



HAL
open science

Conception Electromagnétique d'une gamme d'actionneurs Linéaires Tubulaires à Réductance Variable

Lilia El Amraoui

► **To cite this version:**

Lilia El Amraoui. Conception Electromagnétique d'une gamme d'actionneurs Linéaires Tubulaires à Réductance Variable. Automatique / Robotique. Université des Sciences et Technologie de Lille - Lille I, 2002. Français. NNT: . tel-00006007

HAL Id: tel-00006007

<https://theses.hal.science/tel-00006007>

Submitted on 4 May 2004

HAL is a multi-disciplinary open access archive for the deposit and dissemination of scientific research documents, whether they are published or not. The documents may come from teaching and research institutions in France or abroad, or from public or private research centers.

L'archive ouverte pluridisciplinaire **HAL**, est destinée au dépôt et à la diffusion de documents scientifiques de niveau recherche, publiés ou non, émanant des établissements d'enseignement et de recherche français ou étrangers, des laboratoires publics ou privés.

N° d'ordre : 3251

ECOLE CENTRALE DE LILLE
UNIVERSITE DES SCIENCES ET TECHNOLOGIES DE LILLE
ECOLE NATIONALE D'INGENIEURS DE TUNIS

THESE

Présentée en vue
d'obtenir le grade de

DOCTEUR

en

Spécialité : Génie Electrique

par

Lilia EL AMRAOUI

DOCTORAT DELIVRE CONJOINTEMENT PAR L'ECOLE CENTRALE DE LILLE
L'UNIVERSITE DES SCIENCES ET TECHNOLOGIES DE LILLE
ET L'ECOLE NATIONALE D'INGENIEURS DE TUNIS

Titre de la thèse :

<p>Conception Electromécanique d'une gamme d'actionneurs Linéaires Tubulaires à Réductance Variable</p>
--

Soutenue le 18/12/2002 devant le jury d'examen :

C. BROCHE	<i>Rapporteur</i>
M. ELLEUCH	<i>Rapporteur</i>
M. GASMI	<i>Rapporteur</i>
B. NOGAREDE	<i>Rapporteur</i>
G. SEGUIER	<i>Examineur</i>
M. BENREJEB	<i>Examineur</i>
P. BROCHET	<i>Examineur</i>
F. GILLON	<i>Examineur</i>

Thèse préparée dans le laboratoire L2EP, à l'Ecole Centrale de Lille sous la direction du Professeur Pascal BROCHET
et dans l'Unité de Recherche LARA Automatique, à l'Ecole Nationale d'Ingénieurs de Tunis sous la direction du
Professeur Mohamed BENREJEB

TABLE DES MATIERES

TABLE DES MATIERES

INTRODUCTION GENERALE

CHAPITRE I : CONCEPTION ET COMMANDE DES MOTEURS PAS A PAS

I.1. INTRODUCTION	6
I.2. DIFFERENTS TYPES ET SYSTEMES DE COMMANDE DES MOTEURS PAS A PAS	7
I.2.1. Technologie des moteurs pas à pas.....	7
I.2.1.1. Moteurs pas à pas rotatifs	7
I.2.1.1.1. Moteur pas à pas rotatifs à réductance variable.....	7
I.2.1.1.2. Moteur pas à pas rotatifs polarisés.....	8
I.2.1.2. Moteurs pas à pas linéaires.....	10
I.2.1.2.1. Moteur pas à pas linéaire à réductance variable	11
I.2.1.2.2. Moteur pas à pas linéaires polarisés.....	12
I.2.1.3. Caractères spécifiques aux moteurs linéaires	13
I.2.1.3.1. Disposition de la partie mobile et du stator	14
I.2.1.3.2. Guidage	16
I.2.1.3.3. Entrefer	16
I.2.1.3.4. Effets d'extrémités	16
I.2.2. Commande des moteurs pas à pas	16
I.2.2.1. Fonctionnement à pas entiers	16
I.2.2.1.1. Commande en mode 1	16
I.2.2.1.2. Commande en mode 2	18
I.2.2.2. Fonctionnement à pas réduits	19
I.2.2.2.1. Commande en mode 3	19
I.2.2.2.2. Commande en mode 4	20
I.2.2.2.3. Commande en mode 5	21
I.2.3. Conclusion	21
I.3. POSITION DU PROBLEME.....	23
I.4. CONCEPTION D'UN PROTOTYPE DE MOTEUR PAS A PAS LINEAIRE TUBULAIRE A RELUCTANCE VARIABLE.....	24
I.4.1. Principales approches de dimensionnement	24
I.4.1.1. Méthodes basées sur les réseaux de réductances.....	24
I.4.1.2. Méthode des éléments finis	25
I.4.1.3. Conclusion.....	26
I.4.2. Dimensionnement d'un prototype de moteur pas à pas linéaire par la méthode des réseaux de réductances.....	26
I.4.2.1. Approche de dimensionnement	26
I.4.2.1.1. Modélisation par réseaux de réductances	26
I.4.2.1.2. Calcul de force	28
I.4.2.2. Détermination des caractéristiques de construction	35
I.4.2.2.1. Disposition générale.....	35
I.4.2.2.2. Choix de la denture	36
I.4.2.2.3. Choix du nombre de modules stator	38
I.4.2.2.4. Choix de la séparation entre les modules stator.....	42
I.4.2.2.5. Forme générale de la machine	43

I.4.2.3. Dimensionnement d'un premier prototype.....	47
I.4.2.3.1. Dimensionnement axial	47
I.4.2.3.2. Dimensionnement radial	47
I.4.2.3.3. Récapitulatif des dimensions du prototype	48
I.5. CONCLUSION.....	50

CHAPITRE II : METHODOLOGIE PROPOSEE POUR LA CONCEPTION OPTIMISEE

II.1. INTRODUCTION	51
II.2. DIMENSIONNEMENT PAR RESEAUX DE RELUCTANCES-NECESSITE D'AFFINEMENT DU MODELE.....	52
II.2.1. Modèle Linéaire.....	53
II.2.2. Prise en compte de la saturation	55
II.2.3. Prise en compte des fuites d'encoche	56
II.2.4. Couplage et Dimensionnement thermique	58
II.2.5. Prédétermination des performances de la machine	59
II.2.5.1. Distribution des flux.....	59
II.2.5.2. Réluctance d'entrefer	61
II.2.5.3. Calcul de la force statique	61
II.3. CARACTERISATION DE LA MACHINE PAR LA METHODE DES ELEMENTS FINIS	63
II.3.1. Introduction	63
II.3.2. Estimation des performances de la machine	63
II.3.2.1. Formulation du problème magnétostatique.....	64
II.3.2.2. Distribution des flux magnétiques	65
II.3.2.3. Réluctance d'entrefer	67
II.3.2.4. Calcul de force de poussée.....	67
II.3.2.4.1. Détermination de la force par le tenseur de Maxwell.....	67
II.3.2.4.2. Calcul de la force en utilisant la coénergie.....	75
II.3.2.4.3. Comparaison des deux méthodes basées sur les résultats éléments finis	76
II.3.3. Comparaison du modèle réseau de réluctances au modèle éléments finis	78
II.3.3.1. Introduction	78
II.3.3.2. Comparaison des flux.....	79
II.3.3.3. Comparaison des réluctances d'entrefer	79
II.3.3.4. Comparaison des forces	80
II.3.3.5. Conclusion.....	81
II.4. ETUDE EXPERIMENTALE, COMPARAISON DES RESULTATS PRATIQUES ET THEORIQUES	82
II.4.1. Introduction	82
II.4.2. Présentation du banc d'essais	82
II.4.3. Résultats obtenus	84
II.4.3.1. Essais thermiques	84
II.4.3.2. Caractéristique statique de force	86
II.4.4. Comparaison des résultats expérimentaux avec ceux obtenus par simulation	86
II.5. OPTIMISATION ET ADAPTATION DE LA GEOMETRIE AU CAHIER DES CHARGES	88
II.5.1. Approche proposée pour l'optimisation	88
II.5.1.1. Introduction	88
II.5.1.2. Présentation de la méthode des plans d'expériences.....	88
II.5.1.3. Choix des expériences	89
II.5.1.4. Plans factoriels complets.....	89
II.5.1.5. Plans fractionnaires	91
II.5.1.6. Plan treillis	94

II.5.1.7. Conclusion.....	95
II.5.2. Formulation du problème d'optimisation traité.....	96
II.5.2.1. Détermination des facteurs influents sur la force de poussée	98
II.5.2.2. Détermination de la force par exploration du domaine d'étude.....	100
II.5.3. Adaptation de la géométrie au cahier des charges.....	103
II.5.4. Etude de la sensibilité des paramètres géométriques	106
finaux-zone de stabilité	106
II.5.4.1. Notion de bruit et de robustesse	106
II.5.4.2. Plans produits et rapport signal sur bruit.....	107
II.5.4.3. Etude de la sensibilité de la structure aux bruits de modélisation.....	109
II.5.4.4. Etude de la sensibilité de la structure aux bruits de construction	113
II.5.4.5. Détermination d'une zone de stabilité.....	116
II.6. ELABORATION D'UNE METHODOLOGIE DE CONCEPTION OPTIMISEE	119
II.7. CONCLUSION	123

CHAPITRE III : PERFORMANCES DYNAMIQUES ET PRECISION DE POSITIONNEMENT

III.1. INTRODUCTION.....	124
III.2. POSITION DU PROBLEME	125
III.3. MODELISATION DU SYSTEME EN REGIME DYNAMIQUE	126
III.3.1. Formulation d'un modèle du moteur réalisé	126
III.3.2. Détermination des paramètres du modèle	128
III.3.3. Comparaison des réponses expérimentale et simulée	130
III.4. METHODE PROPOSEE POUR L'AMELIORATION	133
DE LA PRECISION DE POSITIONNEMENT	133
III.4.1. Idée de base de la méthode.....	133
III.4.2. Distribution du champ magnétique dans la machine	133
III.4.3. Construction des surfaces de réponses force en fonction de la position et du courant.....	141
III.4.3.1. Surfaces de réponses bidimensionnelles.....	141
III.4.3.2. Surfaces de réponses tridimensionnelles	144
III.4.4. Utilisation des surfaces de réponses pour le positionnement.....	147
III.4.4.1. Positionnement en pas entier	147
III.4.4.2. Positionnement en micropas	149
III.4.4.2.1. Principe de la méthode proposée.....	149
III.4.4.2.2. Génération du micropas	149
III.4.4.2.3. Etude du comportement dynamique par simulation.....	154
III.5. ESSAIS SUR PROTOTYPE.....	160
III.5.1. Description du banc d'essais	160
III.5.2. Caractéristiques statiques de force - comparaison éléments finis / essais	161
III.5.3. Positionnement en pas entiers	163
III.5.4. Positionnement en micropas	165
III.6. CONCLUSION	169

CONCLUSION GENERALE

BIBLIOGRAPHIE

INTRODUCTION GENERALE

INTRODUCTION GENERALE

Les moyens informatiques modernes et les logiciels dits de conception assistée par ordinateur constituent des moyens puissants de calcul et d'analyse des systèmes et des structures électromagnétiques en particulier [Spinnler 97].

Ces moyens modernes fascinent par leur facilité, mais ils ne déchargent pas le concepteur de toute réflexion. Ils exigent bien au contraire des connaissances plus étendues pour être utilisées efficacement au travers de nombreuses tâches. En effet, le concepteur ne peut pas modéliser ce qu'il ignore, il doit connaître les lois de comportement pour élaborer les modèles. De même, il a besoin d'évaluer rapidement les grandeurs principales pour apprécier les résultats des calculs automatiques, il doit savoir sur quel paramètre agir pour améliorer une solution et il doit traduire dans le concret l'abstraction des modèles.

Les outils de calcul puissants qui ne cessent de se sophistiquer, dans le domaine de l'électrotechnique, sont généralement basés sur des méthodes numériques dont le principe est souvent connu depuis bien longtemps. La méthode des éléments finis en est un exemple [Meunier 84], [Wurtz 92], [Sabonnadaire 93], [Spinnler 97], [Reece 00].

Lorsqu'elle est convenablement appliquée aux problèmes d'électromagnétique plans, volumiques ou axi-symétriques, la méthode des éléments finis permet d'obtenir des résultats très proches de la réalité. Elle devient, ainsi, parfaitement adaptée à la simulation des performances d'un nouveau produit et à son optimisation en diminuant considérablement le nombre de prototypes à réaliser. De ce fait, la simulation devient un véritable outil de prototypage virtuel et devient l'outil de référence du concepteur [Gitosusastro 88] [Gillon 96].

Cependant, les appareils électromécaniques dont les actionneurs, ont souvent une géométrie et des caractéristiques physiques qui rendent leur modélisation dynamique délicate. La difficulté de l'étude de tels systèmes réside dans la juxtaposition de plusieurs phénomènes magnétiques (fuites, saturation, courant induits, effets d'extrémité pour les machines linéaires, mouvement, ...) qui, lorsqu'ils sont tous pris en compte simultanément dans les simulations nécessitent des temps de calcul très importants. Néanmoins, il nous a paru indispensable de développer un modèle éléments finis pour l'actionneur pas à pas que nous avons à concevoir.

Cet actionneur pouvant servir à motoriser un chariot de perceuse de circuits imprimés, doit être capable de développer un mouvement incrémental linéaire de pas 2,54

millimètres et une force de démarrage d'environ 20 Newtons sur chaque pas de déplacement et sur une course utile d'environ 100 millimètres.

Les modèles numériques développés seront testés sur un premier prototype construit spécialement pour juger de la précision des résultats de simulation. Une fois ces modèles validés, ils seront utilisés d'une part, pour l'élaboration d'une méthodologie de conception optimisée pour le type d'actionneur considéré et d'autre part, pour le développement d'une approche globale permettant d'intégrer les résultats de l'analyse éléments finis dans un processus de modélisation dynamique pouvant être résolu rapidement. Dans ce sens, nous décomposons notre travail en trois chapitres.

Dans le premier chapitre, nous nous intéresserons principalement au choix et au calcul d'un prototype de moteur pas à pas assurant le positionnement linéaire. Pour ce faire, nous passerons en revue les différents types de moteurs pas à pas capables de générer un mouvement incrémental ainsi que leurs principes de fonctionnement et leurs modes de commande. La classification de ces moteurs, nous permettra ensuite, de sélectionner la structure la mieux adaptée à l'application considérée. Une fois la structure définie, nous proposerons dans la dernière partie du premier chapitre, une démarche de dimensionnement permettant de définir les caractéristiques géométriques d'un premier prototype.

