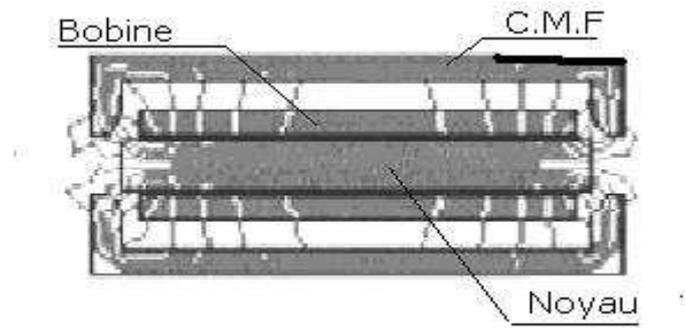


Figure (IV.16) Bobine à noyau de fer avec CMFLC.

#### IV.3.1. Détermination des paramètres de la bobine.

Les paramètres de la bobine dépourvue de son noyau voir tableau (IV.4) ont été relevés par la méthode volt ampèremétrique

<b>U(v)</b>	5	10	15	17,5	27	37	42	48	52
<b>I(A)</b>	0,41	0,61	0,81	1	1,4	1,8	2	2,2	2,4
<b>Z</b>	12,2	14,7	18,5	17,5	19,2	20,5	21	21,8	21,6

Tableau (IV.4)

$$Z_{\text{moy}}=18,5\Omega, R=7,8\Omega, L=0,0028\text{H}$$

Paramètres de la bobine noyau centré. Voir tableau (IV.3)

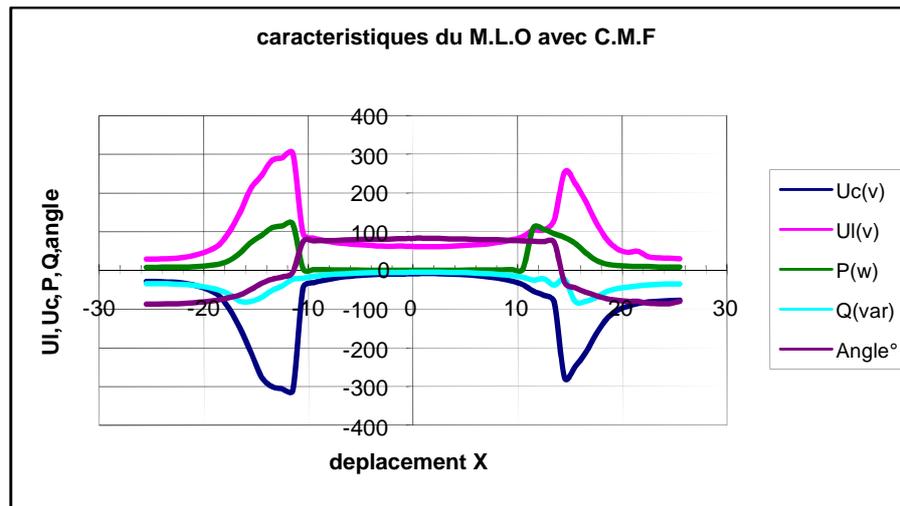
<b>U(v)</b>	62,5	93	110	140	175	205
<b>I(A)</b>	0,1	0,15	0,2	0,25	0,3	0,35
<b>Z</b>	625	620	550	560	583,33	585,7

Tableau (IV.3)

$$Z_{\text{moy}}=587,3\Omega, R=7,8\Omega, L=1,87\text{H}$$

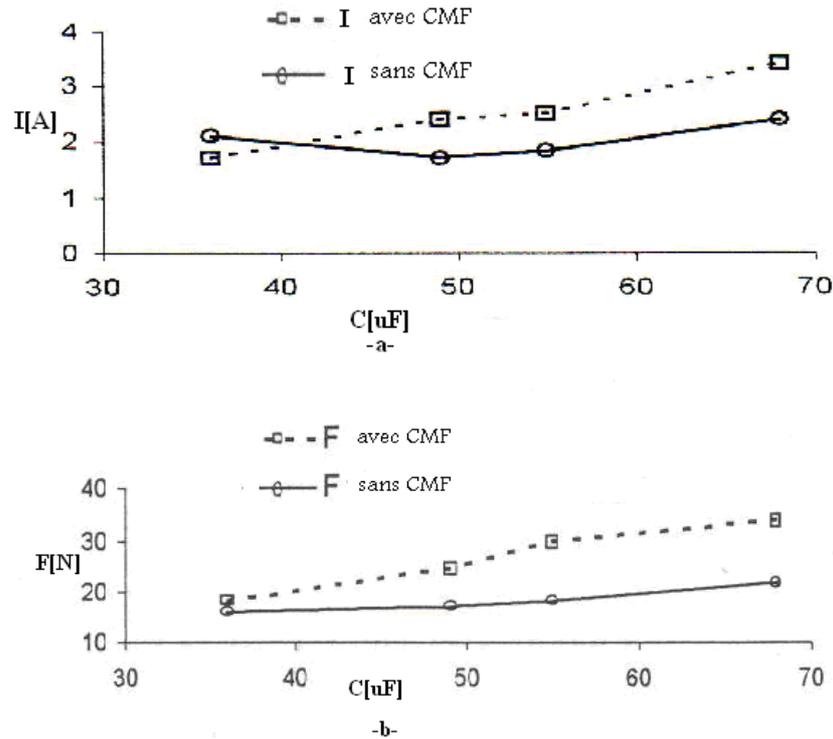
### IV.3.2. Essais en pas à pas du moteur.

L'essai a été réalisé par déplacement du noyau à l'intérieur de la bobine d'un pas de un centimètre dont les valeurs ont été relevés sur le tableau voir annexe ; et représentées sous forme de courbes figure (IV.17) où l'on remarque que l'angle de déphasage entre le courant et la tension s'annule aux points de résonance par contre les autres paramètres atteignent leurs valeurs maximales.



*Figure (IV.17) Caractéristiques statiques du MLTO avec circuit de fermeture des lignes du champ.*

On remarque que les caractéristiques statiques des deux prototypes sont presque les mêmes en formes et en valeurs. La variation de la capacité nous a permis de relever l'évolution du courant et de la force figures (IV.18.a.b). La superposition des courbes pour les deux cas nous permet de voir la différence entre les deux prototypes.



**Figure (IV.18.a.b) superposition des courbes de  $I(C)$  et  $F(C)$  du MLTO avec et sans circuit de fermeture des lignes du champ.**

On voit que la présence du circuit de fermeture des lignes des champs a amélioré la force et le courant.

Les expériences menées sur les deux prototypes ont été réalisées difficilement vu que:

- Le noyau composé d'un tube en plastique rempli de plaques d'acier Ferro magnétiques se dilate à cause des échauffements excessifs et perturbe le mouvement.
- Le démarrage est manuel.
- La coupure du circuit entraîne l'éjection du noyau, c'est pourquoi son freinage au centre de la bobine (point d'équilibre) est envisagé.

En vue d'améliorer les performances de ce type de moteur une conception améliorée sera présentée lors de l'étude du troisième prototype.

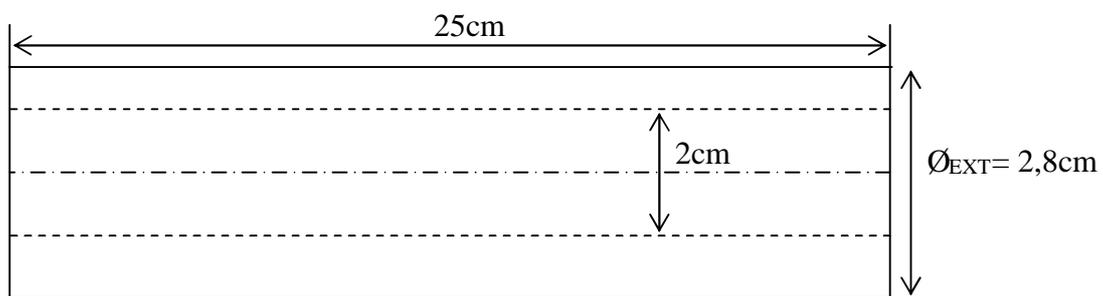
#### **IV.4. Description du troisième prototype M.L.T.O avec circuit auxiliaire de démarrage.**

Le troisième prototype nous permet de contourner les problèmes rencontrés par la conception d'un noyau forme d'un cylindre en bois rempli de tôles d'acier Ferro magnétique figure (IV.19) et d'un circuit auxiliaire de démarrage



*Figure (IV.19) Noyau du troisième prototype.*

L'induit a comme dimensions, un diamètre externe de 28mm, de diamètre interne 20mm et une longueur de 25cm. Figure (IV.20).



*Figure (IV.20) schéma représentant les dimensions du noyau.*

La figure (IV.21) représente une partie de la structure du MLTO tel qu'il a été conçu au laboratoire. La partie principale (Bobine) est de forme carrée. Notre réalisation ne touche que le noyau et la glissière.



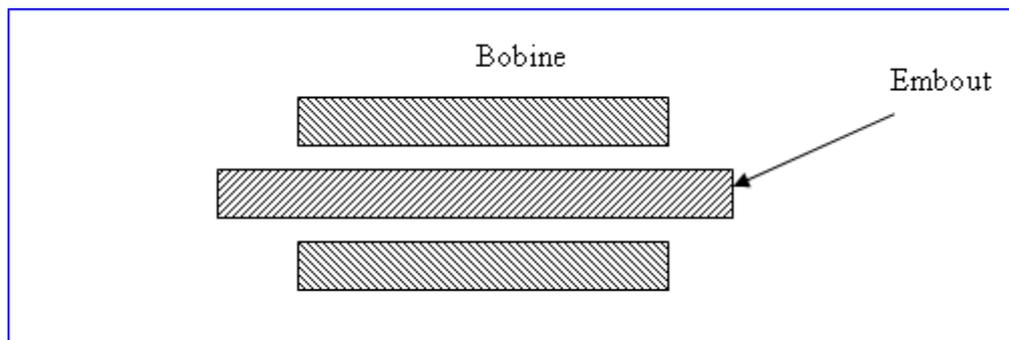
*Figure (IV.21) représentation d'une partie du moteur.*

Les caractéristiques générales de ce prototype sont les suivantes :

Trois bobines de 1000 spires chacune, montées en série et portées par un guide induit, et une quatrième bobine de même dimension utilisée comme capteur de vitesse. Le diamètre interne du guide est de 3mm.

Le porte bobine ou glissière est conçu en bois dur sous forme carrée, percée au milieu spécialement conçue pour que l'induit puisse glisser à l'intérieur.

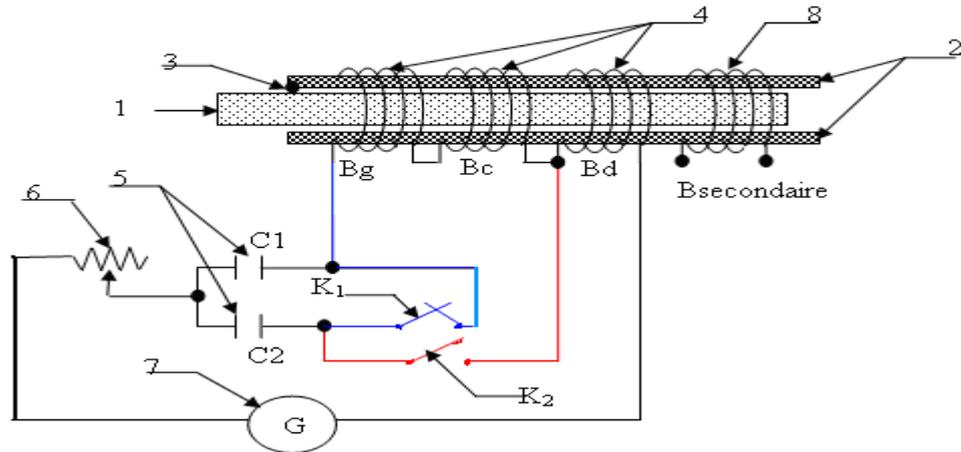
La conception du circuit auxiliaire de démarrage exige à ce que le noyau doit être centré à l'intérieur de la bobine tels que les embouts de celui ci soient visibles de part et d'autre, comme le montre la figure (IV.22)



**Figure (IV.22) noyau centré.**

La figure (IV.23) représente le troisième prototype avec le circuit de démarrage, qui est alimentée sous une tension de  $U= 115\text{volts}$  à la fréquence  $f= 50\text{Hz}$ ,

La mise sous tension du circuit, entraîne un faible courant de l'ordre de  $0.5\text{A}$ , puisque l'impédance équivalente du circuit est importante. Au repos le bouton poussoir K1 est fermé par contre K2 est ouvert. L'action sur l'interrupteur K2 entraîne un fort courant dans la bobine Bd provoquant ainsi le déplacement du noyau en le rapprochant du point de résonance droit, une forte impulsion suite à la force de résonance actionne le noyau dans le sens inverse du déplacement initial. Une fois K2 relâché, la branche Bd toujours connectée en série, le noyau se déplace en plein régime d'oscillation.



**Figure (IV.23) Schéma unifilaire du M.L.T.O.**

- 1); Noyau de fer feuilleté; 2) Isolant ; 3) Entrefer; 4) Bobine;  
 5) Condensateur; 6) Rhéostat; 7) Source d'alimentation; 8) bobine secondaire.  
**K1** bouton poussoir fermé; **K2** bouton poussoir ouvert.