Le deuxième chapitre sera consacré à l'exposé de la méthodologie de conception optimisée déployée. Cette méthodologie repose sur l'utilisation de :

- un modèle réseaux de réductances amélioré pour le dimensionnement de la structure électromagnétique tenant compte de la non-linéarité du matériau et des fuites d'encoche,
- un modèle éléments finis fiable et validé par des essais pratiques sur un banc d'essais réalisé à cette fin,
- la méthode des plans d'expériences pour l'optimisation des performances des structures électromagnétiques sous contraintes,
- la notion de rapport signal sur bruit afin de définir une zone de stabilité sur laquelle un ensemble de structures optimales peut être défini.

Enfin, le troisième chapitre présente la méthode proposée pour l'étude du positionnement linéaire à partir d'un modèle dynamique prenant en compte des résultats éléments finis regroupés sous forme de surfaces de réponses. Dans la dernière partie de ce chapitre, les résultats des essais pratiques sont comparés à ceux obtenus par simulations numériques.

CHAPITRE I :
CONCEPTION ET COMMANDE
DES MOTEURS PAS A PAS

TABLE DES MATIERES

I.1. INTRODUCTION	6
I.2. DIFFERENTS TYPES ET SYSTEMES DE COMMANDE DES MOTEURS PAS A PAS	7
I.2.1. Technologie des moteurs pas à pas	7
I.2.1.1. Moteurs pas à pas rotatifs	7
I.2.1.1.1. Moteur pas à pas rotatifs à réluctance variable	7
I.2.1.1.2. Moteur pas à pas rotatifs polarisés	9
Les moteurs à aimants permanents	9
Les moteurs hybrides	10
I.2.1.2. Moteurs pas à pas linéaires	10
I.2.1.2.1. Moteur pas à pas linéaire à réluctance variable	11
I.2.1.2.2. Moteur pas à pas linéaires polarisés	12
Les moteurs à aimant permanent	12
Les moteurs hybrides	12
I.2.1.3. Caractères spécifiques aux moteurs linéaires	13
I.2.1.3.1. Disposition de la partie mobile et du stator	14
Stator unique	14
Stator double	14
Structure tubulaire à partie mobile interne	15
Structure tubulaire à partie mobile externe	15
I.2.1.3.2. Guidage	16
I.2.1.3.3. Entrefer	16
I.2.1.3.4. Effets d'extrémités	16
I.2.2. Commande des moteurs pas à pas	16
I.2.2.1. Fonctionnement à pas entiers	16
I.2.2.1.1. Commande en mode 1	16
I.2.2.1.2. Commande en mode 2	18
I.2.2.2. Fonctionnement à pas réduits	19
I.2.2.2.1. Commande en mode 3	19
I.2.2.2.2. Commande en mode 4	20
I.2.2.2.3. Commande en mode 5	21
I.2.3. Conclusion	21
I.3. POSITION DU PROBLEME	23
I.4. CONCEPTION D'UN PROTOTYPE DE MOTEUR PAS A PAS LINEAIRE TUBULAIRE A RELUCTANCE VARIABLE	24
I.4.1. Principales approches de dimensionnement	24
I.4.1.1. Méthodes basées sur les réseaux de réluctances	24
I.4.1.2. Méthode des éléments finis	25
I.4.1.3. Conclusion	26
I.4.2. Dimensionnement d'un prototype de moteur pas à pas linéaire par la méthode des réseaux de réluctances	26
I.4.2.1. Approche de dimensionnement	26
I.4.2.1.1. Modélisation par réseaux de réluctances	26
Caractérisation d'un tube de flux magnétiques	27
Définition du potentiel magnétique scalaire	27
Réluctance magnétique	28
I.4.2.1.2. Calcul de force	28
Bilan énergétique	29
Effort statique	30

Coénergie magnétique.....	31
Cas linéaire.....	33
I.4.2.2. Détermination des caractéristiques de construction.....	35
I.4.2.2.1. Disposition générale.....	35
I.4.2.2.2. Choix de la denture.....	36
I.4.2.2.3. Choix du nombre de modules stator.....	38
Cas d'un seul module.....	38
Cas de deux modules.....	39
Cas de trois modules.....	39
Cas de quatre modules.....	41
I.4.2.2.4. Choix de la séparation entre les modules stator.....	42
I.4.2.2.5. Forme générale de la machine.....	43
Calcul de l'effort statique.....	44
Calcul des pertes Joule.....	45
Coefficient de forme.....	46
I.4.2.3. Dimensionnement d'un premier prototype.....	47
I.4.2.3.1. Dimensionnement axial.....	47
I.4.2.3.2. Dimensionnement radial.....	47
I.4.2.3.3. Récapitulatif des dimensions du prototype.....	48
I.5. CONCLUSION.....	50

I.1. INTRODUCTION

Les moteurs pas à pas sont des transducteurs électromécaniques qui assurent la conversion des signaux électriques digitaux ou impulsionnels en mouvements de rotation ou de translation de type incrémental [Jufer 95].

Ces moteurs constituent ainsi une alternative intéressante pour la résolution du problème de positionnement auquel nous sommes confrontés. En effet, afin de motoriser un chariot de perceuse de circuits imprimés devant effectuer des mouvements incrémentaux de translation dans un plan horizontal, un cahier de charges a été dressé. L'objectif de cette application est de développer un système qui permet de générer un pas élémentaire de translation de 2,54 millimètres, correspondant à la distance séparant deux pins de circuits intégrés, ainsi qu'une force de démarrage d'environ 20 Newtons sur chaque pas de déplacement. Ce système est prévu pour fonctionner à faible vitesse et sur une course utile d'environ 100 millimètres.

Dans ce sens, le premier chapitre consiste à établir une classification des moteurs pas à pas et de leurs différents modes de commande. Cette classification va nous permettre de sélectionner la structure la mieux adaptée au problème posé.

La dernière partie de ce chapitre est consacrée au prédimensionnement de la structure retenue dans le but de caractériser un premier prototype répondant aux besoins de l'application.

I.2. DIFFERENTS TYPES ET SYSTEMES DE COMMANDE DES MOTEURS PAS A PAS

Le moteur pas à pas est un convertisseur électromécanique ayant pour fonction la transformation d'une information électrique en une action mécanique pouvant être un déplacement linéaire ou plus classiquement angulaire [Abignoli 91 a], [Sahraoui 93].

Les performances d'un système d'entraînement ou de positionnement, dépendent simultanément du type de moteur, de la structure choisie, du système d'alimentation utilisé et de la stratégie de commande implantée [Kant 89], [Kauffman 92].

Il est donc important de bien connaître les moteurs pas à pas rotatifs et linéaires, réductants ou à aimants, les phénomènes physiques qui engendrent leurs mouvements ainsi que les différents modes de commande de ces moteurs pas à pas rotatifs, pouvant être appliqués au cas particulier des moteurs linéaires [Abignoli 91 a].

I.2.1. TECHNOLOGIE DES MOTEURS PAS A PAS

Un actionneur électrique peut créer deux types de mouvements : un mouvement de rotation ou un mouvement de translation.

I.2.1.1. Moteurs pas à pas rotatifs

Les moteurs pas à pas peuvent être classés en fonction du phénomène physique qui est à l'origine de leur mouvement. On distingue principalement, deux catégories de moteurs pas à pas : les moteurs à réluctance variable et les moteurs polarisés [Abignoli 91 b], [Kant 89].

I.2.1.1.1. Moteur pas à pas rotatifs à réluctance variable

La rotation d'un moteur à réluctance variable est engendrée par la réaction, entre un champ magnétique statorique et un rotor saillant, qui conduit à une disposition alignée de la partie saillante avec le pôle créé par le champ magnétique. Dans ces conditions, le flux est maximum et la réluctance du circuit magnétique est minimum [Multon 94].

Ce type de moteur est caractérisé par une structure dentée au niveau du rotor et du stator. Le nombre de bobines dans le stator et le type de connexion déterminent le nombre de phases du moteur.

La figure I.1 présente un moteur pas à pas réluctant comportant six plots au stator (1,1',2,2',3,3') et quatre dents au rotor.

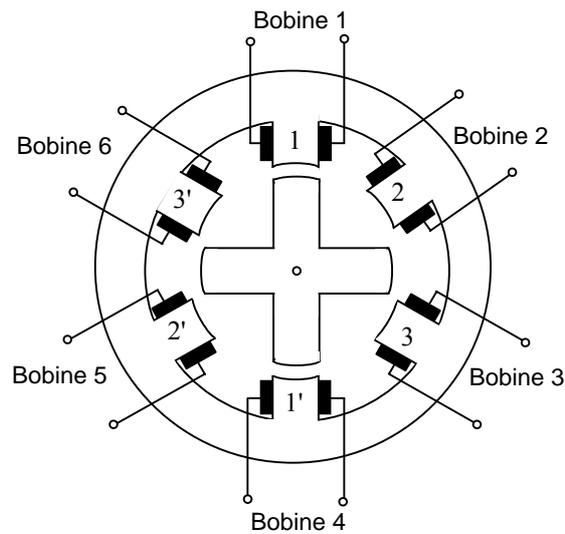


Figure I.1: Structure classique d'un moteur à réluctance variable rotatif à double saillance

Chaque couple de deux bobines statoriques diamétralement opposées et connectées en série, constitue une des trois phases de la machine considérée. L'alimentation d'une phase crée un couple permettant le déplacement du rotor vers une position d'équilibre qu'il garde tant que l'alimentation est maintenue. Cet état d'équilibre correspond à une position alignée entre les dents statoriques porteuses de la phase alimentée et les dents rotoriques. Chaque nouvelle séquence d'alimentation établit un nouvel équilibre. Le moteur se déplace donc avec un pas angulaire de 60° .

Pour augmenter la résolution angulaire de ces moteurs, des constructions à circuits magnétiques multiples, dites multistack, peuvent être envisagées [Seguier 96]. Ces moteurs se présentent principalement sous deux formes:

- un empilage de plusieurs machines monophasées identiques assemblées mécaniquement sur le même arbre,
- un stator unique, possédant plusieurs rotors magnétiquement indépendants, mais couplés mécaniquement.

Dans toutes ces machines, le rotor et les stators présentent le même nombre de dents, le mouvement étant obtenu par le décalage mécanique des rotors ou des stators, les uns par rapport aux autres. La figure I.2 présente une machine multistack à trois stators [Grenier 01].

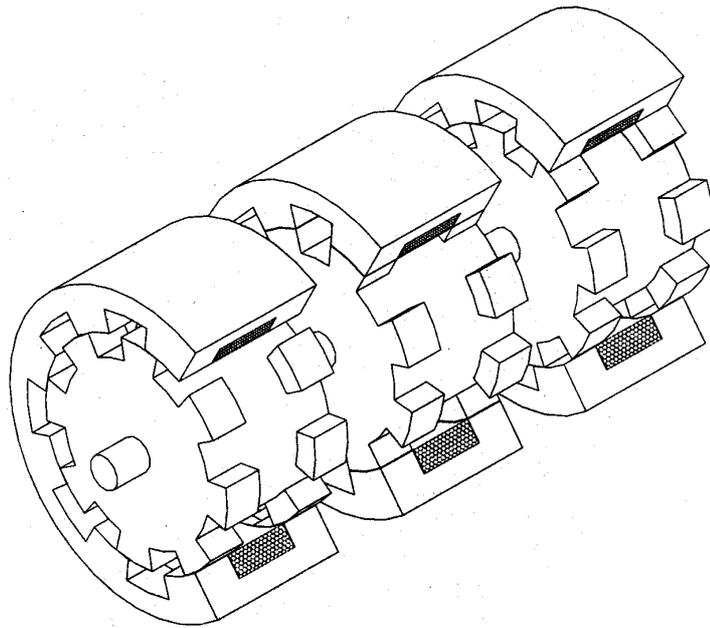


Figure I.2 : *Moteur pas à pas à réluctance variable multistack*

I.2.1.1.2. Moteur pas à pas rotatifs polarisés

Les moteurs à aimants permanents

Le fonctionnement des moteurs à aimants permanents est assuré par l'action d'un champ électromagnétique statorique sur un rotor composé d'aimants permanents [Kant 89], [Jufer 95]. Le schéma de la figure I.3 illustre la structure élémentaire d'une machine à aimant permanent. Les enroulements sont bobinés sur des plots régulièrement répartis dans le stator.

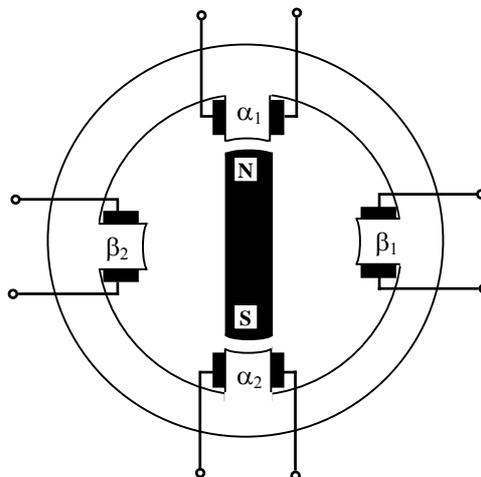


Figure I.3 : *Structure d'un moteur à aimant permanent rotatif*

Les moteurs pas à pas à aimants permanents sont souvent alimentés en bipolaire ainsi les enroulements (α_1) et (α_2), figure I.3, sont mis en série pour ne former qu'une phase (α), ainsi que (β_1) et (β_2) pour former la deuxième phase (β) décalée d'un angle de $\pi/2$.

L'alimentation successive des phases (α) et (β) par des courants positifs et des courants négatifs, peut donc provoquer un mouvement de rotation entre ses différentes positions d'équilibre [Ben Salah 97].

Les moteurs hybrides

Les moteurs pas à pas hybrides sont généralement constitués d'un rotor denté muni d'aimants permanents. Le rotor possède généralement deux disques polaires décalés d'un angle électrique de π . La figure I.4 présente la structure d'un moteur pas à pas hybride à huit enroulements.

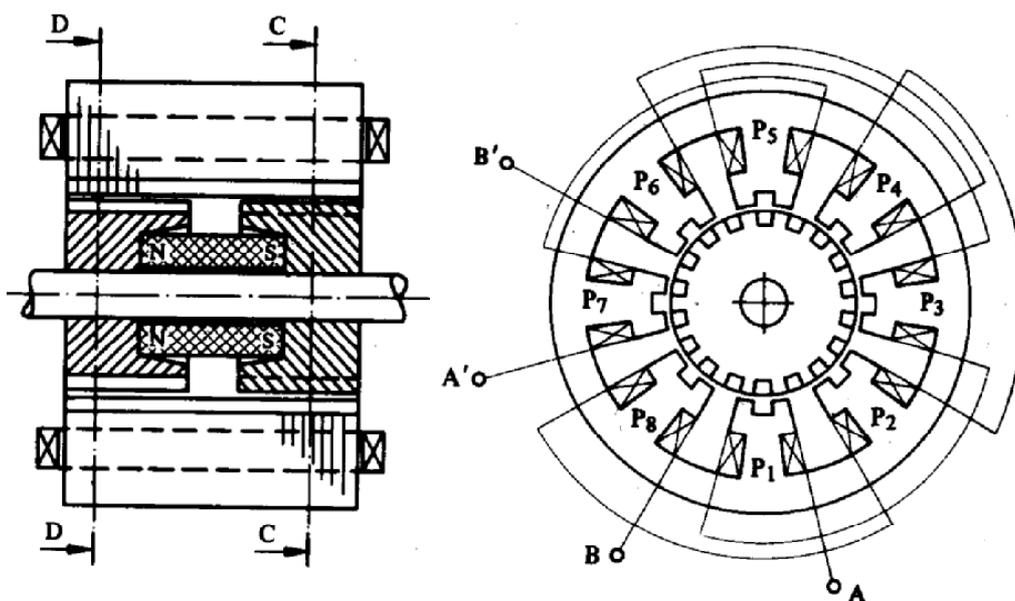


Figure I.4: Structure d'un moteur hybride

Ce type de moteurs présente à la fois les avantages du moteur à aimant permanent qui possède un couple élevé et ceux du moteur à réluctance variable qui permet d'obtenir un nombre important de pas par tour. Toutefois, l'inertie d'un tel rotor ainsi que les pertes fer sont relativement importantes et pénalisent donc cette structure [Kant 89], [Gieras 02].

I.2.1.2. Moteurs pas à pas linéaires

Tout comme pour les versions rotatives, les moteurs pas à pas linéaires se composent d'un stator portant les bobinages et d'une partie mobile se déplaçant cette fois-ci linéairement.

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

I.2.1.2.1. Moteur pas à pas linéaire à réluctance variable

Ce type de moteur est caractérisé par une structure dentée aux niveaux du stator et de la partie mobile. Le circuit magnétique est généralement assemblé à partir de tôles magnétiques de forte perméabilité. Toutefois, les machines destinées au positionnement ou à une translation lente, peuvent être réalisées avec des pièces massives. Les enroulements du circuit électrique sont généralement concentrés autour des plots du stator et donc faciles à réaliser [Lee 00]. La figure I.5 présente une structure linéaire à réluctance variable à deux modules stator, chaque module comporte deux plots autour desquels sont enroulées les bobines. Chaque phase de la machine est formée par la mise en série des deux bobines d'un même module. Des séparations amagnétiques sont nécessaires entre les différents modules statoriques afin d'imposer un décalage. En effet, si les plots d'un module sont alignés avec les dents de la partie mobile, les plots des autres modules stator doivent être décalés pour pouvoir créer une force de déplacement.

Chaque phase de la machine impose à la partie mobile une position d'équilibre correspondant à l'alignement de ses dents avec les plots statoriques de la phase alimentée.

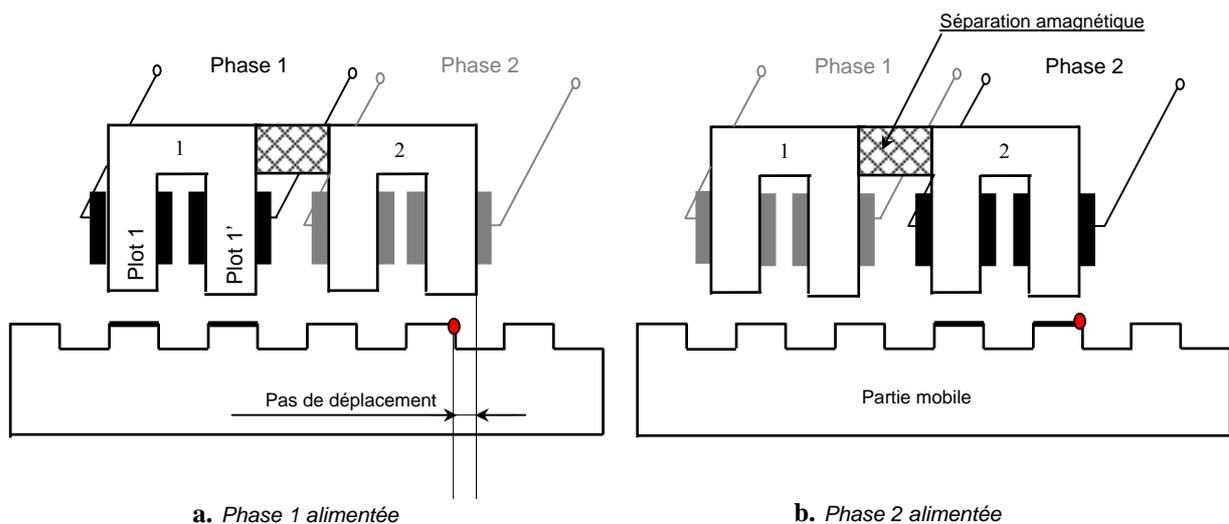


Figure I.5 : Moteur pas à pas linéaire à réluctance variable

Sur la figure I.5.a la partie mobile est alignée avec les dents du module 1, ensuite, sur la figure I.5.b la partie mobile vient aligner ses dents avec celles du module 2.

I.2.1.2.2. Moteur pas à pas linéaires polarisés

Les moteurs à aimant permanent

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

Les moteurs hybrides

Le mouvement des moteurs hybrides résulte de la superposition de la force développée par l'effet réductant des dents et de la force créée par l'aimant [Wang 98]. La contribution des amplitudes et des périodes géométriques de ces forces permet de réaliser des caractéristiques statiques très diversifiées. En effet, l'aimant, placé dans la structure hybride, assure une certaine distribution des lignes de champ. L'alimentation des bobines produit un phénomène d'aiguillage des lignes de champ plus au moins important suivant l'intensité du courant d'alimentation. En jouant sur l'orientation des lignes de champ, il est possible de maîtriser la variation de la force résultante.

La figure I.6 représente un moteur linéaire réductant polarisé bipolaire où l'aimant et les bobines sont placés sur le même support fixe [Jufer 95].

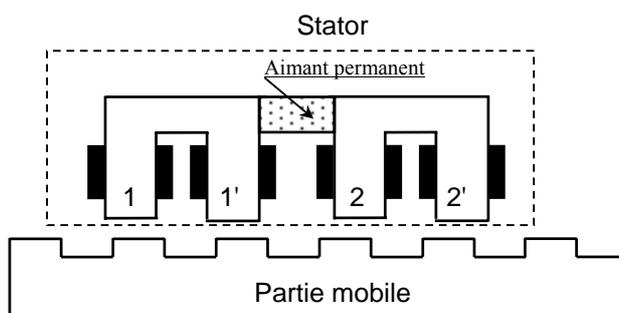


Figure I.6: Moteur pas à pas linéaire hybride biphasé

Les deux paires de plots adjacents (1,1') et (2,2'), de la structure de la figure I.7.a sont parcourus dans le même sens par le flux de l'aimant. Les quatre bobines forment deux phases constituées chacune par deux bobines montées en série. Si le sens d'enroulement des bobines est opposé, alors le flux créé par une phase circule conformément à la distribution de la figure I.7.b. La superposition du flux créé par l'aimant à celui créé par la bobine de la phase 1 produit une nouvelle distribution des lignes de flux, donc de la force, figure I.7.c.

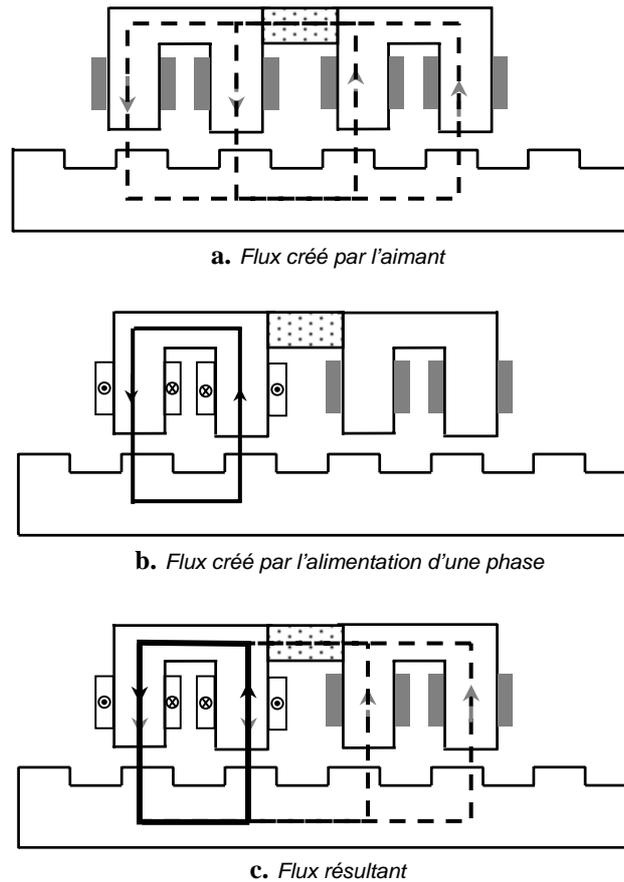


Figure I.7 : Distribution du flux dans un moteur linéaire réductant polarisé

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

I.2.1.3. Caractères spécifiques aux moteurs linéaires

Un moteur linéaire génère directement une force de déplacement et un mouvement de translation contrairement aux moteurs rotatifs qui pour y arriver nécessitent l'utilisation d'organes spécifiques de transmission afin d'assurer la conversion du mouvement rotatif en linéaire.

L'attrait pour l'entraînement linéaire provient directement des avantages intrinsèques de l'entraînement direct qui sont : une grande dynamique du mouvement, une bonne précision de positionnement, une durée de vie importante, une grande fiabilité, la réduction du nombre de composants pour réaliser un axe motorisé, la flexibilité et la souplesse [Favre 00].

Toutefois, ces moteurs linéaires, présentent des spécificités, dues à la disposition de leurs parties mobiles par rapport à leurs parties fixes, notamment des systèmes de guidage

particuliers, entraînant de nouvelles contraintes au niveau de l'entrefer magnétique. De plus, de part leur structure géométrique, les moteurs linéaires présentent des effets d'extrémités.

Ces différences technologiques par rapport aux moteurs rotatifs doivent être prises en compte au moment de la conception et de la réalisation pratique.

I.2.1.3.1. Disposition de la partie mobile et du stator

Contrairement au cas des machines rotatives où le rotor et le stator sont généralement coaxiaux, les machines linéaires peuvent se présenter sous forme plate, figure I.8.a, ou cylindrique, figure I.8.b. Elles sont constituées d'une partie mobile et d'un stator fixe dont les positions peuvent être inversées [Laforie 74].

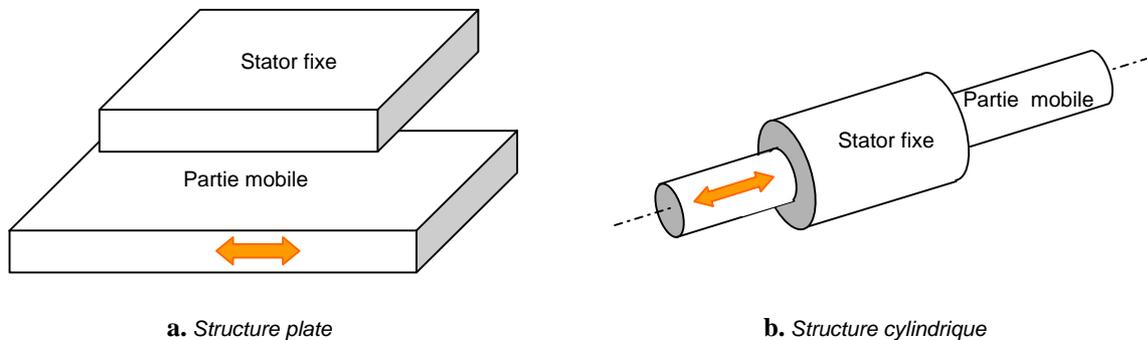


Figure I.8 : Structures de moteurs pas à pas linéaires

Pour les structures plates, il est possible de réaliser des actionneurs à stator unique ou à stator double. Pour les structures cylindriques, il est possible d'envisager des actionneurs tubulaires à partie mobile interne ou externe [Jufer 95].

Stator unique

C'est une variante simple qui s'intègre aisément dans les applications courantes mais qui présente une force d'attraction importante entre stator et partie mobile, figure I.9.a.

Stator double

La structure à stator double permet d'obtenir, d'une part des forces de poussées plus élevées que pour la structure à stator unique et d'autre part d'alléger la partie mobile, car si cette dernière est bien centrée, la résultante des forces d'attraction est alors nulle. Cette structure est particulièrement bien adaptée au cas où le stator est fixe, figure I.9.b.

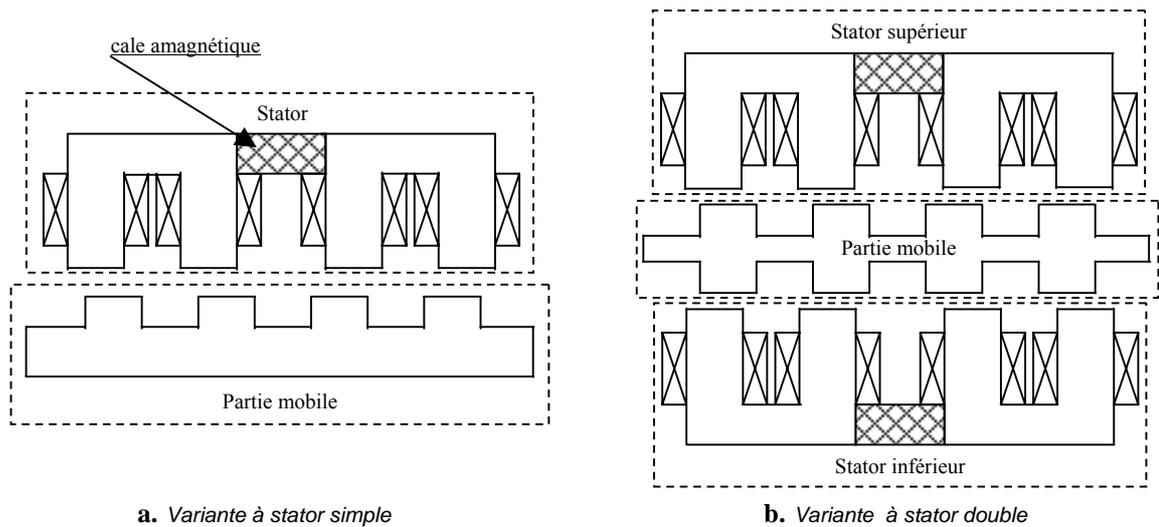


Figure I.9 : Différentes structures plates

Structure tubulaire à partie mobile interne

Cette variante permet une meilleure utilisation du volume disponible. Tout comme la structure à stator double, la résultante des forces d'attraction est théoriquement nulle à condition que la structure soit bien centrée, figure I.10.a.