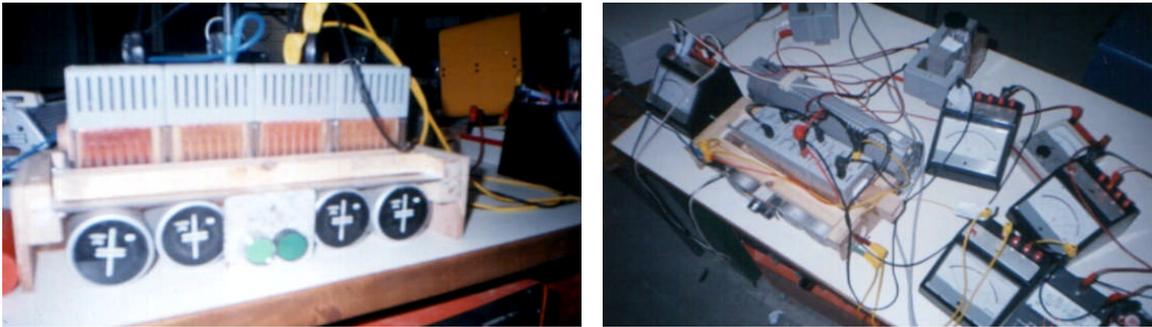
Avec  $C1=25\mu\text{F}$ ,  $C2=18\mu\text{F}$ .

Cependant pour arrêter ce moteur la technique utilisée est d'assurer un régime de freinage au point milieu en ouvrant l'interrupteur K1, c'est-à-dire l'élimination de la capacité C2 (C1 restante) ce qui assure une Ferro- résonance au point milieu ou la force de freinage devient importante et l'induit s'immobilise au centre de la bobine. Le bouton poussoir K1 reprend sa position initiale, sachant que pour cette position l'impédance du circuit est maximale donc le courant tend vers sa valeur minimale.

En régime de fonctionnement l'induit s'aimante et en passant à l'intérieur de la bobine secondaire qui est utilisée comme capteur de vitesse d'oscillation du noyau il y induit une f.e.m proportionnelle à la vitesse pouvant être visualisée à l'oscilloscope.

### IV.4.1. Expérimentation du prototype.

Puisque ce moteur n'est qu'un assemblage de trois bobines principales et un noyau pouvant glisser à l'intérieur de celles-ci. En connectant les bobines à une source de tension monophasée à travers les condensateurs C1, C2 montés en parallèle et en série avec une résistance variable comme illustré par le banc d'essai figure (IV.24.a) et la figure (IV.24.b).



-a-

-b-

Figure (IV.24) Photos représentant la phase d'expérimentation du M.L.T.O.

#### IV.4.1.1. Essais en pas à pas.

Le but de l'expérience est de relever les principales caractéristiques représentant le fonctionnement du moteur en régime pas à pas. La réalisation du circuit figure (IV.25) nous a permis de relever les résultats voir annexe pour un déplacement du noyau avec un pas de 1 Cm, en prenant comme référence la superposition des milieux bobine et noyau.

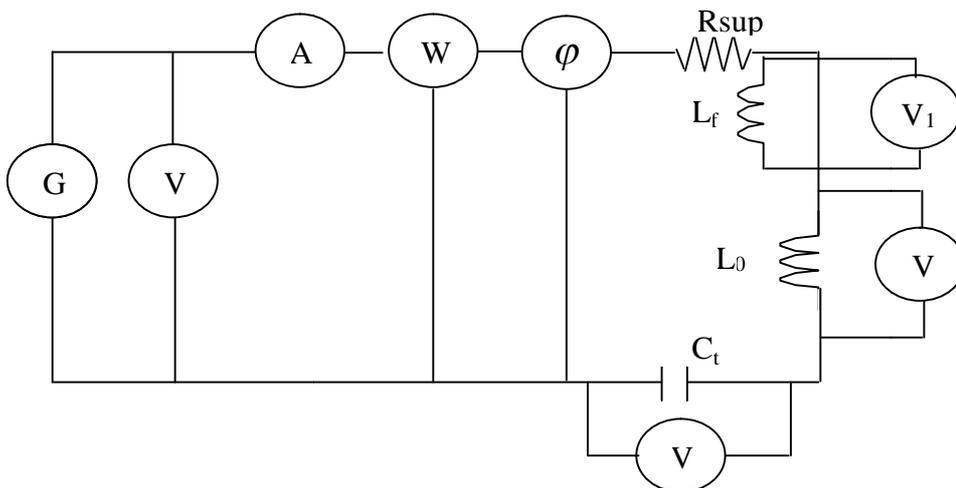


Figure (IV.25) schéma du montage.

Les essais statiques ont été effectués pour un point de résonance au point milieu (régime de freinage), avec C1 déconnectée.

La figure (IV.26) représente la variation des paramètres ( $U_L$ ,  $U_C$ ,  $U$ ,  $P$ ,  $Q$ ) respectivement la tension aux bornes de la bobine, de la capacité, de la source et des puissances actives et réactives pour une capacité de  $25 \mu F$ .

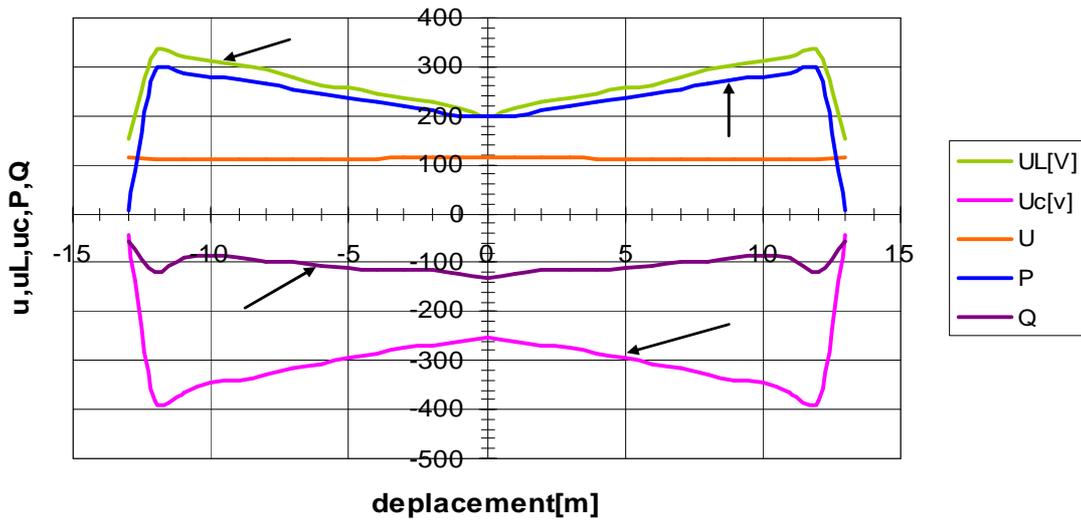


Figure (IV.26) Variation de  $U_L$ ,  $U_C$ ,  $U$ ,  $P$ ,  $Q$  en fonction de  $x$  pour  $C=25\mu F$ .

La figure (IV.27) représente la variation de  $I$ ,  $\cos\varphi$  et  $F$  respectivement le courant, le facteur de puissance et la force de freinage pour une capacité de  $25 \mu F$ . Où la force prend une valeur maximale et stabilise l'induit au centre de la bobine.

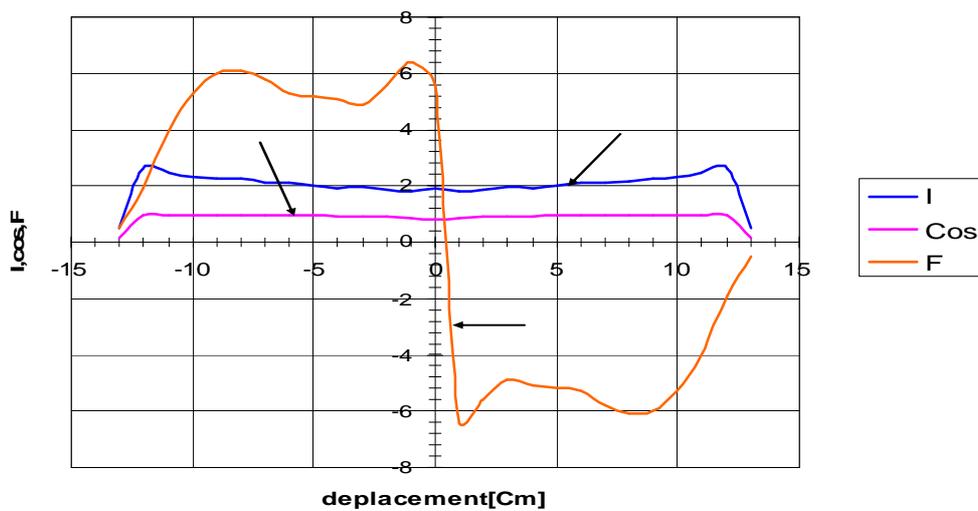


Figure (IV.27) Variation de  $I$ ,  $\cos\varphi$  et  $F$  en fonction de  $x$  pour  $C=25\mu F$ .

La figure (IV.28) représente la variations des paramètres ( $U_L$ ,  $U_c$ ,  $U$ ,  $P$ ,  $Q$ ) respectivement la tension au borne de la bobine, de la capacité, de la source et des puissances actives et réactives lors du fonctionnement du moteur avec une capacité de  $43 \mu F$ , où l'on remarque l'écartement des points de résonance dont la tension d'alimentation chute légèrement et les autres paramètres prennent des valeurs maximales.

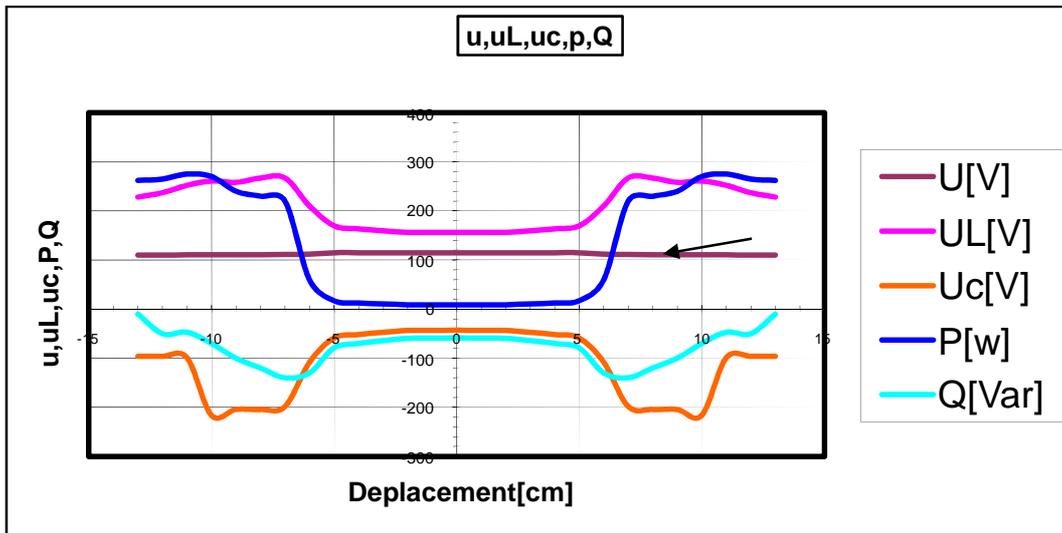


Figure (IV.28) Variation de  $U_L$ ,  $U_c$ ,  $U$ ,  $P$ ,  $Q$  en fonction de  $x$  pour  $C=43\mu F$ .

La figure (IV.29) représente les variations des paramètres pour un régime de démarrage et de fonctionnement effectuées avec une capacité de  $43\mu F$ .

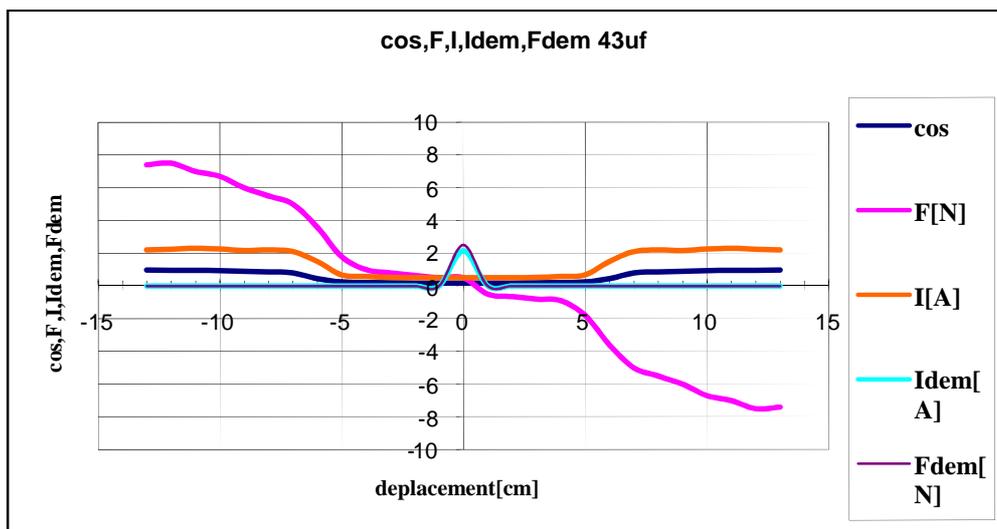


Figure (IV.29) variation de  $\cos\phi$ ,  $F$ ,  $I$ ,  $I_{dem}$ , et  $F_{dem}$  en fonction de  $x$ .