Structure tubulaire à partie mobile externe

La puissance volumique d'une structure à partie mobile externe est très comparable à celle d'une structure à partie mobile interne, figure I.10.b. Cependant, la structure à partie mobile externe est plus délicate à ajuster [Jufer 95].

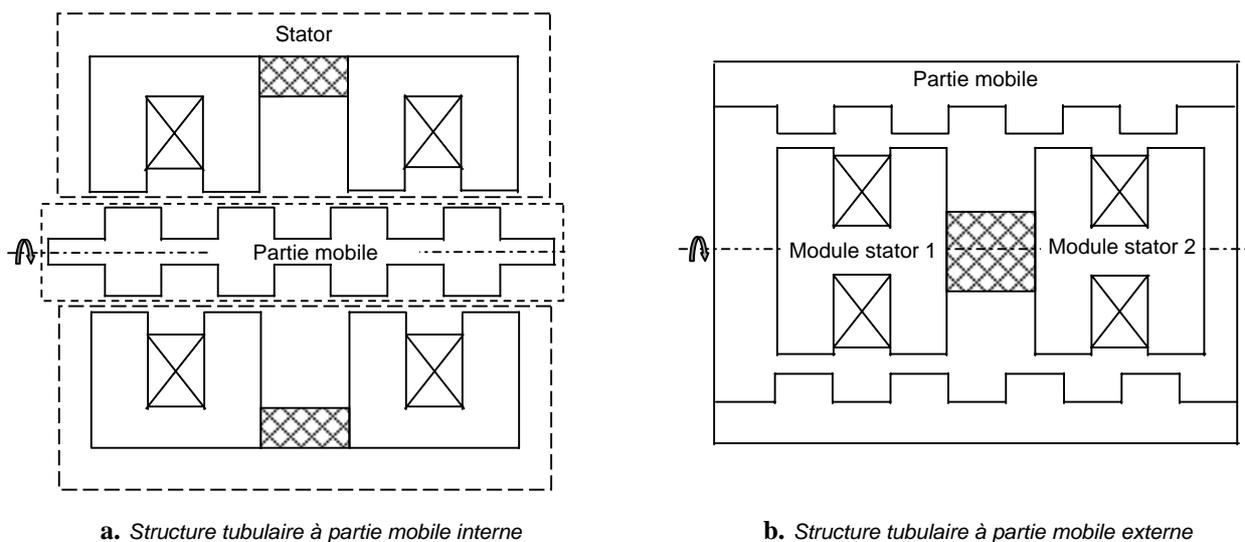


Figure I.10: Différentes structures cylindriques

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

I.2.1.3.2. Guidage

Le centrage d'un rotor dans une structure rotative par des roulements est beaucoup plus simple et efficace que le guidage sur une structure linéaire pour laquelle la résultante des forces d'attraction peut être importante et difficile à maîtriser à cause de la distance entre les appuis. Toutefois, certaines structures permettent de s'affranchir de cette force d'attraction et de faciliter ainsi le guidage [Jufer 95].

I.2.1.3.3. Entrefer

Compte tenu du système de guidage entre les parties fixes et mobiles d'un moteur linéaire, il est difficile de réaliser un entrefer aussi faible que dans une variante tournante. L'entrefer rapporté au pas de déplacement est, par conséquent, plus élevé. Il en résulte une force par unité de surface plus faible [Favre 00].

I.2.1.3.4. Effets d'extrémités

Le stator d'un moteur rotatif est fermé sur lui-même. Il assure donc la continuité des phénomènes électromagnétiques contrairement à tout moteur linéaire caractérisé par une discontinuité à ses extrémités. Cette discontinuité crée des différences de trajets pour les lignes de champs circulant dans le fer, selon qu'une phase d'extrémité ou une phase centrale est excitée [Bolopion 84], [Khidiri 86].

I.2.2. COMMANDE DES MOTEURS PAS A PAS

Deux classes de déplacement peuvent être définies pour un moteur pas à pas ; soit le moteur avance d'un pas entier, soit d'un fragment de pas selon un mode de commande adopté. Dans cette partie, différentes stratégies de commande sont présentées : deux stratégies de commande en pas entiers, dites commandes en mode 1 et 2 ainsi que trois stratégies de commandes en pas fragmentés, dites commandes en modes 3, 4 et 5 [Abignoli 91 b].

I.2.2.1. Fonctionnement à pas entiers

I.2.2.1.1. Commande en mode 1

La commutation phase par phase de la structure quadriphasée de la figure I.11 permet au mobile d'atteindre quatre positions d'équilibre sur une période de déplacement.

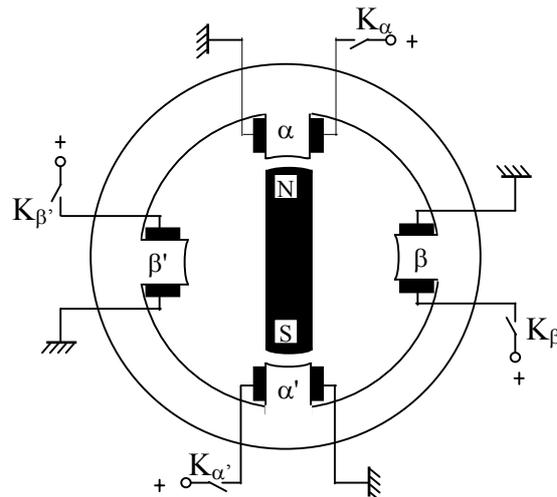


Figure I.11 : Structure quadriphasée à alimentation unipolaire

Les interrupteurs K_α , K_β , $K_{\alpha'}$ et $K_{\beta'}$ de la figure I.11, sont actionnés successivement conformément au cyclogramme de la figure I.12.a ce qui conduit à quatre positions d'équilibre du mobile. La figure I.12.b symbolise le mode de commande des différentes bobines et la position relative du mobile suivant l'alimentation.

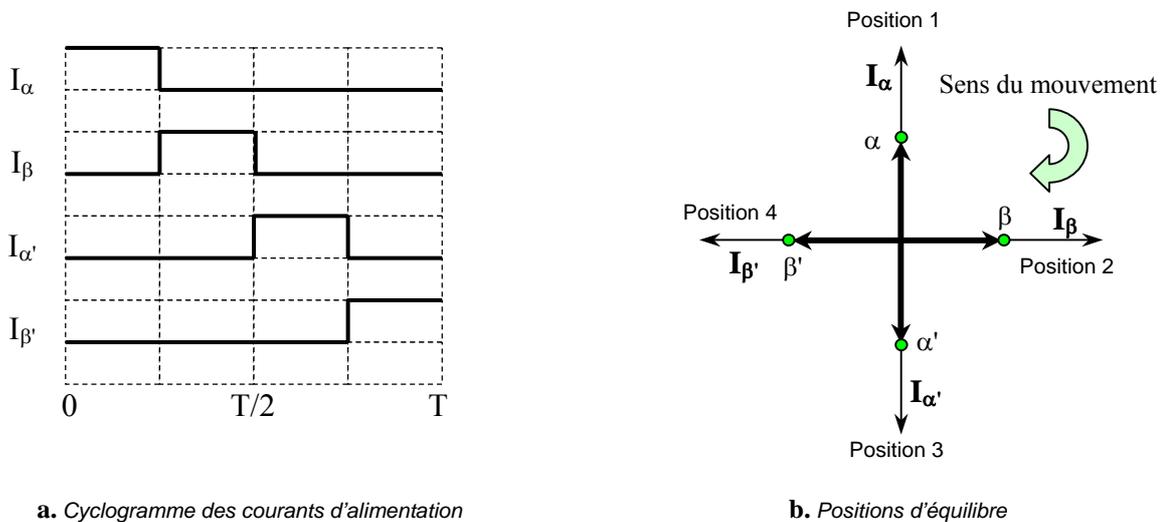


Figure I.12 : Principe d'alimentation en mode 1

Si les interrupteurs de la figure I.11 sont actionnés dans l'ordre inverse : K_α , $K_{\beta'}$, $K_{\alpha'}$ et K_β , le déplacement du champ et par conséquent celui de la partie mobile se fait dans le sens contraire du précédent. Ainsi, l'emplacement des positions d'équilibre est conservé mais leur occurrence est inversée.

Les connexions sérielles de α et α' , d'une part, et de β et β' d'autre part, permet d'obtenir un enroulement diphasé qu'il faut alimenter en bipolaire, figure I.13.

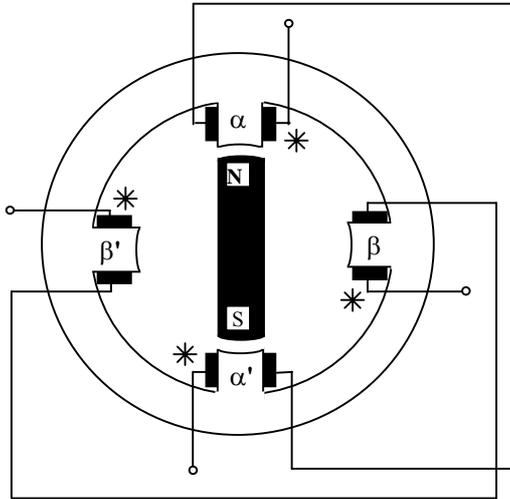
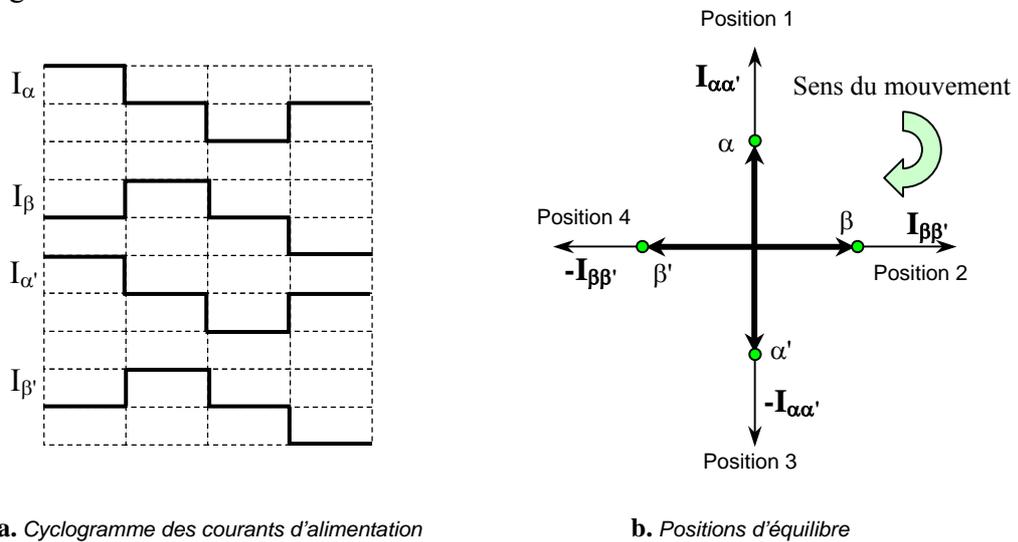


Figure I.13 : Principe de l'alimentation bipolaire en mode 1

L'excitation du stator ainsi connecté, suivant le cyclogramme $(\alpha\alpha')$, $(\beta\beta')$, $(-\alpha\alpha')$, $(-\beta\beta')$ donne le même nombre de pas cyclique que l'alimentation unipolaire phase par phase, mais le couple est dans ce dernier cas plus important car deux bobines sont simultanément alimentées, figure I.14.



a. Cyclogramme des courants d'alimentation

b. Positions d'équilibre

Figure I.14 : Principe de l'alimentation d'un bobinage diphasé en mode 1

I.2.2.1.2. Commande en mode 2

Dans le cas de la commande en mode 2, les doublets de phases successives de la machine de la figure I.11 sont alimentés simultanément suivant l'ordre (α, β) , (β, α') , (α', β') ,

(β', α) , conformément au cyclogramme de la figure I.15.a les positions d'équilibre correspondantes sont illustrées sur la figure I.15.b.

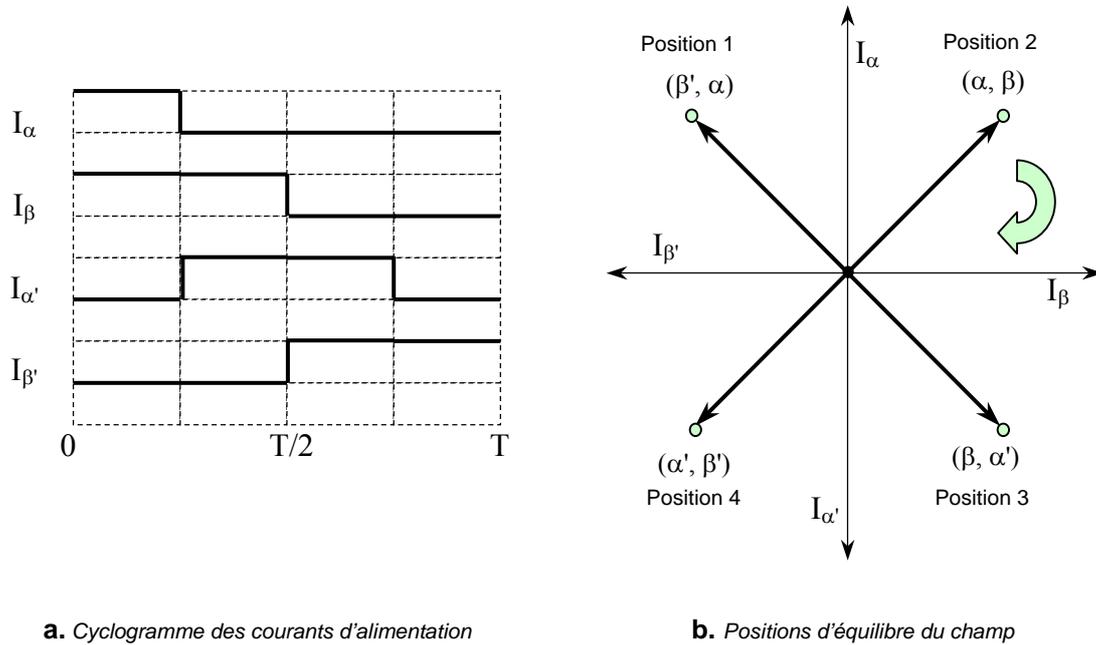


Figure I.15 : Principe d'alimentation en mode 2

L'avantage de ce mode de commande est qu'il optimise l'utilisation du cuivre de la machine et donc l'exploitation de sa puissance massique, le couple développé dans ce cas est multiplié par $\sqrt{2}$ par rapport au couple développé par une commande en mode 1 unipolaire.