L'impulsion sur l'interrupteur K2 déville le courant vers la bobine (Bd) qui est considéré comme courant de démarrage, donnant ainsi une force de démarrage de l'ordre de 02N qui

provoque le déplacement du noyau vers le premier point de résonance Les deux autres bobines ( $B_g$  et  $B_c$ ) deviennent branche morte.

Après relâchement de  $K_2$  le circuit se rétablit et le courant passe à travers toutes les bobines et le moteur prend un régime de fonctionnement normal. Où la force devient maximale aux points de résonances ( $F= 7,5 \text{ N}$ ,  $C=43 \mu\text{f}$ ) et les tensions  $U_L$  et  $U_C$  atteignent des valeurs importantes.

#### IV.4.1.2. Régime dynamique.

Le moteur fonctionne en régime d'oscillation continue pour une capacité de  $43 \mu\text{f}$  et une résistance  $R_{\text{sup}}$  variable.

Avant de procéder à l'expérimentation de ce régime, on est amené à visualiser certains paramètres pour le cas du noyau centré et aux points de résonance.

Les caractéristiques présentées ci-dessous, ont été relevées à l'aide d'un oscilloscope à mémoire et d'un ploteur en régime de fonctionnement du moteur avec les paramètres suivants :  $L = f(x)$ ,  $R_{\text{sup}} = 5,4 \Omega$ ,  $U_{\text{eff}} = 115\text{V}$  et  $f = 50 \text{ Hz}$ .

Pour des signaux importants on utilise un transformateur abaisseur 5/100.

La figure (IV.30.A.B) représente l'évolution de la tension d'alimentation du moteur courbe (A) et celle du courant courbe (B).

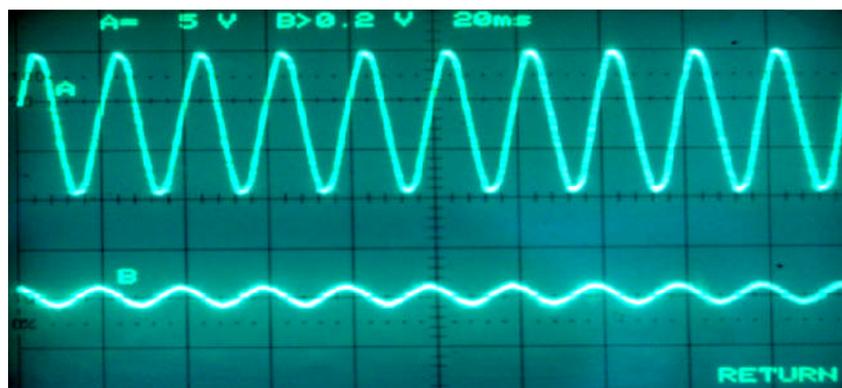
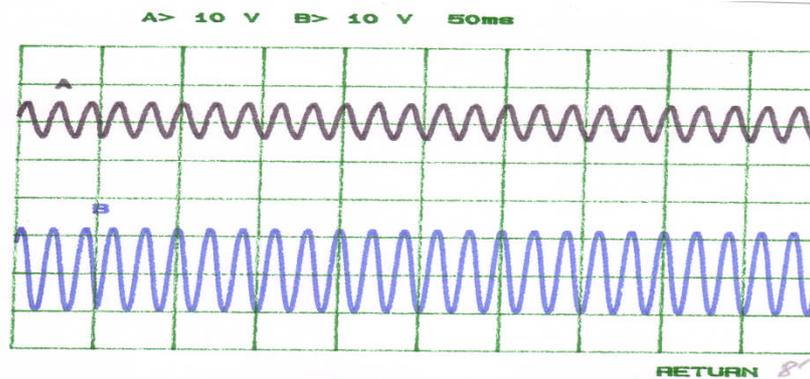


Figure (IV.30.A.B) Caractéristiques  $U(t)$  et  $I(t)$  à noyau centré.

On remarque que l'allure des courbes est sinusoïdale, avec un courant faible puisque l'impédance du circuit est importante ( $L = 1.13 \text{ H}$  ;  $R = 39 \Omega$ ).

La figure (IV.31.A.B) représente respectivement la variation de la tension aux bornes de la capacité et celle aux bornes de l'inductance, pour la position du noyau au centre.



**Figure (IV.31.A.B) Caractéristiques  $U_C(t)$  et  $U_L(t)$  à noyau centré.**

On peut voir que la tension capacitive est faible devant celle de l'inductance puisque le circuit présente un caractère inductif.

La figure (IV.32.A.B) visualise la tension et le courant d'alimentation du moteur aux points de résonance.



**Figure (IV.32.A.B) Caractéristiques,  $U(t)$  et  $I(t)$  aux points de résonance.**

L'allure du courant est alternative mais non sinusoïdale ( $I_{\text{eff}} = 2.5 \text{ A}$ ) et elle présente des fluctuations à cause de la saturation du circuit magnétique, puisque le circuit est à caractère résistif (régime du court circuit) et dans ce cas la valeur de la tension chute légèrement. Dans ce cas les tensions  $U_C$  et  $U_L$  figure (IV.33.A.B) ont presque la même amplitude de l'ordre de 300V (la courbe A, a été minimisée de manière à ce quelle soit visualisée).

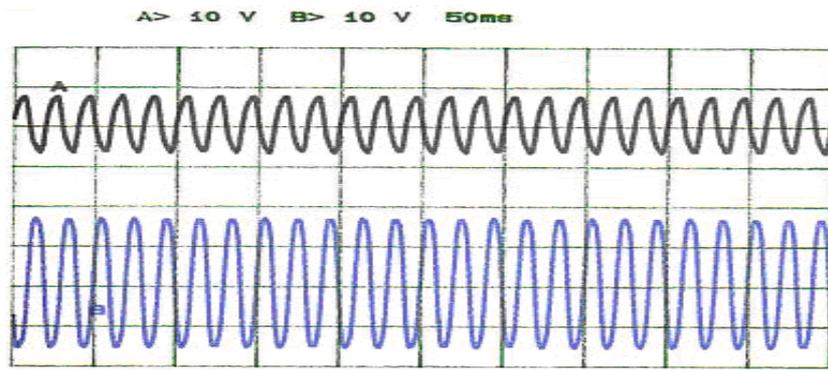


Figure (IV.33.A.B) Caractéristiques,  $U_C(t)$  et  $U_L(t)$  aux points de résonance.

La figure (VI.34.A.B) représente la variation de la tension et du courant d'alimentation en régime de freinage pour  $C = 18\mu\text{F}$  avec leurs superpositions figure (IV.35.A.B).

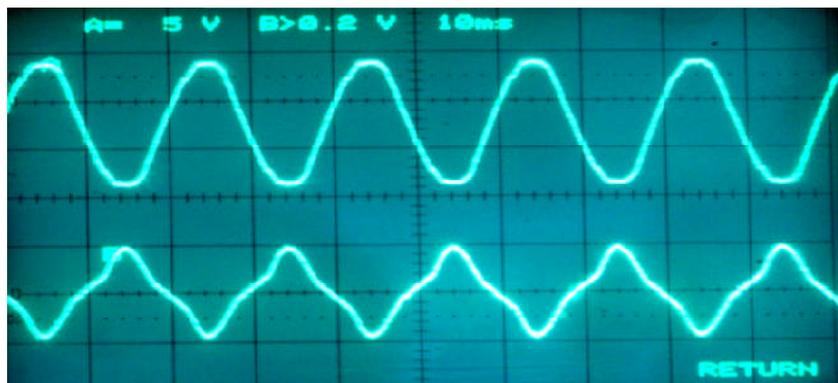


Figure (VI.34.A.B) Caractéristiques  $U(t)$  et  $I(t)$  en régime de freinage.

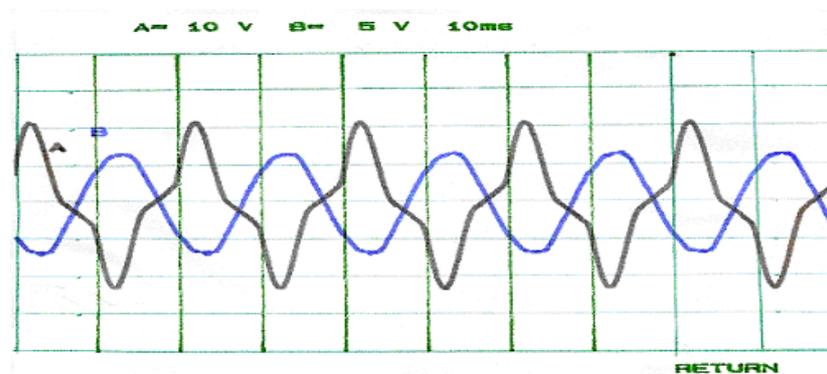
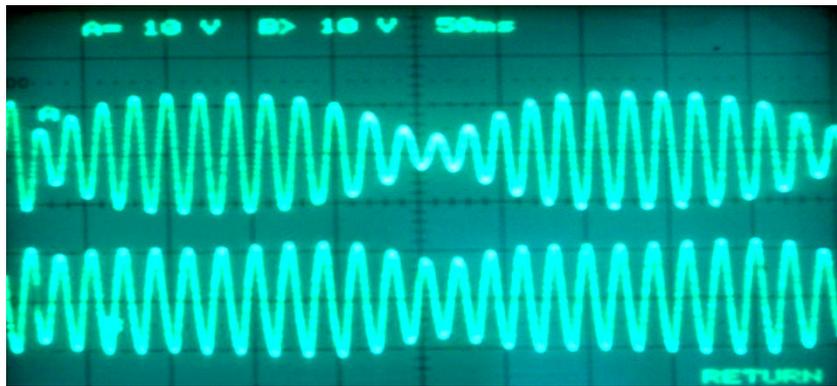


Figure (VI.35.A.B) superposition de  $I(t)$  et  $U(t)$  en régime de freinage.

La diminution de la valeur de la capacité a affecté le circuit en décalant les points de résonance au point milieu, le circuit est à caractère résistif et dans ce cas le noyau se fige au centre de la bobine.

Lors du fonctionnement normal du moteur le caractère du circuit change périodiquement selon la position du noyau à l'intérieur de la bobine, affectant ainsi à tout instant l'ensemble des paramètres. La figure (IV.36.A.B) représente respectivement les tensions  $U_L$  et  $U_C$  qui sont de forme alternative à amplitude variable, dont la valeur maximale correspond aux points de résonance et la valeur minimale pour la zone intermédiaire.



*Figure (IV.36.A.B) Caractéristiques  $U_L(t)$  et  $U_C(t)$  en régime de fonctionnement du moteur.*

Le mouvement du noyau est capté par une bobine secondaire. La figure (IV.37.A.B) montre respectivement la variation de la vitesse et du courant de fonctionnement.



*Figure (IV.36.A.B) Caractéristiques  $V(t)$  et  $I(t)$  en régime de fonctionnement du moteur.*

La vitesse n'est qu'une f.e.m induite lors du passage du noyau à travers la bobine secondaire lui donnant une forme impulsionnelle reflétant la période du mouvement. Le courant est maximum aux points de résonance, de forme alternative non sinusoïdale et minimum dans la zone intermédiaire.

#### **IV.5. Conclusion.**

Le moteur a été essayé à vide et les caractéristiques de fonctionnement de celui-ci montrent que lors de son fonctionnement en régime continu son diagramme de charge est impulsionnel, ce qui correspond à la puissance développée et à la force d'action de l'induit qui est positive dans un sens et négative dans l'autre.

L'étude expérimentale en régime statique a permis de mettre en évidence la variation des paramètres lors des essais en pas à pas en fonction du déplacement du noyau.

L'étude dynamique a permis d'obtenir la variation de ces mêmes paramètres par rapport au temps.

Les deux premiers prototypes étudiés ont présenté des inconvénients vis-à-vis de la température (échauffement excessif du noyau) limitant ainsi la durée de fonctionnement du moteur. La coupure de l'alimentation entraîne l'éjection du noyau présentant un risque. Le démarrage du moteur est manuel.

Pour surmonter ces obstacles la conception du troisième prototype a été indispensable, ce qui a abouti à de bons résultats.

## **CONCLUSION GENERALE ET PERSPECTIVES**

Les problématiques abordées dans ce mémoire nous ont permis d'étudier le mode de fonctionnement du moteur linéaire oscillatoire ainsi que la réalisation d'un prototype physique.

Le premier chapitre rappelle les concepts fondamentaux de la chaîne de conversion de l'énergie électromécanique et dresse un état de l'art sur les différentes conceptions des moteurs linéaires et oscillatoires. Au regard du chapitre, il est apparu que la production des f.e.m importantes de courte durée et des courants forts dans un système oscillant à résonance électromécanique est accompagnée de certains effets indésirables tels que la saturation et la non linéarité qui rendent la modélisation du phénomène de ferro-résonance très délicate et incomplète dans les différentes approches établies dans la littérature jusqu'à l'heure actuelle. Face à ces besoins, nous avons réalisé une première étude consistant à établir un bilan des performances et des limites du moteur linéaire tubulaire oscillatoire (M.L.T.O). Une modélisation originale nous a permis de simuler son comportement en régime permanent et transitoire et de confronter les résultats à des validations expérimentales sur un prototype que nous avons conçu au laboratoire L.E.B de l'université. Cette confrontation nous a permis de mettre l'accent sur l'importance de la saturation magnétique de la bobine à noyaux de fer utilisée dans les moteurs M.L.T.O. En effet la simulation du phénomène de ferro-résonance nécessite la prise en compte de cette saturation par une inductance magnétisante variable. La précision de cette variation implique une méthode d'identification rigoureuse et une théorie complète des moteurs linéaires oscillatoires.