I.2.2.2. Fonctionnement à pas réduits

I.2.2.2.1. Commande en mode 3

Ce mode de fonctionnement est une combinaison en alternance des modes 1 et 2. Le nombre de positions d'équilibre est ainsi doublé et un déplacement en demi pas est généré. La figure I.16.a donne l'allure des courants de phase pour la machine à aimant permanent à alimentation unipolaire de la figure I.11. Sur la figure I.16.b sont illustrées les huit positions d'équilibre correspondantes au fonctionnement en demi-pas.

L'inconvénient de ce mode de fonctionnement est que le champ créé à chaque position, n'a pas toujours la même amplitude. Il est $\sqrt{2}$ fois plus important à la position 2 qu'à la position 1.

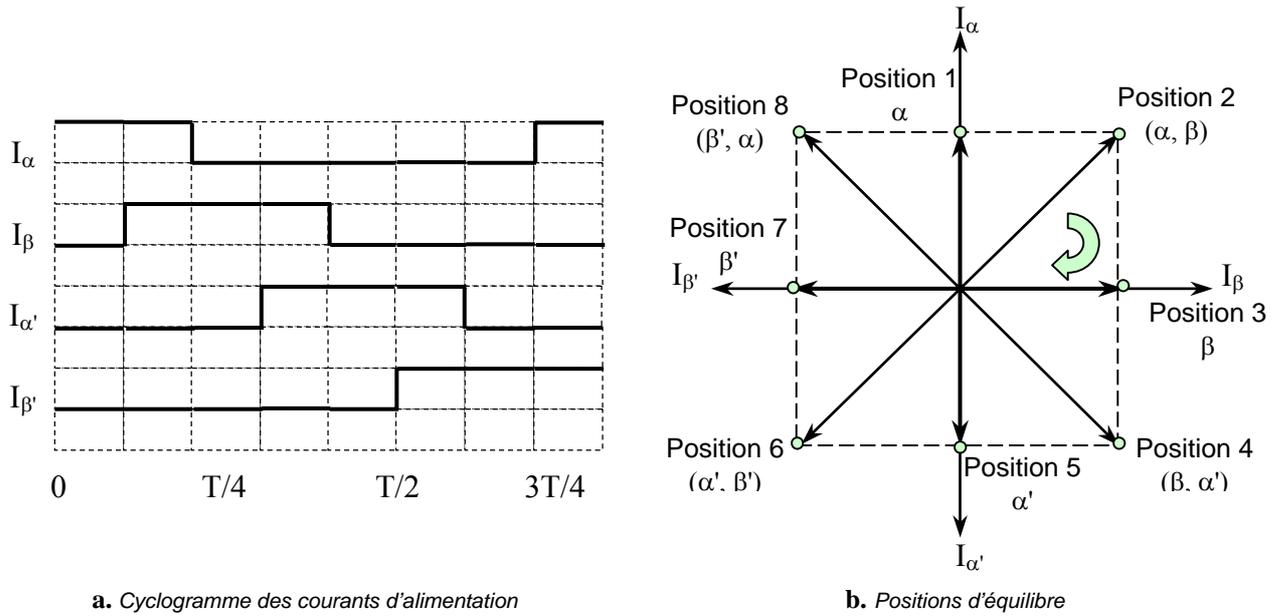


Figure I.16 : Principe d'alimentation en mode 3

I.2.2.2.2. Commande en mode 4

La différence entre ce mode de fonctionnement et le mode 3, présenté précédemment, est que pour obtenir des vecteurs champs d'amplitudes identiques quelle que soit la position, la consigne de courant est multipliée par un facteur $\sqrt{2}$ lorsqu'une seule phase est alimentée. Ce mode permet de conserver les pertes Joule constantes au cours du fonctionnement. Les allures des courants d'alimentation sont, dans ce cas, données par le cyclogramme de la figure I.17.a et les positions d'équilibre correspondantes par la figure I.17.b.

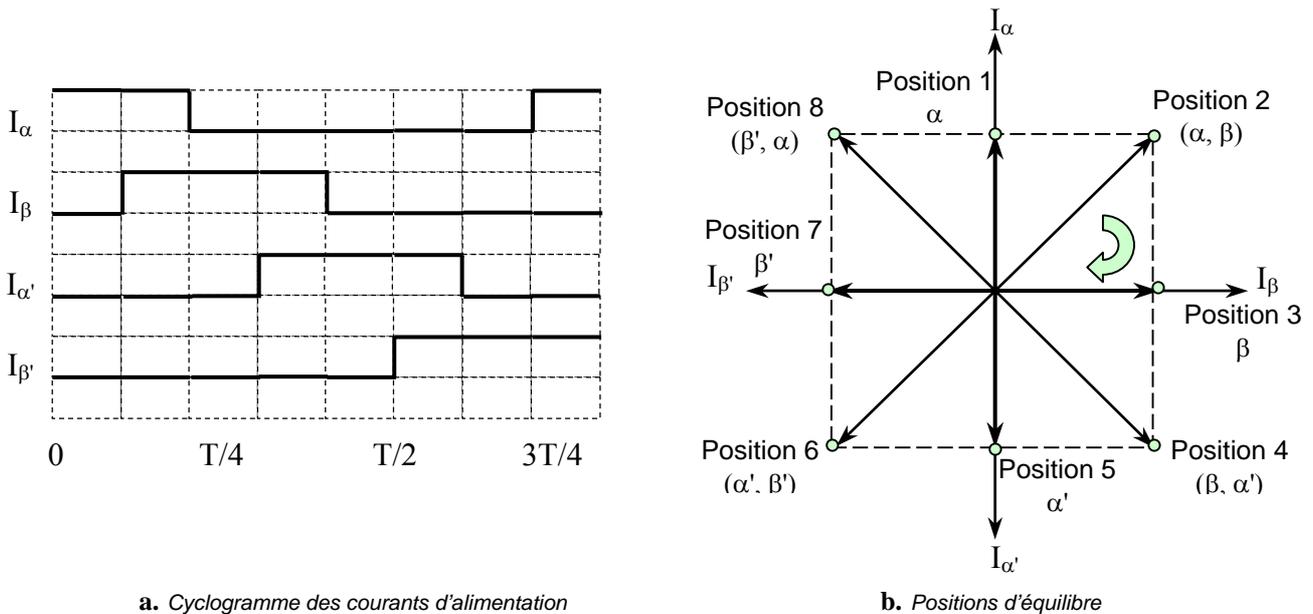


Figure I.17 : Principe d'alimentation en mode 4

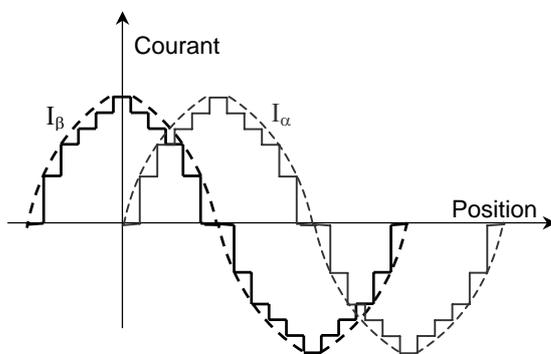
I.2.2.2.3. Commande en mode 5

Pour améliorer substantiellement la résolution angulaire d'un moteur pas à pas par action sur la commande, la technique de pilotage en micropas, par variation de l'amplitude des courants, peut être appliquée [Ben Salah 02 a].

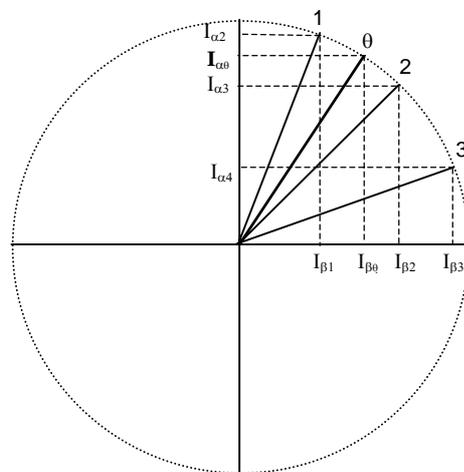
Cette technique de fragmentation de pas consiste à alimenter simultanément deux phases de la machine par deux courants d'amplitudes différentes. Les amplitudes des courants d'alimentation varient séquentiellement en créneaux entraînant ainsi le rotor par fragments de pas [Abignoli 91 b] [Paroz 92] [Lucidarme 93].

Par ce mode d'excitation, la modulation des courants injectés dans les phases statoriques permet de positionner le rotor dans une direction quelconque.

Si les enroulements statoriques du moteur sont alimentés par des niveaux de courant à variations sinusoïdales, figure I.18.a, alors les phases α et β doivent être alimentées simultanément par les courants $I_{\alpha\theta}$ et $I_{\beta\theta}$ afin d'obtenir parmi les n positions celle repérée par θ sur la figure I.18.b [Hans 91].



a. Cyclogramme des courants d'alimentation



b. Positions d'équilibre du champ

Figure I.18: Pilotage par modulation d'amplitude des courants

I.2.3. CONCLUSION

Cette première partie a été consacrée à l'étude de différents types et structures de moteurs pas à pas rotatifs et linéaires ainsi que de différents modes de commande envisageables.

Cette étude a montré que pour générer un mouvement incrémental de translation, le moteur pas à pas linéaire à attaque directe représente une solution intéressante. En effet, cette solution se distingue de celle utilisant un moteur pas à pas rotatif par l'absence d'organe de transmission, réduisant le nombre de composant augmentant ainsi la flexibilité du système [Favre 99], [Favre 00].

Les modes de commande présentés dans cette partie pour des moteurs pas à pas rotatifs peuvent être adoptés et adaptés au cas des structures linéaires.

I.3. POSITION DU PROBLEME

Les performances d'un positionnement utilisant les moteurs pas à pas linéaires dépendent à la fois de la structure retenue, de la stratégie de commande considérée et du système d'alimentation [Ben Salah 97], [Sahraoui 93].

La figure I.19 représente les différents blocs fonctionnels permettant de créer un mouvement de translation.

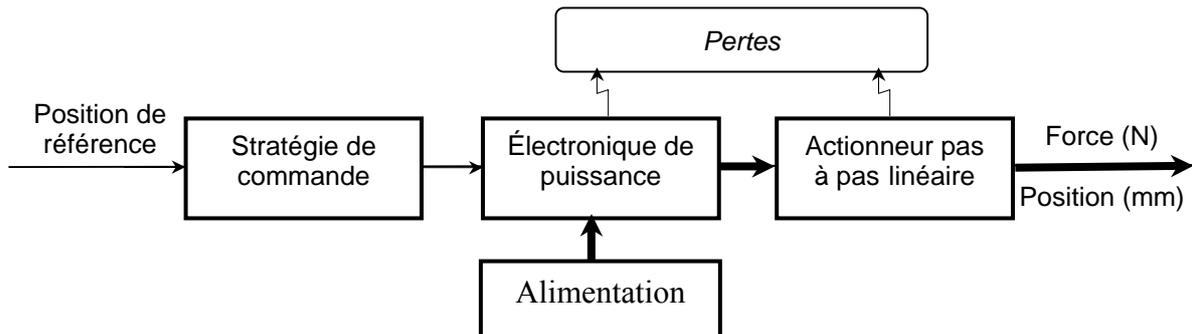


Figure I.19 : Schéma synoptique de la chaîne d'action d'un moteur pas à pas linéaire

La position de référence imposée par l'utilisateur est l'entrée du système global. Le rôle de la stratégie de commande est de conditionner l'alimentation de l'actionneur par action sur l'électronique de puissance afin d'atteindre la position de référence sans avoir recours à un asservissement. Une force de poussée linéaire accompagne le mouvement de translation.

Pour répondre aux exigences du cahier des charges qui impose un déplacement linéaire au pas de 2,54mm avec une force de démarrage de 20N, une structure de moteur pas à pas linéaire est dimensionnée dans ce qui suit.

La comparaison des différentes technologies de moteurs pas à pas linéaires nous a amené à choisir la structure réluctante qui se distingue de la structure polarisée par l'absence d'aimants permanents et donc par un coût de fabrication moins élevé. Par ailleurs dans la gamme des actionneurs pas à pas linéaires réluctants, la variante tubulaire semble être la plus intéressante grâce à son effort radial théoriquement nul réduisant l'effort développé par la machine à la seule force de translation utile pour le déplacement.

Un prototype conçu, dimensionné et réalisé permettra de mener l'étude de la validation de différents modèles construits pour l'actionneur considéré et de mettre en oeuvre et de tester l'efficacité de diverses stratégies de commande élaborées.

I.4. CONCEPTION D'UN PROTOTYPE DE MOTEUR PAS A PAS LINEAIRE TUBULAIRE A RELUCTANCE VARIABLE

Après avoir présenté les différentes structures et modes de commande possibles pour les moteurs pas à pas, nous allons maintenant nous intéresser à l'étape de conception de l'actionneur.

Le concepteur d'actionneur électrique est conduit à faire des choix décisifs dès le départ de la phase de conception. Il a notamment la responsabilité de choisir la structure de base de son actionneur à partir de ses connaissances et des équipements existants. Ensuite, il lui faut encore choisir ses outils de dimensionnement et de modélisation.

I.4.1. PRINCIPALES APPROCHES DE DIMENSIONNEMENT

Une étape primordiale dans la conception des machines électriques est l'étape de modélisation. Parmi les nombreux types de modèles existant pour les machines électriques, on distingue: les circuits électriques équivalents, les bond-graphs, les réseaux de réluctances et les éléments finis. Pour l'étude de leur comportement électromagnétique, les deux derniers modèles sont les plus fins et semblent être les plus adéquats [Li 94], [Delforge 95], [Wang 98], [Sauvey 00].