La seconde étude menée dans ce mémoire concerne la réalisation d'un simulateur de moteur M.L.T.O. Ce simulateur constitue en fait la première partie d'un banc expérimental destiné à étudier les phénomènes de ferro-résonance. Dans un premier temps le modèle étant simple il est basé sur les équations décrites au chapitre II d'un circuit R.L.C. Dans un deuxième temps et face aux problèmes rencontrés, nous avons adjoint deux circuits auxiliaires l'un au démarrage et l'autre au freinage qui ont permis d'améliorer les performances de ce type de moteur donnant ainsi une amélioration de la force de propulsion. Le circuit auxiliaire de démarrage a été conçu pour permettre au moteur de démarrer automatiquement. Le circuit de freinage a été conçu dans le but d'éviter l'éjection du moteur. Ce circuit est basé sur la

création d'une ferro-résonance au point milieu par la variation de la valeur de la capacité d'alimentation.

Face à ces observations et aux regards des résultats obtenus, des perspectives intéressantes pouvant contribuer à l'amélioration du fonctionnement du dispositif M.L.T.O sont envisageables :

- L'étude d'autres configurations et l'optimisation du circuit magnétique peuvent contribuer à l'amélioration du moteur M.L.T.O.
- La stabilité et le contrôle de ce type de moteur peuvent faciliter son intégration dans plusieurs applications industrielles.
- L'intégration éventuelle d'un système de stockage et d'optimisation technique et économique de la chaîne de conversion électromécanique.
- L'étude des perturbations inhérentes au couplage magnétique et réaction du M.L.T.O vis à vis des déséquilibres et des creux de tensions et des fluctuations.

# Annexes

### Détermination des paramètres de la Bobine.

#### Calcul de R (bobine à noyau de fer).

**Tableau 6 :**

U (V)	20	30	50	70	80
I (A)	0.5	0.8	1.3	1.8	2
R=U/I(Ω)	40	37.5	38.46	38.88	40

$$R_{\text{moy}} = \sum_1^5 R / 5 = 39 \Omega.$$

#### Calcul de L (bobine sans noyau) :

**Tableau 7 :**

(V)	60	80	100	110	120
I (A)	1.1	1.45	1.8	2	2.2
Z =U/I (Ω)	54.54	57.17	55.55	55	54.54
$L_0 = \frac{\sqrt{Z^2 - R^2}}{\omega}$ (H)	0.122	0.124	0.125	0.123	0.122

Tel que :  $\omega = 2 \pi f = 314 \text{ Hz}$ ,  $Z_{\text{moy}} = 54.96 \Omega$ .  $L_{\text{moy}} = 0.12 \text{ H}$ .

#### Calcul de L (bobine avec noyau) :

**Tableau 8 :**

U <sup>2</sup> (V)	80	100	120
I <sup>2</sup> (A)	0.2	0.3	0.35
Z (Ω)	400	333.33	342.85
L (H)	1.13	1.05	1.08

$$Z_{\text{moy}} = 358.72 \Omega.$$

$$L_{\text{moy}} = 1.13 \text{ H}$$

Tableau de relèves 2 : pour C=25uF (Tableau 10)

X Cm	U	I	UL	Uc	P	Q	Cos	F	Idem	Fdem
-13	115	0,49	153	-43,5	8	-57,5	0,16	0,5	0	0
-12	111	2,6	330	-382,5	290	-120	0,97	1,9	0	0
-11	110	2,46	321	-366	288	-90	0,965	4	0	0
-10	111,8	2,32	312	-345	280	-85	0,98	5,3	0	0
-9	111,5	2,28	303	-339	275	-90	0,98	6	0	0
-8	112	2,25	294	-327	267	-100	0,97	6,1	0	0
-7	112	2,12	279	-315	255	-100	0,97	5,8	0	0
-6	113	2,09	261	-306	245	-105	0,96	5,3	0	0
-5	113	2,02	258	-295,5	238	-110	0,94	5,2	0	0
-4	113	1,9	246	-288	228	-115	0,93	5,1	0	0
-3	115	1,94	237	-276	220	-116	0,92	4,9	0	0
-2	114	1,88	226,5	-270	210	-116	0,9	5,6	0	0
-1	114	1,82	214,5	-261	200	-124	0,87	6,4	0	0
0	114,5	1,89	201	-252	198	-130	0,83	5,6	2,15	2,5
1	114	1,82	214,5	-261	200	-130	0,87	-6,4	0	0
2	114	1,88	226,5	-270	210	-130	0,9	-5,6	0	0
3	115	1,94	237	-276	220	-130	0,92	-4,9	0	0
4	113	1,9	246	-288	228	-130	0,93	-5,1	0	0
5	113	2,02	258	-295,5	238	-130	0,94	-5,2	0	0
6	113	2,09	261	-306	245	-130	0,96	-5,3	0	0
7	112	2,12	279	-315	255	-130	0,97	-5,8	0	0
8	112	2,15	294	-327	267	-130	0,97	-6,1	0	0
9	111,5	2,28	303	-339	275	-130	0,98	-6	0	0
10	111,8	2,32	312	-345	280	-130	0,98	-5,3	0	0
11	110	2,46	321	-366	288	-130	0,975	-4	0	0
12	111	2,6	330	-382,5	290	-130	0,97	-1,9	0	0
13	115	0,49	153	-43	8	-130	0,16	-0,5	0	0

Tableau de relevés du MLO sans CM : C=36uF

X(cm)	U(v)	I(A)	Uc(v)	UI(v)	P(w)	Q(var)	angle°
-25,5	50	0,35	-72	24	8	-35	-84,8
-24,5	50	0,4	-73	25	8,5	-35	-84,8
-23,5	50	0,4	-74	26	8,5	-36	-84,8
-22,5	50	0,45	-76	28,5	9	-37	-84,5
-21,5	50	0,475	-79	31,5	9,5	-38	-84,3
-20,5	50	0,55	-84	37	10	-40,5	-82
-19,5	50	0,75	-92	45	12	-44	-79,6
-18,5	50	0,95	-105	58	15,5	-50	-76,1
-17,5	50	1,175	-128	83	21,5	-59	-71,9
-16,5	49	1,525	-162	120	35	-70	-65,2
-15,5	47	2,05	-219	180	60	-80	-53,1
-14,5	46	2,425	-261	231	85	-80	-41,4
-13,5	45	2,7	-289,5	270	105	-65	-28,4
-12,5	44	2,8	-297	282	110	-42,5	-19,9
-11,5	44	2,85	-303	297	120	0	-14,1
-10,5	50	0,35	-68	116	4	-23	70,1
-9,5	50	0,2	-49,5	97,5	3,5	-19	72,5
-8,5	50,5	0,1	-39,5	87	2,5	-15,5	74,3
-7,5	51	0,1	-31,5	80	2	-13	75,5
-6,5	51	0,075	-27	76	1,5	-11	76,1
-5,5	51	0,05	-22	72,5	1,5	-10	77,9
-4,5	51	0,05	-20	70,5	1,25	-9	78,5
-3,5	51	0,05	-17,5	68,5	1	-8,25	79
-2,5	51	0,05	-15,5	67	1	-7,5	79,6
-1,5	51	0,025	-15	66	1	-7,4	80,2
-0,5	51	0,015	-15	66	1	-7,3	80,8
0	52	0,01	-14	65	1	-7,35	81,1
0,5	51	0,025	-13,5	65	1	-7,3	80,8
1,5	51	0,025	-15	65,5	1	-7,4	80,8
2,5	51	0,025	-15	66	1	-7,5	80,2
3,5	51	0,035	-16	67,5	1	-8,25	80,2
4,5	51	0,045	-19	69	1,25	-9	79
5,5	51	0,025	-21	71,5	1,5	-10	78,8
6,5	51	0,025	-25	75	1,5	-11	77,9
7,5	51	0,1	-30	79	2	-13	76,1
8,5	50,5	0,1	-36	85	2,5	-15,5	75,5
9,5	50,5	0,15	-45	93,5	3,5	-19	74,9
10,5	50	0,25	-58,5	107	4	-23	72,5
11,5	50	0,55	-84	132	120	0	68,9
12,5	49	1,025	-109,5	153	110	-42,5	66,4
13,5	45	2,75	-292,5	273	105	-65	-24,5
14,5	46	2,55	-270	243	85	-80	-34,9
15,5	47	2,25	-237	204	60	-80	-45,6
16,5	49	1,75	-186	150	35	-70	-62,6
17,5	50	1,3	-145,5	99	21,5	-59	-69,5
18,5	50	1,05	-120	67,5	15,5	-50	-74,9
19,5	51	0,9	-102	48	12	-44	-78,5
20,5	51	0,7	-93	39	10	-40,5	-81,4
21,5	51	0,55	-87	33	9,5	-38	-84,3
22,5	51	0,5	-81	32,5	9	-37	-85,1
23,5	51	0,35	-78	30	8,5	-36	-86,3
24,5	51	0,35	-77	29	8,5	-35	-86,3

Tableau 2 de relevés du MLO Avec CMF : C=36uF

X (cm)	U(v)	I(A)	Uc(v)	UI(v)	P (w)	Q (var)	Angle (°)
-25,5	50	0,65	-29	29	8	-34	-87
-24,5	50	0,655	-29	29	8	-34	-87
-23,5	50	0,673	-30	30	8,5	-34,5	-86,5
-22,5	50	0,693	-31,5	31,5	8,5	-35,5	-86
-21,5	50	0,73	-35	35	9	-37	-85
-20,5	50	0,795	-41,5	41,5	10	-40	-82
-19,5	50	0,9	-51	51	12,5	-44,5	-80
-18,5	50	1,05	-67	67	16,5	-51	-76
-17,5	49,5	1,343	-102	102	26,5	-63	-70
-16,5	48,5	1,838	-151,5	151,5	46	-80	-63
-15,5	46,8	2,355	-211,5	211,5	72	-80	-49,5
-14,5	45,5	2,65	-274,5	244,5	90	-70	-34
-13,5	44,5	2,85	-300	283,5	110	-52	-23
-12,5	44,9	2,925	-306	291	115	-40	-17
-11,5	44,6	3,02	-310,5	303	120	-23	-5
-10,5	50	0,425	-44,5	94,5	3,5	-20	74,5
-9,5	50,2	0,313	-32	83	2,2	-15	76
-8,5	50,5	0,25	-25,5	76,5	1,6	-12	76,5
-7,5	50,5	0,188	-20,5	72	1,2	-9,9	77
-6,5	50,5	0,175	-16,5	69	1	-8,4	78
-5,5	50,5	0,125	-14	66,5	0,8	-7	79
-4,5	50,5	0,125	-12	65	0,6	-6,3	80
-3,5	50,5	0,113	-10,5	63	0,6	-5,65	80
-2,5	50,5	0,1	-10	62	0,55	-5,3	80
-1,5	50,5	0,088	-10	62,5	0,55	-5,25	81,5
-0,5	51	0,088	-9	62	0,5	-5	82
0	51	0,075	-8,5	61,5	0,45	-4,8	82
0,5	51	0,075	-8,5	61	0,45	-4,65	83
1,5	51	0,075	-8	61	0,45	-4,6	82
2,5	51	0,075	-8,5	61	0,5	-4,8	82
3,5	51	0,075	-9,5	62	0,55	-5,2	81
4,5	51	0,1	-10,5	63,5	0,65	-5,2	81
5,5	50,9	0,125	-12	65	0,8	-6,5	80
6,5	50,9	0,138	-14,5	66,5	0,95	-7,55	79,5
7,5	50,9	0,175	-18	69,5	1,2	-9	79
8,5	50,8	0,2	-22	73,5	1,5	-10,9	78,5
9,5	50,7	0,288	-28	79	2	-13,5	77
10,5	50,5	0,363	-37	87	3,5	-17,5	76
11,5	50,3	0,513	-53,5	103,5	110	-25	75
12,5	50	0,62	-64,5	104,5	106	-21,5	74
13,5	50	0,745	-81,5	130	95	-38	72
14,5	46	2,65	-277,5	253,5	85	-23	-31
15,5	47	2,4	-249	225	70	-80	-45
16,5	48	2,05	-213	178,5	46	-80	-56
17,5	49,5	1,54	-165	124,5	26,2	-70	-65
18,5	50	1,175	-126	81	16,5	-55	-73
19,5	50,2	1	-104	56	12,5	-47	-77
20,5	50,4	0,875	-93	46,5	11	-43	-80
21,5	50,5	0,85	-86	49	10	-40	-80
22,5	50,5	0,8	-81,5	35	10	-37,5	-85
23,5	50,5	0,775	-79,5	32	9	-36	-86
24,5	50,5	0,75	-78	31	9	-35	-86

## Calcul de l'inductance pour une tension constante noyau au centre.

**Fichier calculbobine.m**

```

Uef=220;
f=50;
w=2*pi*f;
% Um=Uef*sqrt(2)
t=0:0.001:0.2;
% u=Um*sin (w*t);
Rb=10;
ln=0.26;
Kuti=0.9;
u0=4*pi*1e-7;
N=3000;
l=0.22;
d0=0.030;
df=0.029;
s0=pi*(d0*d0)/4
k=0.8;
sf=pi*(df*df)/4
Suti=sf*Kuti
e=0.28*sqrt((Suti*l)/ln)
B=Uef/(4.44*N*f*Suti)
V=e*Suti
B1=B*B
B2=w.*V./2.5*1e6
Q=[B1].*B2
Ir=Q/Uef
Ief=e.*B/(u0*N*sqrt(2))
Rair=e/(Suti*u0)
Rt=N*Ir*sqrt(2)/(B*Suti)
Rfer=Rt-Rair
ur=ln/(u0*Rfer*Suti)
z=Uef/Ief
L1=Uef/(Ir*w)

```

$$z1=z*z$$

$$R1=Rb*Rb$$

$$w1=w*w$$

$$L=\text{sqrt}((z1-R1)/w1)$$

$$uf=(u0.*ur)$$

% résultats de calcul des paramètres d'une bobine a noyau centré.

$$s0 = 7.0686e-004$$

$$sf = 6.6052e-004$$

$$Suti = 5.9447e-004$$

$$e = 0.0063$$

$$B = 0.5557$$

$$V = 3.7331e-006$$

$$B1 = 0.3088$$

$$B2 = 469.1213$$

$$Q = 144.8523$$

$$Ir = 0.6584$$

$$Ief = 0.6545$$

$$Rair = 8.4064e+006$$

$$Rt = 8.4565e+006$$

$$Rfer = 5.0122e+004$$

$$ur = 6.9439e+003$$

$$z = 336.1258$$

$$L = 1.0636$$

$$z1 = 1.1298e+005$$

$$R1 = 100$$

$$w1 = 9.8696e+004$$

$$L1 = 1.0694$$

$$uf = 0.0087$$

## Calcul et visualisation des inductances en fonction de la position du noyau.

```

Uef=115;
f=50;
w=2*pi*f;
Um=Uef*sqrt(2)
t=0:0.001:0.44;
U=Um*sin (w*t);
R=20;
ln=0.22;
Kuti=0.9;
u0=4*pi*1e-7;
N=3000;
l=0.22;
d0=0.030;
df=0.029;
s0=pi*(d0*d0). /4
Km=0.8;
sf=pi*(df*df)./4
Suti=sf*Kuti
e=0.28*sqrt((Suti*l)./ln)
B=u. / (4.44*N*f*Suti)
V=e*Suti
B1=B.*B
B2=w*V./2.5*1e6
Q= [B1].*B2
Ir=Q. /u
I=e.*B/ (u0*N*sqrt (2))
Rair=e. / (Suti*u0)
Rt=N*Ir*sqrt(2)./(B*Suti)
Rfer=Rt-Rair
Ur=ln. / (u0*Rfer*Suti)
z=u. /I
z1=z.*z

```

$$R1=R.*R$$

$$w1=w.*w$$

$$L3=\text{sqrt}((z1-R1)./w1)$$

$$L4=u./(Ir*w)$$

$$uf=(u0.*ur)$$

\*\*\*\*\*

$$\% x=0:0.001:0.44$$

$$C=36e-6$$

$$m=0.65$$

$$km=0.8$$

-l'inductance en fonction de déplacement

$$\text{Linf}=u0.*N.*N.*s0./l$$

$$a=\text{Linf}$$

$$b=a./l$$

$$\text{ur1}=40;$$

$$a =0.0363$$

$$b=0.1652$$

$$\text{sf}=6.6052*e-4$$

$$s0=7.0686*e-4$$

$$c=(b./s0)*(sf*(\text{ur1}-1))$$

$$d=s0*[s0+sf*(\text{ur1}-1)]$$

$$c=4.7939$$

$$d =468.8509$$

-détermination de lf en fonction de x

$$\% lf=a1+a2*x+a3*x^2+a4*x^3+a5*x^4+a6*x^5+a7*x^6$$

% on pose

$$a1=0.0064$$

$$a2=0.5584$$

$$a3=10.9120$$

$$a4=-55.3171$$

$$a5=62.7818$$

$$a6=0.0538$$

$$a7=1.156e-5$$

$$\text{lf}=a1+a2.*x+a3.*x.^2+a4.*x.^3+a5.*x.^4+a6.*x.^5+a7.*x.^6$$

```

Figure (1), plot(x,lf,'-');grid,xlabel('x'),ylabel('lf'),
% lf=0.0064+0.5584.*x+10.9120.*x.^2- 55.3171.*x.^3+62.7818.*x.^4+0.0538.*x.
^5+1.156e-5.*x.^6
-détermination de l0 en fonction de x
% l0=1-lf
% l0=0.22-(0.0064+0.5584.*x+10.9120.*x.^2-
55.3171.*x.^3+62.7818.*x.^4+0.0538.*x.^5+1.156e-5.*x.^6)
l0=0.2136-0.5584.*x-10.9120.*x.^2+55.3171.*x.^3-62.7818.*x.^4-0.0538.*x.^5-1.156e-
5.*x.^6

```

Figure (2), plot(x, l0,'-'); grid, xlabel('x'),ylabel('l0'),

Figure (1), plot(x,lf,'-');grid,xlabel('x'),ylabel('lf'),

Hold on,grid

Plot(x, l0,'-');grid,xlabel('x'),ylabel('l0'),

Hold on

-on pose.

$$c1=b*a1$$

$$c2=b*a2$$

$$c3=b*a3$$

$$c4=b*a4$$

$$c5=b*a5$$

$$c6=b*a6$$

$$c7=b*a7$$

$$c8=a-c1$$

$$g=b+c$$

Détermination de Lf en fonction de x.

$$\% Lf=g.*lf$$

$$\% Lf=g.*(a1+a2.*x+a3.*x.^2+a4.*x.^3+a5.*x.^4+a6.*x.^5+a7.*x.^6)$$

% on pose.

$$g1=g*a1$$

$$g2=g*a2$$

$$g3=g*a3$$

$$g4=g*a4$$

$$g5=g*a5$$

$$g6=g*a6$$

```

g7=g*a7
% Lf=g1+(g2.*x)+(g3.*x.^2)+(g4.*x.^3)+(g5.*x.^4)+(g6.*x.^5)+(g7.*x.^6)
% Lf=4.96.*(0.0064+0.5584.*x+10.9120.*x.^2- 55.3171.*x.^3+62.7818.*x.^4+0.0538.*x.^5+1.156e-5.*x.^6)
Lf=g1+g2.*x+g3.*x.^2+g4.*x.^3+g5.*x.^4+g6.*x.^5+g7.*x.^6
Figure (4), plot(x,Lf,'-');grid,xlabel('x'),ylabel('Lf'),
% Lf=0.0317+2.7697.*x+54.1235.*x.^2-
274.3728.*x.^3+311.3977.*x.^4+0.2668.*x.^5+5.7338e-005.*x.^6
% détermination de L0 en fonction de x.
% L0=a-b.*lf
L0=0.0363-0.1652.*lf
Figure (5), plot(x, L0,'-');grid,xlabel('x'),ylabel('L0'),
% L0=a-(b3.*(a1+a2.*x+a3.*x.^2+a4.*x.^3+a5.*x.^4+a6.*x.^5+a7.*x.^6))
% L0=c8-c2.*x-c3.*x.^2-c4.*x.^3-c5.*x.^4-c6.*x.^5-c7.*x.^6
% L0=0.0352-0.0923.*x-1.8027.*x.^2+ 9.1384.*x.^3-10.3716.*x.^4- 0.0089.*x.^5-
1.9097e-006.*x.^6
% détermination de la mutuelle en fonction de x.
% M=km.*sqrt(L0.*Lf)
M=0.8.*sqrt(c8-c2.*x-c3.*x.^2-c4.*x.^3-c5.*x.^4-c6.*x.^5-
c7.*x.^6).*(g1+g2.*x+g3.*x.^2+g4.*x.^3+g5.*x.^4+g6.*x.^5+g7.*x.^6)
Figure (6), plot(x,M,'-');grid,xlabel('x'),ylabel('M'),
% M=0.8.*sqrt((0.0352-0.0923.*x-1.8027.*x.^2+ 9.1384.*x.^3-10.3716.*x.^4- 0.0089.*x.^5-
1.9097e-006.*x.^6).*(0.0317+2.7697.*x+54.1235.*x.^2-
274.3728.*x.^3+311.3977.*x.^4+0.2668.*x.^5+5.7338e-005.*x.^6))
% détermination de l'inductance totale en fonction de x.
% Lf=g1+g2.*x+g3.*x.^2+g4.*x.^3+g5.*x.^4+g6.*x.^5+g7.*x.^6
% L0=c8-c2.*x-c3.*x.^2-c4.*x.^3-c5.*x.^4-c6.*x.^5-c7.*x.^6
% L=L0+Lf+2*M
% L=a+c.*lf+ (b./s0).^2.*km.*sqrt (d.*(l.*lf-lf.^2))
% L=(c8-c2.*x-c3.*x.^2-c4.*x.^3-c5.*x.^4-c6.*x.^5-
c7.*x.^6)+(g1+g2.*x+g3.*x.^2+g4.*x.^3+g5.*x.^4+g6.*x.^5+g7.*x.^6)+(1.6.*sqrt((c8-
c2.*x-c3.*x.^2-c4.*x.^3-c5.*x.^4-c6.*x.^5-
c7.*x.^6).*(g1+g2.*x+g3.*x.^2+g4.*x.^3+g5.*x.^4+g6.*x.^5+g7.*x.^6)))

```

```
% L=(0.0352-0.0923.*x-1.8027.*x.^2+ 9.1384.*x.^3-10.3716.*x.^4- 0.0089.*x.^5-1.9097e-
006.*x.^6)+(0.0317+2.7697.*x+54.1235.*x.^2-
274.3728.*x.^3+311.3977.*x.^4+0.2668.*x.^5+5.7338e-005.*x.^6)+(1.6.*(sqrt((0.0352-
0.0923.*x-1.8027.*x.^2+ 9.1384.*x.^3-10.3716.*x.^4- 0.0089.*x.^5-1.9097e-
006.*x.^6).*(0.0317+2.7697.*x+54.1235.*x.^2-
274.3728.*x.^3+311.3977.*x.^4+0.2668.*x.^5+5.7338e-005.*x.^6))))
```

```
h1=g1+c8
```

```
h2=g2-c2
```

```
h3=g3-c3
```

```
h4=g4-c4
```

```
h5=g5-c5
```

```
h6=g6-c6
```

```
h7=g7-c7
```

```
% L0f=L0+Lf
```

```
% L0=0.0352-0.0923.*x-1.8027.*x.^2+ 9.1384.*x.^3-10.3716.*x.^4- 0.0089.*x.^5-
1.9097e-006.*x.^6
```

```
% Lf=0.0317+2.7697.*x+54.1235.*x.^2-274.3728.*x.^3+311.3977.*x.^4+0.2668.*x.
^5+5.7338e-005.*x.^6
```

```
% L0f=h1+h2.*x+h3.*x.^2+h4.*x.^3+h5.*x.^4+h6.*x.^5+h7.*x.^6
```

```
L0f=0.0670+2.6769.*x+52.3110.*x.^2-265.1846.*x.^3+300.9697.*x.^4+0.2579.*x.
^5+5.5417e-005.*x.^6
```

```
% M2=2.*M
```

```
% M2=1.6.*sqrt((0.0352-0.0923.*x-1.8027.*x.^2+ 9.1384.*x.^3-10.3716.*x.^4-
0.0089.*x.^5-1.9097e-006.*x.^6).*(0.0317+2.7697.*x+54.1235.*x.^2-
274.3728.*x.^3+311.3977.*x.^4+0.2668.*x.^5+5.7338e-005.*x.^6))
```

```
% L=L0f+M2
```

```
L=(0.0670+2.6769.*x+52.3110.*x.^2-
265.1846.*x.^3+300.9697.*x.^4+0.2579.*x.^5+5.5417e-005.*x.^6)+(1.6.*sqrt((0.0352-
0.0923.*x-1.8027.*x.^2+ 9.1384.*x.^3-10.3716.*x.^4- 0.0089.*x.^5-1.9097e-
006.*x.^6).*(0.0317+2.7697.*x+54.1235.*x.^2-
274.3728.*x.^3+311.3977.*x.^4+0.2668.*x.^5+5.7338e-005.*x.^6))))
```

```
Figure (7), plot(x,L,'-');grid,xlabel('x'),ylabel('L'),
```

```
% % derivee de l0
```

```
b1=2*a3
```

$$b2=3*a4$$

$$b3=4*a5$$

$$b4=5*a6$$

$$b5=6*a7$$

$$\% l00=a2+b1*x+b2*x^2+b3*x^3+b4*x^4+b5*x^5$$

$$y1=2*c3$$

$$y2=3*c4$$

$$y3=4*c5$$

$$y4=5*c6$$

$$y5=6*c7$$

$$\% L00=-c2-y1.*x-y2.*x.^2-y3.*x.^3-y4.*x.^4-y5.*x.^5$$

$$L00=-0.0922-3.6053.*x+27.4152.*x.^2-41.4862.*x.^3-0.0444.*x.^4-1.1458e-005.*x.^5$$

Figure (8), plot (L00,'-'); grid, xlabel ('x'), ylabel ('L00'),

$$o1=2*g3$$

$$o2=3*g4$$

$$o3=4*g5$$

$$o4=5*g6$$

$$o5=6*g7$$

$$\% Lff=g+o1.*x+o2.*x.^2+o3.*x.^3+o4.*x.^4+o5.*x.^5$$

$$\% Lff=g+2.*g3.*x+3.*g4.*x.^2+4.*g5.*x.^3+5.*g6.*x.^4+6.*g7.*x.^5$$

$$Lff=4.9591+108.2274.*x-822.9691.*x.^2+1.2454e+003.*x.^3+1.3340.*x.^4+3.4396e-004.*x.^5$$