I.4.1.1. Méthodes basées sur les réseaux de réluctances

De nombreux dispositifs électromagnétiques peuvent être modélisés par des réseaux de réluctances. Cette représentation se base sur l'analogie qui existe entre les équations électriques et magnétiques. Chaque tube de flux magnétique est modélisé par une réluctance, \mathcal{R} , qui traduit la difficulté rencontrée par le flux magnétique à s'établir dans le circuit magnétique, figure I.20. La distribution des flux dans le circuit magnétique est régie par les équations de Kirshoff [Jufer 95].

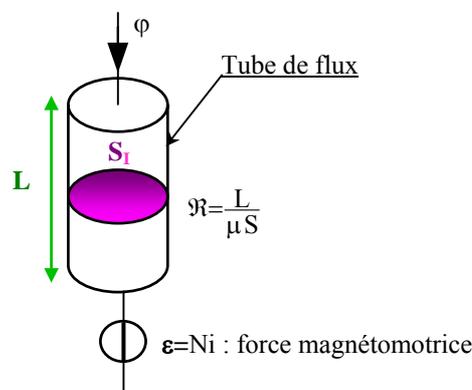


Figure I.20 : Modélisation d'un tube de flux par réluctance

Les réseaux de réductances permettent de déterminer les flux magnétiques traversant le circuit équivalent puis les forces qui en découlent. Ce type de modèle est très largement utilisé car sa résolution est basée sur des relations analytiques pouvant être rapidement résolues manuellement ou avec des outils informatiques classiques. Il faut noter cependant que la modélisation par réseaux de réductances induit une simplification du circuit magnétique réel [Haouara 98], [Roisse 98], [Sofiane 01].

I.4.1.2. Méthode des éléments finis

Appliquée à la conception des structures électromagnétiques, la méthode des éléments finis est devenue un outil très répandu. Elle consiste à chercher une solution approchée à partir d'une discrétisation du domaine d'étude sur lequel les équations de Maxwell sont résolues.

Cette méthode permet de déterminer un champ scalaire ou vectoriel ou même tensoriel satisfaisant à un ensemble d'équations aux dérivées partielles et d'équations ordinaires en tout point du domaine d'étude et à tout instant, tout en respectant les conditions aux limites.

Si le temps n'apparaît pas comme variable dans la formulation, ce dernier est dit stationnaire, sinon c'est un problème d'évolution [Sabonnadière 93].

Le domaine, dans lequel est effectuée la simulation, est décomposé en éléments sur lesquels sont construites des solutions approchées dont les inconnues sont les valeurs de la solution en un ensemble de points finis qui sont les nœuds de la discrétisation. Sur chaque point est calculé un potentiel, figure I.21 [Reece 00].

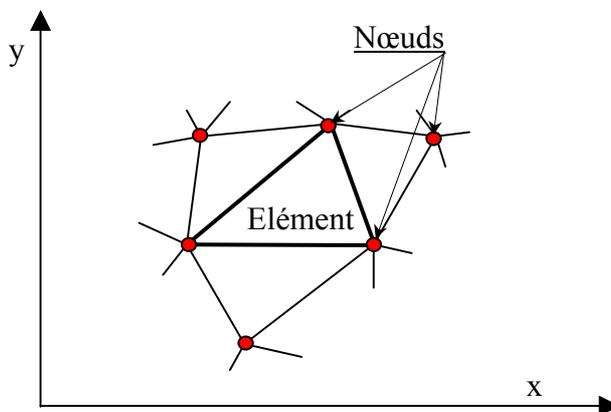


Figure I.21 : Discrétisation par éléments finis en deux dimensions

Une simulation réaliste peut exiger des dizaines de milliers de nœuds et d'éléments. Les systèmes à résoudre sont donc de grande dimension et nécessitent généralement un temps de résolution important par comparaison aux modèles basés sur les réseaux de réductances. Bien que la méthode des éléments finis se distingue par la grande précision de ses résultats, elle nécessite une géométrie initiale ce qui la rend mal adaptée au problème de dimensionnement sans à priori.

I.4.1.3. Conclusion

La modélisation analytique basée sur l'utilisation des réseaux de réductances constitue une bonne méthode permettant le dimensionnement rapide des machines électriques, alors que la modélisation numérique utilisant la méthode des éléments finis est parfaitement adaptée à la résolution des problèmes de conception fine et à l'estimation avec précision des performances des structures électromagnétiques. Nous nous proposons donc de construire un premier modèle par la méthode des réseaux de réductances avec pour objectif d'obtenir les principales dimensions d'un prototype.

I.4.2. DIMENSIONNEMENT D'UN PROTOTYPE DE MOTEUR PAS A PAS LINEAIRE PAR LA METHODE DES RESEAUX DE RELUCTANCES

Le choix des dimensions d'une machine électrique est une opération de synthèse des aspects techniques et économiques. Les données sont à la fois de nature électrique (tension, courant...) et mécanique (force, puissance, déplacement, vitesse...) [Schoorens 82], [Abignoli 91 b].

I.4.2.1. Approche de dimensionnement

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

I.4.2.1.1. Modélisation par réseaux de réductances

La modélisation des systèmes électromagnétiques par des réseaux de réductances est basée sur une décomposition du domaine étudié en tubes de flux magnétiques. Chaque tube est caractérisé par une réductance \mathfrak{R} et une différence de potentiel magnétique scalaire ε entre ses extrémités.

Caractérisation d'un tube de flux magnétiques

Un tube de flux magnétique est défini par l'ensemble des lignes d'induction d'une part, s'appuyant sur un contour fermé C et d'autre part limitées par deux sections S_A et S_B perpendiculaires aux lignes d'induction, figure I.22.

Le théorème de conservation du flux à travers la surface fermée (S) du tube de flux limité par les sections S_A et S_B , appliqué à une section S quelconque du tube de flux permet d'écrire [Desesquelles 88]:

$$\varphi = \int_{S_A} \vec{B}_{SA} \cdot \vec{dS}_A = \int_{S_B} \vec{B}_{SB} \cdot \vec{dS}_B = \int_S \vec{B}_S \cdot \vec{dS} \quad (I.1)$$

Définition du potentiel magnétique scalaire

Si les surfaces S_A et S_B sont perpendiculaires aux lignes de champ d'induction, elles constituent des surfaces équipotentielles. La différence de potentiel magnétique ε_{AB} entre les deux surfaces s'obtient par intégration de la circulation du champ magnétique \vec{H} sur une ligne joignant un point de la surface S_A à un point de la surface S_B , elle est alors donnée par :

$$\varepsilon_{AB} = \varepsilon_B - \varepsilon_A = \int_A^B \vec{H} \cdot \vec{dl} \quad (I.2)$$

ε_A et ε_B étant les potentiels magnétiques des surfaces S_A et S_B dits aussi solénations [Jufer 95], ils représentant les courants résultants créant le champ magnétique en A et en B. En considérant N spires traversées par une densité surfacique de courant \vec{J} , concentriques au circuit magnétique, le théorème de Stokes appliqué à l'équation de Maxwell liant le vecteur champ magnétique à la densité de courant dans un domaine quasi statique est donné par :

$$\text{rot}(\vec{H}) = \vec{J} \quad (I.3)$$

Le potentiel magnétique peut ainsi être écrit sous la forme suivante :

$$\varepsilon = \oint_C \vec{H} \cdot \vec{dl} = N \int_{S_c} \vec{J} \cdot \vec{ds} = Ni \quad (I.4)$$

C étant un contour fermé décrit par une ligne de champ, S_c la section d'un conducteur et Ni représente les Ampères-tours d'alimentation.

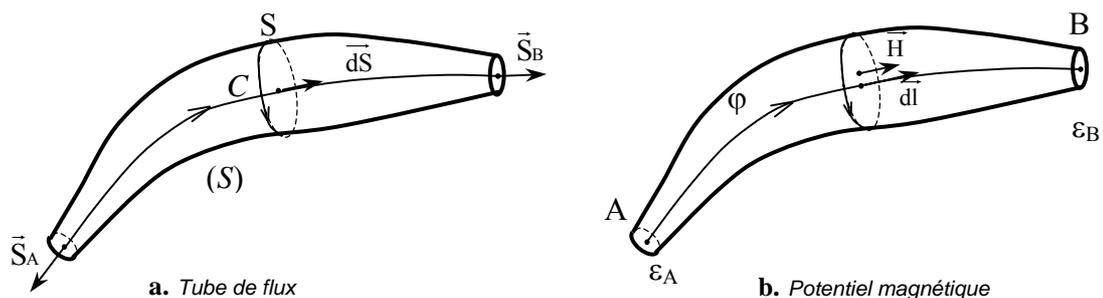


Figure I.22 : Flux et potentiel magnétiques

Réductance magnétique

La réductance d'un tube de flux limité par les surfaces S_A et S_B est la quantité positive définie par :

$$\mathfrak{R} = \left| \frac{\varepsilon_B - \varepsilon_A}{\varphi} \right| \quad (I.5)$$

En supposant les diverses orientations choisies pour donner directement une quantité positive, l'expression I.5 devient :

$$\mathfrak{R} = \frac{\int_A^B \vec{H} \cdot d\vec{l}}{\int_S \vec{B} \cdot d\vec{s}} \quad (I.6)$$

En supposant le tube de flux suffisamment étroit, la ligne moyenne AB de la figure I.22 peut être considérée, elle-même comme ligne de champ de sorte que :

$$\vec{H} \cdot d\vec{l} = H \cdot dl \quad (I.7)$$

Le flux d'induction à travers la section S du tube de flux peut être exprimé à partir de l'induction moyenne \bar{B} par :

$$\varphi = \int_S \vec{B} \cdot d\vec{s} = \bar{B} \cdot S \quad (I.8)$$

De plus pour une section S supposée petite, \vec{H} peut être assimilé à un champ moyen, de ce fait son module est lié à l'induction magnétique moyenne \bar{B} par :

$$\bar{B} = \mu \cdot \bar{H} \quad (I.9)$$

μ étant la perméabilité magnétique moyenne du tube de champ.

D'après les équations I.6, I.7, I.8 et I.9 l'expression de la réductance devient :

$$\mathfrak{R} = \int_A^B \frac{dl}{\mu \cdot S} \quad (I.10)$$

où μ et S peuvent dépendre de l'abscisse curviligne dl sur AB.

La réductance du tube de flux, exprimée en Henry⁻¹, ne dépend donc que de la géométrie du circuit magnétique et de sa perméabilité. Par ailleurs, il est clair que le calcul de la réductance est plus aisé si la perméabilité magnétique est constante ce qui est le cas des milieux linéaires tels que les entrefers des machines.

I.4.2.1.2. Calcul de force

La force statique développée par un moteur pas à pas linéaire résulte de la transformation d'une partie de l'énergie électrique absorbée par la machine en énergie

mécanique. Cette transformation, est généralement accompagnée de pertes Joule occasionnant des échauffements.

Bilan énergétique

Un bilan énergétique ne faisant intervenir que les formes d'énergies électriques, mécaniques et thermiques est généralement déséquilibré en particulier en régime transitoire. Ainsi, il est nécessaire de faire apparaître une quatrième forme d'énergie associée à la conversion électromécanique qui est l'énergie magnétique.

Dans [Jufer 95], est présentée une justification intuitive de l'existence d'une telle forme d'énergie qui se situe essentiellement au niveau de l'entrefer et qui apparaît indispensable à l'interaction électromagnétique entre partie fixe et partie mobile.

La figure I.23 illustre le principe d'une conversion électromécanique où dW_{el} , dW_{mag} , dW_{Joule} et dW_{mec} désignent respectivement des variations d'énergies électrique, magnétique, thermique et mécanique.

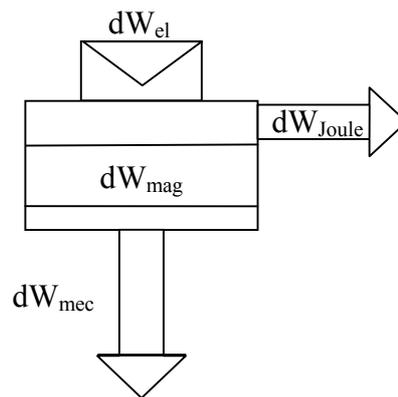


Figure I.23 : Conversion électromécanique

La conversion électromécanique peut alors se traduire par un bilan énergétique décrit par l'équation I.11 :

$$dW_{el} = dW_{mec} + dW_{Joule} + dW_{mag} \quad (I.11)$$

A partir de l'équation matricielle suivante qui régit le comportement électrique des phases de la machine, il est possible de déterminer les expressions des différentes formes de puissances mises en jeu au cours de la transformation énergétique décrite par l'équation (I.11) :

$$[u] = [r] [i] + \frac{d}{dt} [\phi] \quad (I.12)$$

avec :

$[\phi]$: vecteur des flux totalisés dans chaque phase,

$[i]$: vecteur des courants,

$[u]$: vecteur des tensions,

$[r]$: matrice diagonale des résistances de phases.

Ainsi, la puissance totale fournie à la machine par les sources de puissance électrique est donnée par [Mailfert 86]:

$$[i]^t [u] = [i]^t [r] [i] + [i]^t \frac{d}{dt} [\phi] \quad (I.13)$$

Cette puissance est donc répartie:

- en pertes Joules, P_{Joule} dissipées dans les conducteurs :

$$P_{\text{Joule}} = [i]^t [r] [i] \quad (I.14)$$

- en variation d'énergie magnétique emmagasinée dans la machine $\frac{dW_{\text{mag}}}{dt}$,
- et en puissance mécanique, P_{mec} , fournie à l'extérieur, au moyen du travail de la force électromagnétique F_z au cours d'un déplacement dz :

$$P_{\text{mec}} = F_z \frac{dz}{dt} \quad (I.15)$$

Les équations I.13, I.14 et I.15 permettent d'évaluer le travail de la force électromagnétique :

$$P_{\text{mec}} = F_z \frac{dz}{dt} = [i]^t \frac{d}{dt} [\phi] - \frac{dW_{\text{mag}}}{dt} \quad (I.16)$$

ou sous forme variationnelle :

$$F_z \partial z = [i]^t [\partial \phi] - \partial W_{\text{mag}} \quad (I.17)$$

Effort statique

Soit ∂z un déplacement infinitésimal effectué virtuellement. Il est possible de déterminer la force électromagnétique développée par une machine en translation à partir d'une variation d'énergie sur une variation de position [Hammond 86]:

- à flux $[\phi]$ constants par :

$$F_z = \left(- \frac{\partial W_{\text{mag}}}{\partial z} \right)_{[\phi] = \text{cst}} \quad (I.18)$$

- ou à courants $[i]$ constants par :

$$F_z = \left(\frac{\partial \left([i]^t [\phi] - W_{\text{mag}} \right)}{\partial z} \right)_{[i]=\text{cst}} \quad (\text{I.19})$$

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

Coénergie magnétique

La quantité $\left([i]^t [\phi] - W_{\text{mag}} \right) = W_c$ de la relation I.19 est généralement appelée coénergie [Meunier 81], [Mailfert 86]. Elle constitue une forme virtuelle d'énergie plus facile à exploiter que l'énergie magnétique, vu que dans une machine électrique, il est plus aisé de fixer le courant que d'imposer les flux.