Figure (9), plot (Lff,'-');grid,xlabel('x'),ylabel('Lff'),

$\% Mm=diff (M)$

$$Mm=0.4.*(-0.0923-1.8027.*2.*x+9.1384.*3.*x.^2-10.3716.*4.*x.^3-0.0089.*5.*x.^4-$$

$$1.9097e-006.*6.*x.^5).*(0.0317+2.7697.*x+54.1235.*x.^2-$$

$$274.3728.*x.^3+311.3977.*x.^4+0.2668.*x.^5+5.7338e-005.*x.^6)+(0.0352-0.0923.*x-$$

$$1.8027.*x.^2+9.1384.*x.^3-10.3716.*x.^4-0.0089.*x.^5-1.9097e-$$

$$006.*x.^6).*(4.9591+108.2274.*x-$$

$$822.9691.*x.^2+1.2454e+003.*x.^3+1.3340.*x.^4+3.4396e-004.*x.^5)./(sqrt(((0.0352-$$

$$0.0923.*x-1.8027.*x.^2+9.1384.*x.^3-10.3716.*x.^4-0.0089.*x.^5-1.9097e-$$

$$006.*x.^6).*(0.0317+2.7697.*x+54.1235.*x.^2-$$

$$274.3728.*x.^3+311.3977.*x.^4+0.2668.*x.^5+5.7338e-005.*x.^6)))$$

Figure (10), plot (Mm,'-');grid,xlabel('x'),ylabel('Mm'),

```
% L0f=L0+Lf
```

```
% L0f=0.0670+2.6769.*x+52.3110.*x.^2-265.1846.*x.^3+300.9697.*x.^4+0.2579.*x.^5+5.5417e-005.*x.^6
```

```
% L0fp=diff(L0f)
```

```
L0fp=2.6769+104.6220.*x.^2-795.5538.*x.^3+1.2039e+003.*x.^4+1.2895.*x.^5+3.3250e-004.*x.^6
```

```
% M22=2*Mm
```

```
M22=0.8.*2.*(-0.0923-1.8027.*2.*x+ 9.1384.*3.*x.^2-10.3716.*4.*x.^3- 0.0089.*5.*x.^4-1.9097e-006.*6.*x.^5).*(0.0317+2.7697.*x+54.1235.*x.^2-274.3728.*x.^3+311.3977.*x.^4+0.2668.*x.^5+5.7338e-005.*x.^6)+(0.0352-0.0923.*x-1.8027.*x.^2+ 9.1384.*x.^3-10.3716.*x.^4- 0.0089.*x.^5-1.9097e-006.*x.^6).*(4.9591+108.2274.*x-822.9691.*x.^2+1.2454e+003.*x.^3+1.3340.*x.^4+3.4396e-004.*x.^5)./(sqrt((0.0352-0.0923.*x-1.8027.*x.^2+ 9.1384.*x.^3-10.3716.*x.^4- 0.0089.*x.^5-1.9097e-006.*x.^6).*(0.0317+2.7697.*x+54.1235.*x.^2-274.3728.*x.^3+311.3977.*x.^4+0.2668.*x.^5+5.7338e-005.*x.^6)))
```

```
% L11=diff(L)
```

```
% L11=L0fp+M22
```

```
L11=(2.6769+104.6220.*x.^2-795.5538.*x.^3+1.2039e+003.*x.^4+1.2895.*x.^5+3.3250e-004.*x.^6)+0.8.*(-0.0923-1.8027.*2.*x+ 9.1384.*3.*x.^2-10.3716.*4.*x.^3-0.0089.*5.*x.^4-1.9097e-006.*6.*x.^5).*(0.0317+2.7697.*x+54.1235.*x.^2-274.3728.*x.^3+311.3977.*x.^4+0.2668.*x.^5+5.7338e-005.*x.^6)+(0.0352-0.0923.*x-1.8027.*x.^2+ 9.1384.*x.^3-10.3716.*x.^4- 0.0089.*x.^5-1.9097e-006.*x.^6).*(4.9591+108.2274.*x-822.9691.*x.^2+1.2454e+003.*x.^3+1.3340.*x.^4+3.4396e-004.*x.^5)./(sqrt((0.0352-0.0923.*x-1.8027.*x.^2+ 9.1384.*x.^3-10.3716.*x.^4- 0.0089.*x.^5-1.9097e-006.*x.^6).*(0.0317+2.7697.*x+54.1235.*x.^2-274.3728.*x.^3+311.3977.*x.^4+0.2668.*x.^5+5.7338e-005.*x.^6)))
```

```
Figure (11), plot(L11,'-');grid,xlabel('x'),ylabel('L11'),
```

```
%*****
```

```
%les impédances totales du circuit
```

$$U_s = U_m \exp(i \cdot \omega \cdot t)$$

$$X_c = -i / (C \cdot \omega)$$

$$Xl=i.*L.*w$$

$$Z=R+i.*(L.*w-1./ (C.*w))$$

$$Z1=abs(Z)$$

Figure (12), plot(x,Z1),grid,xlabel('x'),ylabel('Z1'),

$$\text{phi}=\text{atan}((1.*w-1./ (C.*w))./R)$$

$$Zz=Z1.*\exp(i.*\text{phi})$$

Figure (13), plot(x,Zz),grid,xlabel('x'),ylabel('Zz'),

$$I=(Um./Z1).*\exp(i.*(w.*t-\text{phi}))$$

$$dI=(Um./Z1).*w.*\exp(i.*(w.*t-\text{phi}))$$

figure(14),plot(t,I),grid,xlabel('t'),ylabel('I'),

% la tension du condensateur

$$Uc=abs (Xc).*I.*\exp (i.*(-1.57))$$

figure(15),plot(t,Uc),grid,xlabel('t'),ylabel('Uc'),

$$Ul=abs (Xl).*I.*\exp (i.*1.57)$$

figure(16),plot(t,Ul),grid,xlabel('t'),ylabel('Ul'),

$$dL=L11$$

% le flux magnétique

$$\text{Flux}=L.*I$$

figure(17),plot(t,flux),grid,xlabel('t'),ylabel('flux'),

Figure (18), plot(x,L),grid,xlabel('x'),ylabel('L'),

Figure (19), plot(x,v),grid,xlabel('x'),ylabel('v'),

Figure (20), plot(x, phi), grid, xlabel ('x'), ylabel ('phi'),

figure(21);plot(t,x),grid,xlabel('t'),ylabel('x'),

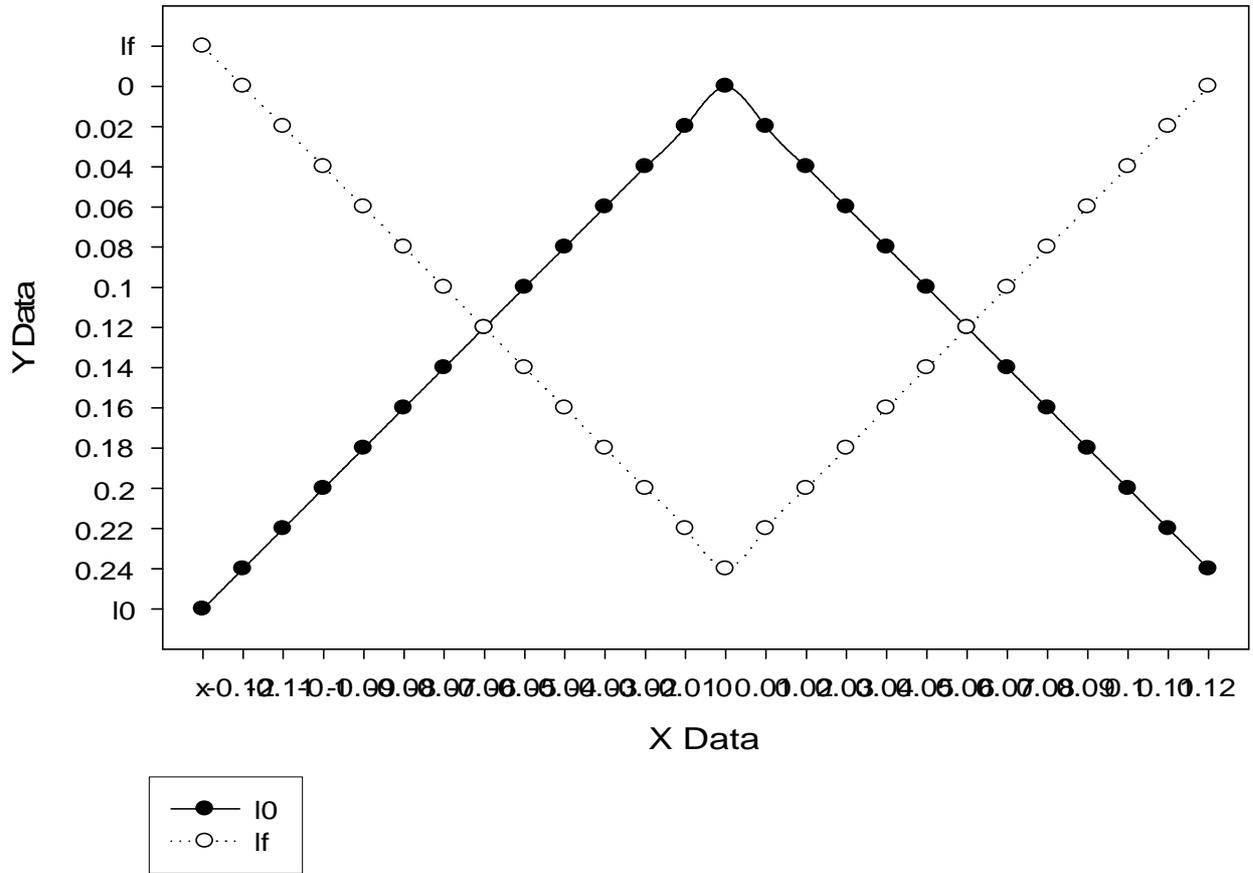
%La resistance du noyau

$$RN=0.01.*L.*w$$

Figure (22); plot(x,RN),grid,xlabel('x'),ylabel('RN'),

x	10	If
-0.12	0.24	0,0000
-0.11	0.22	0.02
-0.1	0.2	0.04
-0.09	0.18	0.06
-0.08	0.16	0.08
-0.07	0.14	0.1
-0.06	0.12	0.12
-0.05	0.1	0.14
-0.04	0.08	0.16
-0.03	0.06	0.18
-0.02	0.04	0.2
-0.01	0.02	0.22
0,0000	0,0000	0.24
0.01	0.02	0.22
0.02	0.04	0.2
0.03	0.06	0.18
0.04	0.08	0.16
0.05	0.1	0.14
0.06	0.12	0.12
0.07	0.14	0.1
0.08	0.16	0.08
0.09	0.18	0.06
0.1	0.2	0.04
0.11	0.22	0.02
0.12	0.24	0,0000

2D Graph 4

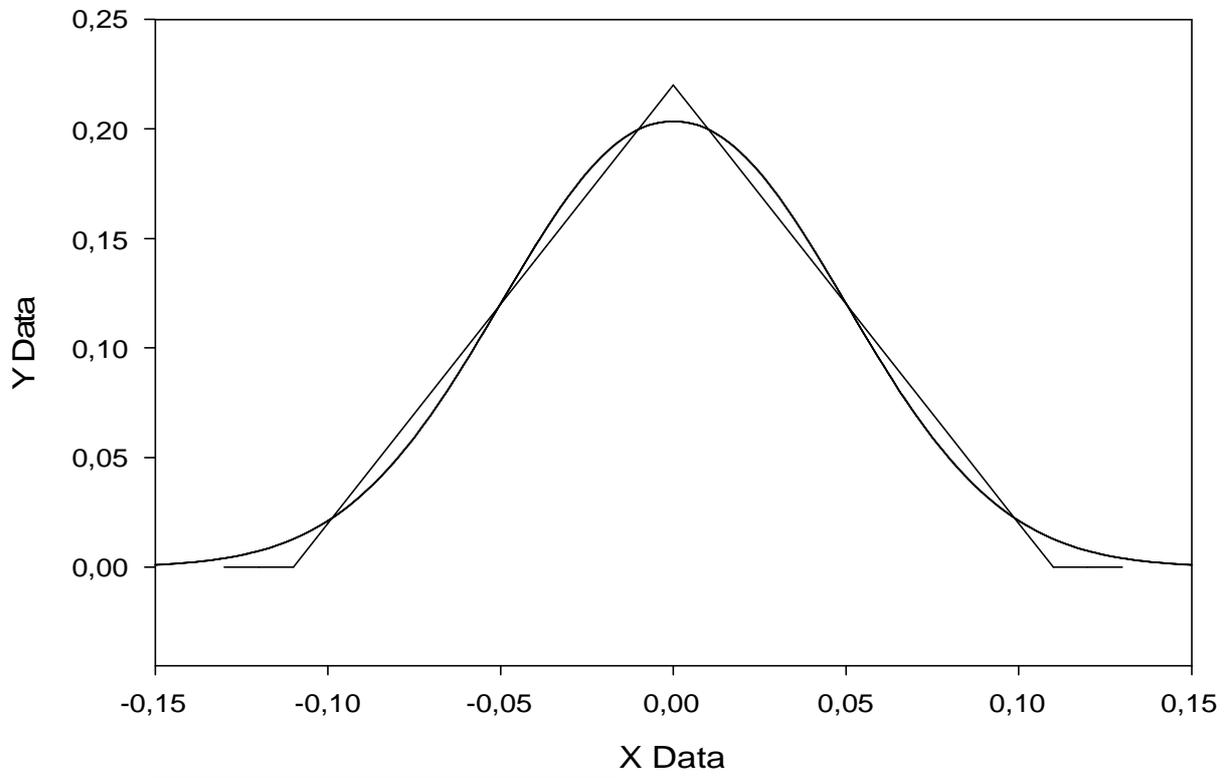


### 2D Graph 3

$$f=a*\exp(-0.5*abs((x-x0)/b)^c)$$

$$f=a*\exp(-0.5*abs((x-x0)/b)^c)$$

$$f=a*\exp(-0.5*abs((x-x0)/b)^c)$$



- x vs lf
- x column 3 vs y column 3
- x column 4 vs y column 4
- x column 5 vs y column 5