D'après l'équation I.16, pour un système au repos, la variation d'énergie magnétique peut s'écrire sous la forme :

$$dW_{\text{mag}} = [i]^t [d\phi] \quad (\text{I.20})$$

Si un bobinage de N spires est associé au système électromagnétique, les équations I.4 et I.20 permettent d'exprimer la variation d'énergie magnétique en fonction de la force magnétomotrice ε et de la variation du flux magnétique par spire $d\phi$, comme le montre l'équation I.21 :

$$dW_{\text{mag}} = N [i]^t [d\phi] = [\varepsilon]^t [d\phi] \quad (\text{I.21})$$

A partir de l'expression de la coénergie et de l'équation I.21, il vient l'expression suivante valable pour un système quelconque :

$$W_c + W_{\text{mag}} = [i]^t [\phi] = [\varepsilon]^t [\varphi] \quad (\text{I.22})$$

La figure I.24 illustre la répartition de l'énergie et de la coénergie dans un plan (ε, φ) pour un cas non linéaire.

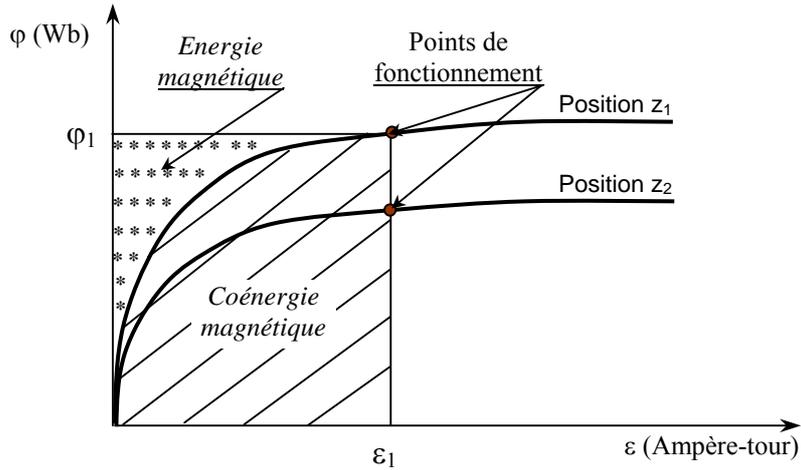


Figure I.24 : Energie et coénergie magnétiques.
Cas non linéaire

D'après la figure I.24, pour un système au repos, l'énergie et la coénergie magnétiques peuvent se calculer à partir des relations :

$$W_{\text{mag}} = \int_0^{\phi_1} \epsilon \cdot d\phi \quad (\text{I.23})$$

$$W_c = \int_0^{\epsilon_1} \phi \cdot d\epsilon \quad (\text{I.24})$$

Si le circuit magnétique considéré est composé d'un ensemble de ré reluctances \mathfrak{R}_i traversées par des flux magnétiques ϕ_i présentant des forces magnétomotrices entre leurs bornes ϵ_i , alors cette variation de coénergie peut s'écrire sous la forme d'une somme [Hecquet 95]:

$$W_c = \sum_i \int_0^{\epsilon_i} \phi_i \cdot d\epsilon = \sum_i \int_0^{\epsilon_i} \frac{\epsilon}{\mathfrak{R}_i} \cdot d\epsilon \quad (\text{I.25})$$

Le réseau de ré reluctances modélisant un système électromagnétique est généralement composé de ré reluctances de fer $\mathfrak{R}_{\text{fer}}$, de ré reluctances de fuite $\mathfrak{R}_{\text{fuite}}$ et de ré reluctances d'entrefer \mathfrak{R}_{ef} auxquelles peuvent être associées des perméances de mêmes natures données par :

$$\mathfrak{R}_i = \frac{1}{\mathcal{P}_i} \quad (\text{I.26})$$

Ainsi, l'équation I.25 devient :

$$W_c = \sum_{\text{fer}} \int_0^{\epsilon_{\text{fer}}} \mathcal{P}_{\text{fer}} \cdot \epsilon \cdot d\epsilon + \sum_{\text{fuite}} \int_0^{\epsilon_{\text{fuit}}} \mathcal{P}_{\text{fuit}} \cdot \epsilon \cdot d\epsilon + \sum_{\text{entrefer}} \int_0^{\epsilon_{\text{ef}}} \mathcal{P}_{\text{ef}} \cdot \epsilon \cdot d\epsilon \quad (\text{I.27})$$

D'après l'équation I.19, la force développée par la machine modélisée peut être déterminée en dérivant la variation de coénergie par rapport au déplacement à courant constant, par conséquent le calcul de force revient à résoudre l'équation I.28.

$$F_z = \frac{\partial W_c}{\partial Z} \Big|_{Ni=cste} = \frac{\partial}{\partial Z} \sum_{\text{fer}} \left(\int_0^{\varepsilon_{\text{fer}}} \mathcal{P}_{\text{fer}} \cdot \varepsilon \, d\varepsilon \right) \Big|_{Ni=cste} + \frac{\partial}{\partial Z} \sum_{\text{fuite}} \left(\int_0^{\varepsilon_{\text{fuit}}} \mathcal{P}_{\text{fuit}} \cdot \varepsilon \, d\varepsilon \right) \Big|_{Ni=cste} + \frac{\partial}{\partial Z} \sum_{\text{ef}} \left(\int_0^{\varepsilon_{\text{ef}}} \mathcal{P}_{\text{ef}} \cdot \varepsilon \, d\varepsilon \right) \Big|_{Ni=cste} \quad (\text{I.28})$$

Pour un déplacement infinitésimal Δz de la partie mobile, la valeur moyenne de la force développée par la machine peut être calculée à partir d'une différence finie donnée par :

$$F_z = \frac{\Delta W_c}{\Delta Z} \Big|_{Ni=cste} \quad (\text{I.29})$$

En prenant comme hypothèse que la force magnétomotrice aux bornes de chaque élément du circuit magnétique reste constante au cours du déplacement, la contribution du fer à la création de la variation de coénergie peut être considérée nulle.

Si en plus de ces hypothèses, la perméance de fuites est constante au cours du déplacement, alors les phénomènes d'entrefer sont prépondérants et la variation de coénergie se situe principalement au niveau de l'entrefer correspondant à une zone purement linéaire. Dans ce cas, la force magnétomotrice d'entrefer porte l'information sur l'état global de saturation de la machine. L'équation I.30 peut ainsi être utilisée pour le calcul de la force développée par la machine :

$$F_z = \frac{1}{2} \sum_{\text{entrefer}} \varepsilon_{\text{ef}}^2 \frac{\Delta \mathcal{P}_{\text{ef}}}{\Delta Z} \quad (\text{I.30})$$

Pour déterminer la force, il suffit de sommer les contributions des réluctances d'entrefer. Cette relation reste valable quelque soit l'état de saturation de la machine, c'est la force magnétomotrice ε_{ef} qui varie en fonction de l'état de saturation [El Amraoui 01 b].

Cas linéaire

Dans le cas d'un fonctionnement en régime linéaire, les réluctances des tubes de flux sont indépendantes du courant. L'évolution de la caractéristique de flux magnétique en fonction de la force magnétomotrice est représentée sur la figure I.25.

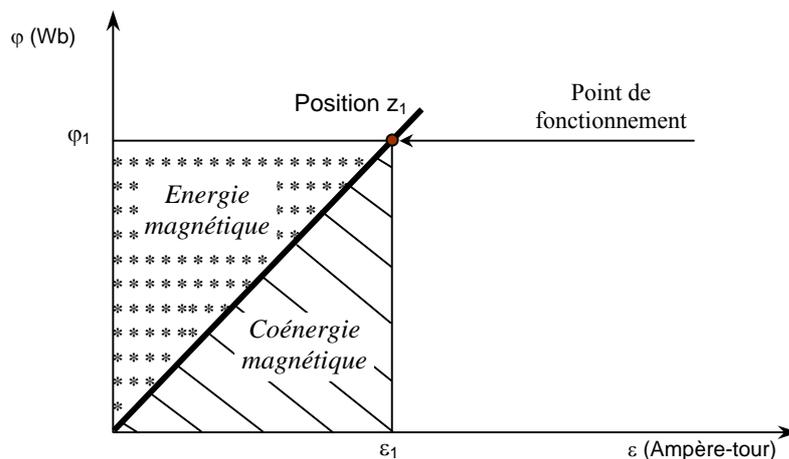


Figure I.25 : Energie et coénergie magnétiques cas linéaire

Cette caractéristique, linéaire, divise la partie du plan limitée par les droites d'équations $\Phi = \Phi_1$; $\epsilon = \epsilon_1$ et les axes ϵ et Φ en deux triangles semblables se traduisant par une égalité entre l'énergie et la coénergie magnétiques. L'équation I.22 permet ainsi d'établir les relations :

$$W_{\text{mag}}(i, z) = W_c(i, z) = \frac{1}{2} \Phi \epsilon = \frac{1}{2} \Phi i \quad (\text{I.31})$$

Suivant les variables identifiées, l'équation (I.31) peut prendre différentes formes en fonction de la réluctance du circuit magnétique \mathfrak{R} ou de sa perméance \mathcal{P} ou alors de son inductance. Par définition, l'inductance L est donnée par :

$$L i = \Phi = N \phi \quad (\text{I.32})$$

Comme $\mathfrak{R} \phi = N i$ pour un système à une seule phase alors, l'inductance peut être donnée par :

$$L = \frac{N^2}{\mathfrak{R}} \quad (\text{I.33})$$

Il vient :

$$W_{\text{mag}}(\epsilon, z) = \frac{1}{2} \mathcal{P}(z) \epsilon^2 \quad (\text{I.34})$$

$$W_{\text{mag}}(\Phi, z) = \frac{1}{2} \mathfrak{R}(z) \Phi^2 \quad (\text{I.35})$$

$$W_{\text{mag}}(i, z) = \frac{1}{2} L(z) i^2 \quad (\text{I.36})$$

La force en régime linéaire peut ainsi être déterminée à partir de la dérivée de l'une des équations I.34, I.35 ou I.36 par rapport au déplacement [Faucher 81]:

$$F(\varepsilon, z) = \frac{1}{2} \frac{\partial \mathcal{P}(z)}{\partial z} \varepsilon^2 \Big|_{N_i = \text{cste}} \quad (\text{I.37})$$

$$F(\varphi, z) = \frac{1}{2} \frac{\partial \mathcal{R}(z)}{\partial z} \varphi^2 \Big|_{\varphi = \text{cste}} \quad (\text{I.38})$$

$$F(i, z) = \frac{1}{2} \frac{\partial \mathcal{L}(z)}{\partial z} i^2 \Big|_{i = \text{cste}} \quad (\text{I.39})$$

Cette partie nous a permis d'établir les relations de bases permettant le calcul de la grandeur de sortie de notre actionneur, la force de poussée.

I.4.2.2. Détermination des caractéristiques de construction

La structure retenue est linéaire réluctante tubulaire et à stator extérieur et, la disposition générale de l'actionneur pratiquement définie ; il reste à choisir la denture, le nombre de phases et la forme générale de la machine.

I.4.2.2.1. Disposition générale

Un actionneur linéaire réluctant tubulaire comprend essentiellement [Schoorens 82]:

- une tige mobile cylindrique dont la longueur dépend de la course imposée et sur laquelle sont usinées des gorges régulièrement espacées de façon à créer une succession de dents annulaires de pas dentaire, noté λ_{mobile} ,
- n modules stator placés autour de la tige mobile et régulièrement espacés, séparés par des anneaux amagnétiques. Chaque module stator comporte un bobinage et un circuit magnétique présentant deux plots formant les dents statoriques de l'actionneur qui sont situées de part et d'autre du bobinage avec un pas dentaire, noté λ_{stator} . La figure I.26 présente une coupe d'un tel actionneur.

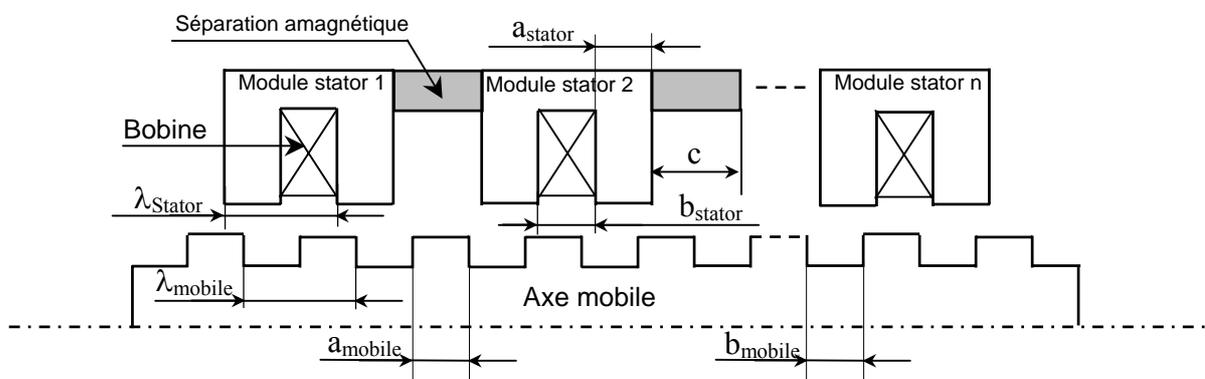


Figure I.26 : Demi-coupe schématique d'un actionneur linéaire tubulaire à réluctance variable à n modules stator

I.4.2.2.2. Choix de la denture

Le taux de recouvrement entre les dents du stator et celles de l'axe mobile détermine l'effet réductant de la machine. En effet, un recouvrement total correspond à une position des dents alignées pour laquelle le flux et la perméance sont maximaux, alors qu'un recouvrement nul correspond à une position de quinconce pour laquelle le flux et la perméance sont minimaux.