**Nonlinear Regression**  
**Data Source: Data 1 in Notebook1**  
**Equation: Modified Gaussian, 4 Parameter**

**R**      **Rsqr**    **Adj Rsqr**      **Standard Error of Estimate**  
0.9976   0.9951   0.9938            0.0092

	<b>Coefficient</b>	<b>Std. Error</b>	<b>t</b>	<b>P</b>	<b>VIF</b>
a	0.2034	0.0052	38.9127	<0.0001	2.0279
b	0.0488	0.0024	20.6151	<0.0001	4.2235<
c	2.1066	0.1765	11.9365	<0.0001	3.2628
x0	2.1748E-010	0.0014	1.5299E-007	1.0000	1.0000

**Analysis of Variance:**

	<b>DF</b>	<b>SS</b>	<b>MS</b>
Regression	4	0.2591	0.0648
Residual	15	0.0013	8.4391E-005
Total	19	0.2604	0.0137

**Statistical Tests:**

**PRESS**            0.0022

**Durbin-Watson Statistic**            1.3251    Failed

**Normality Test**                            Passed (P = 0.2327)

K-S Statistic = 0.2302      Significance Level = 0.2327

**Constant Variance Test**            Passed (P = 0.9914)

**Power of performed test with alpha = 0.0500: 1.0000**

**Regression Diagnostics:**

<b>Row</b>	<b>Predicted</b>	<b>Residual</b>	<b>Std. Res.</b>	<b>Stud. Res.</b>	<b>Stud. Del. Res.</b>
1	0.0040	-0.0040	-0.4323	-0.4400	-0.4278
2	0.0073	-0.0073	-0.7963	-0.8247	-0.8155
3	0.0128	-0.0128	-1.3898	-1.4762	-1.5426
4	0.0211	-0.0011	-0.1226	-0.1340	-0.1295
5	0.0494	0.0106	1.1541	1.3266	1.3642
6	0.0940	0.0060	0.6540	0.8182	0.8087
7	0.1465	-0.0065	-0.7022	-0.9092	-0.9037
8	0.1885	-0.0085	-0.9240	-1.0387	-1.0417
9	0.1999	0.0001	0.0150	0.0172	0.0166
10	0.2034	0.0166	1.8031	2.1929<	2.5702<
11	0.1999	0.0001	0.0150	0.0172	0.0166
12	0.1885	-0.0085	-0.9240	-1.0387	-1.0417
13	0.1465	-0.0065	-0.7022	-0.9092	-0.9037
14	0.0940	0.0060	0.6540	0.8182	0.8087
15	0.0494	0.0106	1.1541	1.3266	1.3642
16	0.0211	-0.0011	-0.1226	-0.1340	-0.1295
17	0.0128	-0.0128	-1.3898	-1.4762	-1.5426
18	0.0073	-0.0073	-0.7963	-0.8247	-0.8155
19	0.0040	-0.0040	-0.4323	-0.4400	-0.4278

**Influence Diagnostics:**

Row	Cook's Dist	Leverage	DFFITS
1	0.0017	0.0344	-0.0808
2	0.0124	0.0677	-0.2198
3	0.0699	0.1136	-0.5524
4	0.0009	0.1634	-0.0572
5	0.1414	0.2432	0.7734
6	0.0946	0.3611	0.6080
7	0.1398	0.4035	-0.7433
8	0.0711	0.2087	-0.5349
9	2.3624E-005	0.2423	0.0094
10	0.5758	0.3239	1.7788
11	2.3624E-005	0.2423	0.0094
12	0.0711	0.2087	-0.5349
13	0.1398	0.4035	-0.7433
14	0.0946	0.3611	0.6080
15	0.1414	0.2432	0.7734
16	0.0009	0.1634	-0.0572
17	0.0699	0.1136	-0.5524
18	0.0124	0.0677	-0.2198
19	0.0017	0.0344	-0.0808

**95% Confidence:**

Row	Predicted	Regr. 5%	Regr. 95%	Pop. 5%	Pop. 95%
1	0.0040	0.0003	0.0076	-0.0159	0.0239
2	0.0073	0.0022	0.0124	-0.0129	0.0275
3	0.0128	0.0062	0.0194	-0.0079	0.0334
4	0.0211	0.0132	0.0290	6.2999E-006	0.0422
5	0.0494	0.0397	0.0591	0.0276	0.0712
6	0.0940	0.0822	0.1058	0.0711	0.1168
7	0.1465	0.1340	0.1589	0.1233	0.1696
8	0.1885	0.1795	0.1974	0.1670	0.2100
9	0.1999	0.1902	0.2095	0.1780	0.2217
10	0.2034	0.1923	0.2146	0.1809	0.2260
11	0.1999	0.1902	0.2095	0.1780	0.2217
12	0.1885	0.1795	0.1974	0.1670	0.2100
13	0.1465	0.1340	0.1589	0.1233	0.1696
14	0.0940	0.0822	0.1058	0.0711	0.1168
15	0.0494	0.0397	0.0591	0.0276	0.0712
16	0.0211	0.0132	0.0290	6.3004E-006	0.0422
17	0.0128	0.0062	0.0194	-0.0079	0.0334
18	0.0073	0.0022	0.0124	-0.0129	0.0275
19	0.0040	0.0003	0.0076	-0.0159	0.0239

**Fit Equation Description:**

[Variables]

x = col(1)

y = col(2)

reciprocal\_y = 1/abs(y)

reciprocal\_ysquare = 1/y^2

'Automatic Initial Parameter Estimate Functions

peaksign(q)=if(total(q)&gt;q[1]; 1; -1)

xatymin(q;r)=xatymax(q;max(r)-r)

[Parameters]

a = if(peaksign(y)&gt;0; max(y); min(y)) "Auto {{previous: 0.203436}}

b = fwhm(x;abs(y))/2.2 "Auto {{previous: 0.048816}}

c = 1.5 "Auto {{previous: 2.10658}}

x0 = if(peaksign(y)&gt;0; xatymax(x;y); xatymin(x;y)) "Auto {{previous: 2.17482e-010}}

[Equation]

f=a\*exp(-0.5\*abs((x-x0)/b)^c)

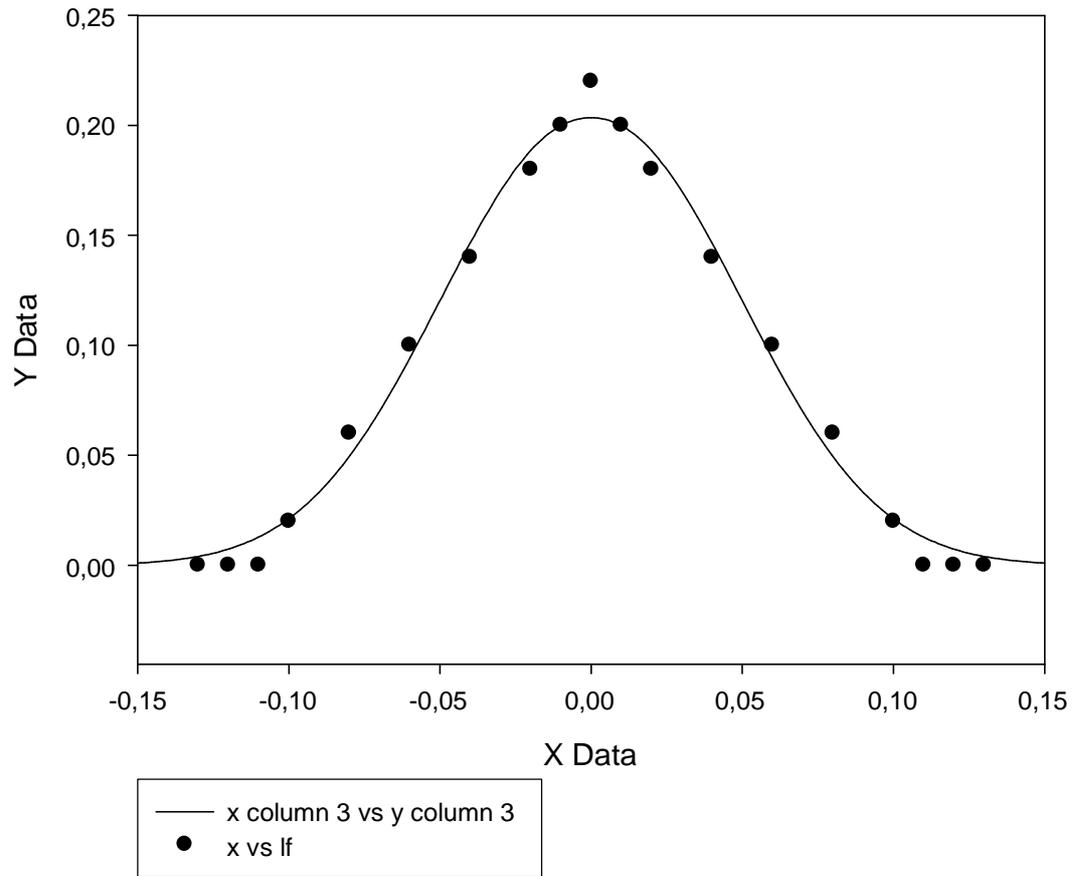
fit f to y

"fit f to y with weight reciprocal\_y

```
"fit f to y with weight reciprocal_ysquare  
[Constraints]  
b>0  
c>1  
[Options]  
tolerance=1e-10  
stepsize=1  
iterations=200
```

Number of Iterations Performed = 11

2D Graph 4  
 $f=a*\exp(-0.5*abs((x-x_0)/b)^c)$



**Nonlinear Regression****Data Source: Data 1 in Notebook1****Equation: Section 1; Equation1 in Notebook1**

$$f=a*\exp(-0,5*abs((x-x_0)/b)^c)$$

R	Rsqr	Adj Rsqr	Standard Error of Estimate
---	------	----------	----------------------------

1,0000	1,0000	1,0000	0,0000
--------	--------	--------	--------

**Coefficient**

a	0,2034
b	0,0488
c	2,1066
x0	2,1748E-010

**Analysis of Variance:**

Uncorrected for the mean of the observations:

	DF	SS	MS
Regression	4	1,5269	0,3817
Residual	253	0,0000	0,0000
Total	257	1,5269	0,0059

Corrected for the mean of the observations:

	DF	SS	MS	F	P
Regression	3	1,1036	0,3679	(+inf)	(NAN)
Residual	253	0,0000	0,0000		
Total	256	1,1036	0,0043		

**Statistical Tests:**

**PRESS** 0,0000

**Durbin-Watson Statistic** (+inf) Failed

**Normality Test** Passed (P = <0,0001)

K-S Statistic = <0,0001 Significance Level = <0,0001

**Constant Variance Test** Passed (P = <0,0001)

**Power of performed test with alpha = <0,0001: 0,0000**

The power of the performed test (0,0000) is below the desired power of 0,8000. You should interpret the negative findings cautiously.

**Fit Equation Description:**

[Variables]

x = col(33)

y = col(34)

reciprocal\_y = 1/abs(y)

reciprocal\_ysquare = 1/y^2

'Automatic Initial Parameter Estimate Functions

peaksign(q)=if(total(q)&gt;q[1]; 1; -1)

xatymin(q;r)=xatymax(q;max(r)-r)

[Parameters]

a = if(peaksign(y)&gt;0; max(y); min(y)) "Auto {{previous: 0,203436}}

b = fwhm(x;abs(y))/2,2 "Auto {{previous: 0,048816}}

```

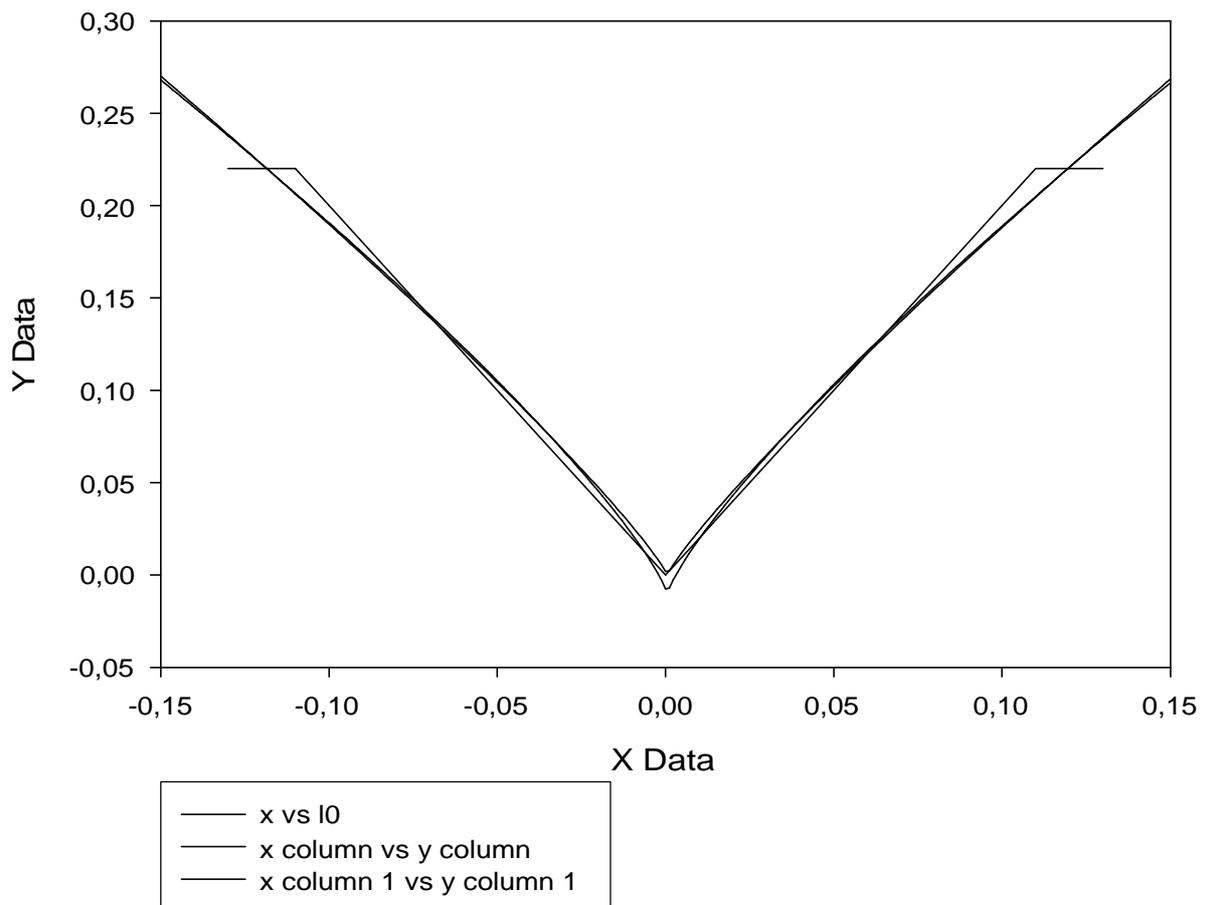
c = 1,5 "Auto {{previous: 2,10658}}
x0 = if(peaksign(y)>0; xatymax(x,y); xatymmin(x,y)) "Auto {{previous: 2,17482e-010}}
[Equation]
f=a*exp(-0,5*abs((x-x0)/b)^c)
fit f to y
"fit f to y with weight reciprocal_y
"fit f to y with weight reciprocal_ysquare
[Constraints]
b>0
c>1
[Options]
tolerance=1e-10
stepsize=1
iterations=200

```

Number of Iterations Performed = 11

The regression produces a perfect fit

2D Graph 5  
 $f=y_0+a*\text{abs}(x-x_0)^b$



# Liste des Symboles

**Liste des symboles**

M.L.D.I	Moteur linéaire double induction.
M.L.I	Moteur linéaire simple induction.
M.L.O	Moteur linéaire oscillant.
M.L.T.O	Moteur linéaire tubulaire oscillatoire.
m	Masse de la partie mobile
$K_f$	Coefficient de frottement
$k_r$	Coefficient de raideur
$P_p$	Poids de la partie mobile
$F_{mag}$	Force magnétique agissante sur la partie mobile.
i	Courant instantané circulant dans l'inducteur
L(x)	L'inductance en fonction du déplacement.
$\omega$	Pulsation propre de la source.
$\omega_r$	Pulsation critique de la résonance.
$\omega_m$	Pulsation propre mécanique de l'oscillation du noyau.
f	Fréquence de la source.
$f_r$	Fréquence critique de la résonance.
$k_f$	Facteur d'amortissement
$f_g$	Force de gravitation.
m	Masse de l'induit.
$k_f$	Coefficient de frottement.
$k_r$	Constante d'élasticité.
g	Pesanteur.
$f_m$	Force magnétique s'exerçant sur le noyau.
$\psi$	Flux magnétique totale.
i	Courant instantané
$i_R$	Courant instantané de la résistance.
$i_L$	Courant instantané de l'inductance.
$i_C$	Courant instantané du condensateur.
$I_{eff}$	Courant efficace.
$I_m$	Courant efficace max.

$I_2$	Courant d'induit.
$u$	La tension d'alimentation instantanée
$U_R$	Tension instantanée de la résistance.
$U_L$	Tension instantanée de l'inductance.
$U_C$	Tension instantanée du condensateur.
$U_{\text{eff}}$	Tension efficace.
$U_m$	Tension maximale.
$l$	La longueur du solénoïde
$l_f$	La longueur du fer à l'intérieur de la bobine.
$l_0$	La longueur de l'air à l'intérieur de la bobine.
$L$	Inductance de la bobine.
$L_0$	Inductance équivalente de la bobine sans noyau.
$L_f$	Inductance équivalente de la bobine avec noyau de fer.
$L_s$	Inductance de dissipation
$R$	Résistance interne de la bobine.
$R_N$	Résistance de l'induit (du noyau).
$C$	Capacité du condensateur.
$\varphi$	Angle de déphasage entre la tension et le courant.
$Z$	Impédance totale du circuit :
$X_L$	Réactance inductive.
$X_C$	Réactance capacitive.
$X$	Réactance totale du circuit.
$E_2$	F.e.m de l'induit.
$\Phi$	Flux magnétique.
$\bar{p}$	Poids du noyau.
$\bar{T}_1$ et $\bar{T}_2$	Forces d'attraction appliquée sur le noyau.
$\bar{R}$	Réaction du plan.
$x$	Déplacement du noyau.
$v = \dot{x} = \frac{dx}{dt}$	Vitesse linéaire du noyau.
$x_r$	Position du noyau correspondant à la Ferro résonance.
$\gamma = \ddot{x} = \frac{d^2x}{dt^2}$	Accélération linéaire du noyau.

$W$	<i>L'énergie du champ magnétique.</i>
$P_W$	La puissance dépensée pour la variation de l'énergie du champ magnétique.
$P_{el}$	Puissance électrique.
$P_{méc}$	Puissance mécanique.
$Q_b$	Facteur de surtension.
$S$	Facteur de surtension théorique.
$K$	Raideur du ressort.
$I_0$	Amplitude de courant
$B_x$	Induction magnétique en fonction de $x$
$A$	Vecteur surface
$U_{ind}$	Fem induite par la variation de flux
$\Phi_f$	Flux des fuites magnétiques
$\Phi_e$	Flux équivalent
$K_H$	Constant d'hystérésis
$Q_q$	Facteur de qualité
$F_0$	Amplitude de la force
Elcut	Logiciel de simulation par la méthode des éléments finis

# Bibliographie

## BIBLIOGRAPHIE

- [1] **Laithwaite, E.R., A** «History of Linear Electric Motors»  
London: Macmillan, pp31- 59, 1987.
- [2] **West, Y.C. and Jayawant, B.V.A** «new linear oscillating motor»  
Proc. of IEE, 109(A), pp.293-300, 1962.
- [3] **Blakley, J.J.A** « Linear oscillating Oscillating ferroresonant machine»  
IEEE Transactions on Magnetics, VOL.MAG-19, No 4, pp.1574-1579, July 1983.
- [4] **Marcel Jufer**, « Transducteurs électromécaniques»  
Volume IX, Edition 1979 Georgi Suisse.
- [5] **W.Bockonbaugh** « manufacturing implications of ultra high speed packaging and interconnect design» 4th IEEE/CHMT/EIEMT symp 1988.
- [6] **O.Mazamitsu et al** « high speed and high accuracy x, y stage for electronic assembly»  
4th IEEE/CHMT/EIEMT symp 1988.
- [7] **N.Wavre et al** «linear motors for space applications»  
6th European symp on space mechanisms, Zurich, Suisse, 1995.
- [8] **E. Favre et al** « efficient direct drive actuator for long stroke linear motions 7th»  
European symp on space mechanisms, noordwijk north Orland, 1997.
- [9] **Stupak et al** « voice coil actuators insight into the design intelligent motion»  
Edition October 1989.
- [10] **B. Black et al** « basic of voice coil actuators» PCIM July 1993.
- [11] **Magazine** << Mesures 774 >> Avril 2005
- [12] **O.Masamitsu et al** <<high speed and high accuracy x,y stage for electronic assembly>> 4 th  
IEEE/CHMT/EIEMT symp 1988.
- [13] **B. Saint-jean**, « Electrotechnique et machines électriques » Edition Paris 1977.
- [14] **Copley Motion Systems LLC**. Press Release, Edition 05 mars 2006.
- [15] **A.Delay, M. Correvon**, « Modélisation d'un moteur linéaire a bobine mobile».
- [16] **Linear drives**: <http://edmond.peulot.pagesperso-orange.fr/MOTEUR.HTM>
- [17] **Y.Sakamoto, M.Natusaka and K.Murakami**, « Anomalous phenomena in the performance of parametric motor» IEEE Transaction on magnetics, Vol.26, N°5 September 1990.
- [18] **W.Z.Fam**, « Parametric Motor» U.S.patent No.3, 716, 734, February 1973.

- [19] **Y.Sakamoto, M.Natusaka and K.Murakami** « A Low Noise Slotless parametric motor Suited for Use in Quiet Environment» IEEE Transaction on magnetics, 28, pp. 3000-3002, 1992.
- [20] **R. Abdessamed, D. Hedjazi**, « Single phase induction linear parametric tubular motor » CMGE'01, Constantine 2001.
- [21] **K. Ishikawa and S. Kikuchi**, « Improvement of the Performance characteristics of a linear parametric motor with Open Magnetic Circuit » IEEE Transactions on magnetics, vol. 35, No. 5, September 1999.
- [22] **K. Ishikawa, S. Kikuchi, O. Ichinokura, T. Watanabe and K.Murakami** « Some Consideration on the Directional Control of a linear Parametric Motor » IEEE Transactions on magnetics, vol. 9, No. 6 pp. 127-131, November / December 1994 ( JMS of Jpn), vol .18, No, 2pp, 547-550, April 1994.
- [23] **S. Kikuchi and K. Ishikawa** « A New Type 4-Legged Linear Parametric Motor with Excellent Performance» IEEE Transactions on magnetics, vol. 33, No. 5, September 1997.
- [24] **K. Ishikawa, M. Ishizuka and S. Kikuchi**, « Performance Characteristics of A New Type of Linear Parametric Motor With Double Driving Surfaces» IEEE Transactions on magnetics, vol. 34, No 4 , July 1998.
- [25] **Cheng Shukang, Li Xiaoping, Li Liyi, Gao Hanying and Hu Yusheng** « Reconnection Electromagnetic Launcher (RCEML) and its Application» 2003 IEEE
- [26] **E.A.Mendrela, Z.J.Pudlowski** « Transients and Dynamics in a Linear Reluctance Self Oscillating Motor» IEEE Transactions on Energy Conversion, vol. 7, No. 1, March 1992.
- [27] **J.J.Blakley** « A Linear Oscillating Ferroresonant Machine» IEEE Transactions on magnetics, vol. MAG-19, No. 4, July 1983.
- [28] **B.Z.Kaplan**, « Analysis of a method for magnetic Levitation» Proc.Inst. Elec.Eng. vol.114, pp.1801-1804, 1967.
- [29] **B.Z.Kaplan**, « A note on parametric machines » Proc. IEEE, vol.54, p. 898, 1966.
- [30] **E. Levi and M. Panzer**, « Electromechanical Power Conversion, New York: McGraw-Hill, 1966, p.9.
- [31] **B.V.Jayawant**, « Induction Machines» New York: McGraw-Hill, 1968.
- [32] **E.R.Laithwaite**, « Electromagnetic Levitation, »

Proc.Inst.Elec.Eng.vol.112, pp.2361-2375, 1965.

**[33] R. Abdessemed, D.Hedjazi and V.F.Tomachevitch**, « Characterisation of Kouznetsov Single-Phase Oscillating Linear Parametric Motor »

LEB research laboratory – Section Linear Electromagnetic traction. Depart of Electrical engineering – Batna, university – Algeria.EPE-PEMC 2002 Dubrovnik and Cavtat.

**[34] R. Abdessemed, D.Hedjazi, F.Z.Kadid**, « Etude, conception et régulation de la traction électromagnétique linéaire »

Projet de recherche MERS, Bilan annuel 1995/1996.Univ. De Batna-Algerie.

**[35] J.C. Gianduzzo, Stéphane Ygorra, Luc Lasne**, « La ferrorésonance, expérimentation et modélisation non linéaire» Université de Bordeaux 1, Centre de Ressources en EEA 351, Cours de la Libération 33400 Talence, France

**[36] Jean Fallou**, « Leçons d'électrotechnique »

Chez Gauthier-Villars. Vol II. 1949.

**[37] François Cohen**, « Électrotechnique Tome 2 »

Gauthier, Villars et Cie .

**[38] R-CH.houte** « Les régulateurs ferromagnétiques »

Cahier XIII de l'agent technique radio –tv.Edition 1968.

**[39] J.C. Gianduzzo, Stéphane Ygorra, Luc Lasne**, « La ferro résonance, expérimentale et modélisation non linéaire»

Université de Bordeaux1, Centre de ressources en EEA.351, Cours de la libération 33400Talence, France.

**[40]J. Meisel**, «Principles of Electromechanical Energy Conversion»

New York, McGraw –Hill, pp.99-147, 1966.

**[41]B.Z.Kaplan**, «Estimation of mechanical transients in tuned-circuitl evitators by employing steady-state impedances, »

J-Appl. Phys., Vol.47, pp.78-84, 1976.

**[42] George Asch**, « les capteurs en instrumentation industrielle»

DUNOD Edition 1987 .

**[43]L.Landau et E.Lifchitz**,«mécanique» Edition

mir1981.