La position alignée correspond à un état d'équilibre stable caractérisé par le fait que la partie mobile se maintient dans cette position lorsqu'elle est soumise à une perturbation, alors que la position de quinconce correspond à un état d'équilibre instable, la partie mobile tendant à quitter cette position dès qu'elle est soumise à une perturbation.

Entre une position alignée et une position de quinconce, la perméance évolue en fonction de la forme des dents et de l'état magnétique du circuit. En première approximation, nous supposons une variation sinusoïdale de la perméance entre sa valeur maximale et sa valeur minimale.

Avec cette hypothèse d'évolution sinusoïdale, la perméance du circuit magnétique peut s'écrire sous la forme [Ben Amor 99]:

$$\mathcal{P}(z) = \mathcal{P}_{\text{moy}} + \frac{\mathcal{P}_{\text{max}} - \mathcal{P}_{\text{min}}}{2} \cos\left(\frac{2\pi z}{\lambda}\right) \quad (\text{I.40})$$

où z est un déplacement axial périodique de période λ , \mathcal{P}_{moy} la perméance moyenne du circuit magnétique, \mathcal{P}_{max} sa perméance maximale et \mathcal{P}_{min} sa perméance minimale. Ainsi, d'après l'équation I.29, la force de poussée peut se mettre sous la forme:

$$F(z) = -\frac{\mathcal{P}_{\text{max}} - \mathcal{P}_{\text{min}}}{2\lambda} \pi \cdot \sin\left(\frac{2\pi z}{\lambda}\right) \cdot \varepsilon^2 \quad (\text{I.41})$$

Les évolutions de la perméance et de la force statique en fonction de la position du mobile sont présentées sur la figure I.27.

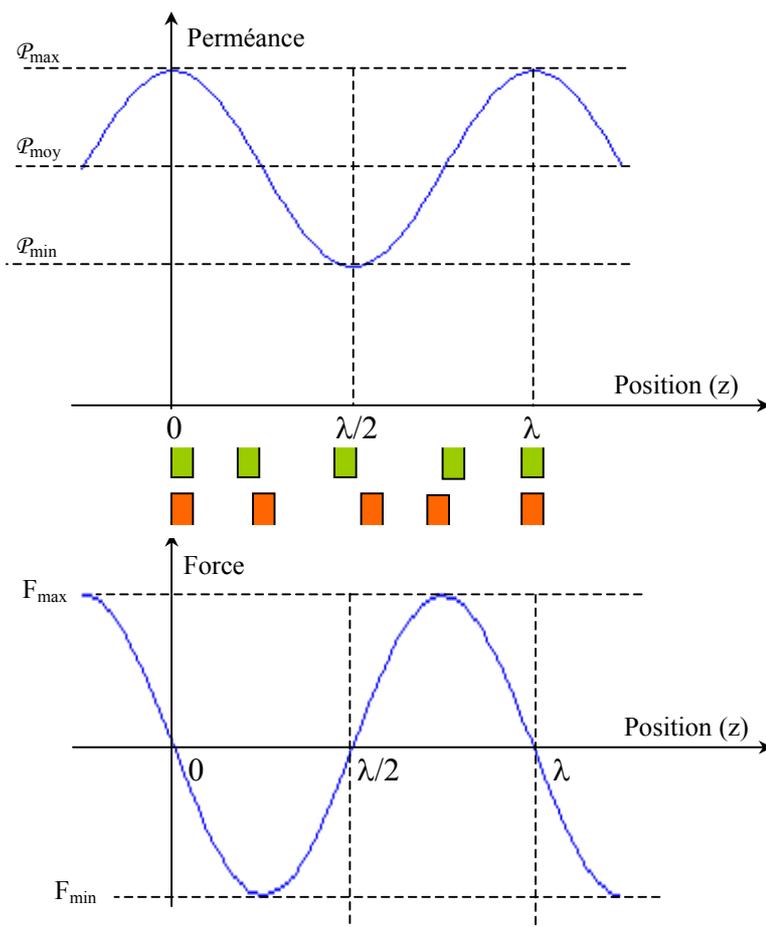


Figure I.27 : Variations de la perméance et de la force en fonction de la position

Le choix de la largeur et de la répartition des dents de l'actionneur aussi bien au niveau du mobile que du stator doit absolument assurer la réversibilité et la régularité du fonctionnement en mode pas à pas. Ceci est garanti par le choix de pas dentaires égaux et de mêmes largeurs de dents et d'encoches pour le mobile et les modules stator. L'évolution de la caractéristique de force statique développée par l'actionneur, en fonction de la position du mobile est dans ce cas périodique et avec la période la plus courte possible.

En effet, l'inégalité des pas dentaires et/ou des largeurs de dents et d'encoches au niveau des modules stator et/ou du mobile, figure I.28, crée des paliers de perméance autour des positions d'équilibre induisant des zones mortes sur la caractéristique de force statique, sur lesquelles la partie mobile peut se déplacer librement, pratiquement sans effort, ceci altère considérablement la précision de positionnement de l'actionneur et allonge sa période de fonctionnement.

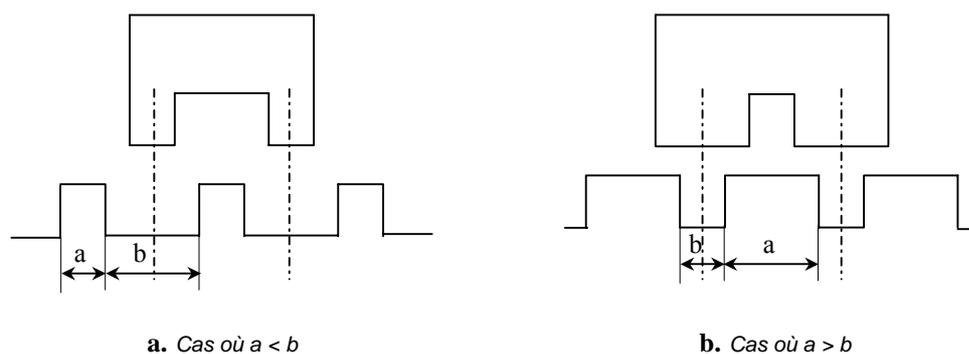


Figure I.28 : Module élémentaire de l'actionneur

Ainsi la structure qui nous semble la plus intéressante et que nous retenons est celle présentant le même pas dentaire au niveau du mobile et des modules stator ainsi que la même largeur de dents et d'encoches :

$$\lambda_{\text{mobile}} = \lambda_{\text{stator}} = \lambda \quad (\text{I.42})$$

$$a_{\text{mobile}} = a_{\text{stator}} = a = b_{\text{mobile}} = b_{\text{stator}} = b \quad (\text{I.43})$$

I.4.2.2.3. Choix du nombre de modules stator

Pour un pas dentaire donné, plus le nombre de modules stator est grand, plus le fonctionnement de la machine est précis, mais plus la machine est longue et sa commande est complexe. Dans tous les cas, un démarrage sans ambiguïté et une inversion du sens de déplacement sont impérativement exigés.

Pour assurer la périodicité du mouvement, les caractéristiques des forces développées par les n phases de la machine doivent être décalées dans le plan du mouvement de la fraction λ/n .

Les différentes possibilités en nombre de modules stator sont scrutées afin de déterminer une configuration convenable.

Cas d'un seul module

Une structure à module stator unique est couramment utilisée pour les électroaimants ; cependant, cette structure est incapable d'entretenir un mouvement continu en pas à pas. En effet, l'alimentation du module stator ne permet au mobile d'acquérir qu'une seule position d'équilibre, le retour étant souvent effectué par un ressort.

Cas de deux modules

Si deux modules stator sont utilisés, ils sont magnétiquement décalés entre eux de $\lambda/2+k\lambda$. Les caractéristiques de l'effort statique développé par chacun des deux modules alimentés séparément sont représentées sur la figure I.29.

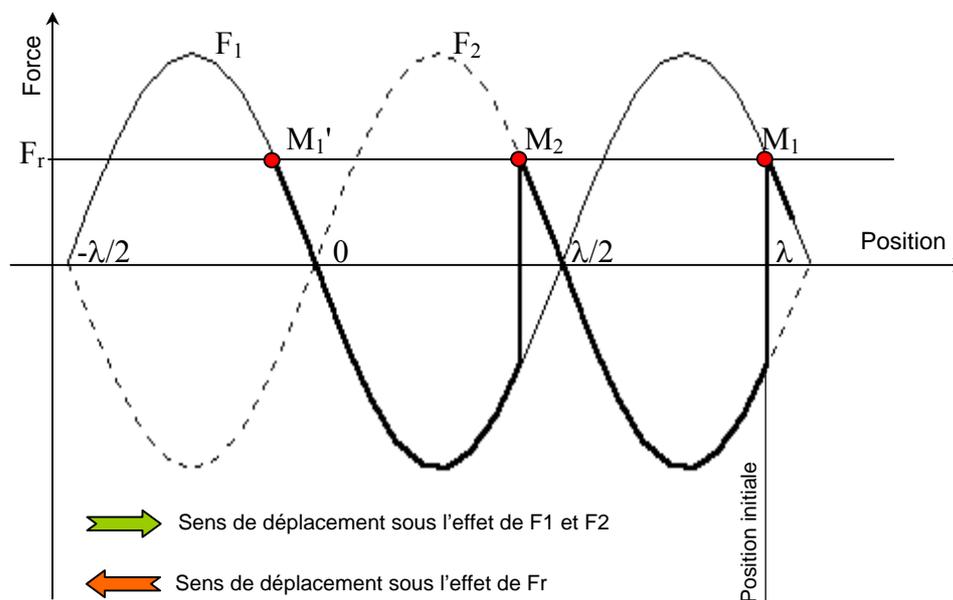


Figure I.29 : Caractéristiques statiques pour une structure à deux phases

Sous l'action d'un effort résistant F_r , la première phase alimentée maintient le mobile en position d'équilibre stable à la position M_1 . Si le courant d'alimentation de la première phase est coupé, et si la seconde est alimentée, l'effort développé par la seconde phase F_2 est négatif et agit dans le même sens que l'effort résistant. Ensuite, le mobile s'arrête sur une deuxième position d'équilibre, désignée par M_2 et décalée de $\lambda/2$ par rapport à la première M_1 . L'alimentation de nouveau de la première phase du stator ne peut développer qu'un effort F_1 négatif imposant encore une fois au mobile de se déplacer jusqu'à la position stable repérée par M_1' dans le sens de l'effort résistant. Ainsi, quelle que soit la commande et bien que des positions d'équilibre stable soient atteintes, le mouvement ne peut se faire que dans le sens de l'effort résistant. Une telle machine ne peut donc pas produire un mouvement bidirectionnel.

Cas de trois modules

La figure I.30 présente les caractéristiques statiques de forces F_1 , F_2 et F_3 développées par une structure à trois modules stator agissant séparément. La force correspondant à l'intersection de deux courbes d'efforts statiques développés par deux phases consécutives de l'actionneur peut être considérée comme la force nominale F_{nom} de l'actionneur. En effet, en

appliquant un effort résistant F_{r1} , inférieur à F_{nom} , quand la phase 1 est alimentée, la position d'équilibre stable est en M_1 . Si la deuxième phase est alimentée après coupure de la première, la force F_2 est supérieure à F_{r1} , elle amène donc le mobile à la position stable M_2 . Quand la phase 3 est alimentée à son tour, elle amène le mobile en M_3 et ainsi de suite. La séquence d'alimentation dans l'ordre 1, 3, 2, permet de déplacer la tige en sens inverse de M_1 en M_3' puis en M_2' . A chaque commutation, le déplacement mécanique est de $\lambda/3$.

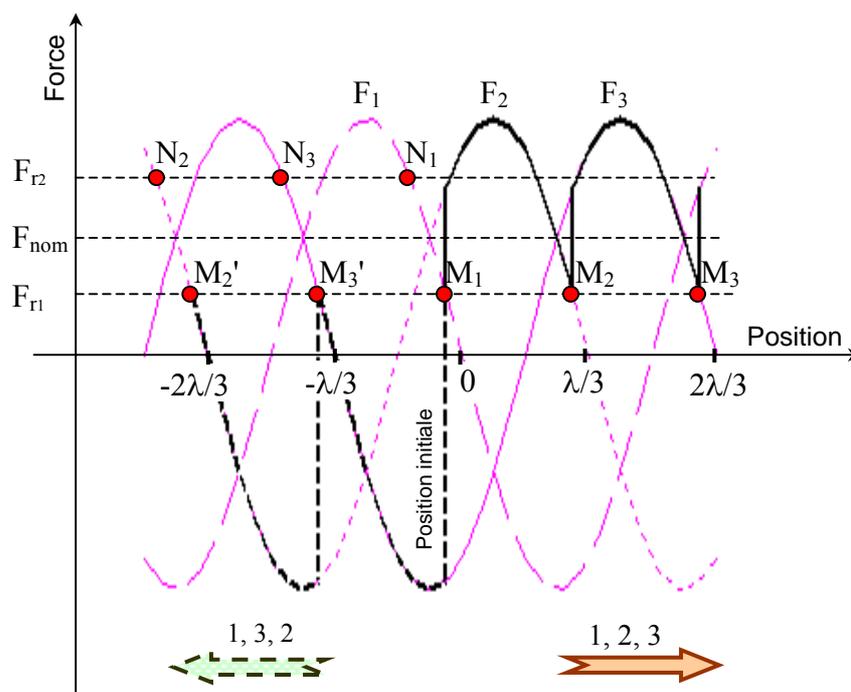


Figure I.30 : Caractéristiques statiques pour une structure à trois phases

Si l'effort résistant F_{r2} appliqué est supérieur à F_{nom} , lorsque la phase 1 est excitée, la position d'équilibre est N_1 . Si la phase 2 est alimentée après coupure de l'alimentation de la phase 1, F_2 est inférieur à F_{r2} et le mobile glisse sous l'effet de F_{r2} jusqu'en N_2 ... Avec une seule phase alimentée à la fois, il est donc impossible dans ces conditions d'obtenir la réversibilité du mouvement.

Pour obtenir la réversibilité du mouvement il est donc indispensable d'opérer avec un effort résistant inférieur à l'effort nominal. Pour améliorer les performances de l'actionneur, il est donc intéressant d'augmenter l'effort nominal.

Cas de quatre modules

Pour une structure à quatre modules stator magnétiquement décalés de $\lambda/4+k\lambda$, les caractéristiques de forces statiques développées sont présentées sur la figure I.31 qui montre l'augmentation de l'effort nominal par rapport à une structure à 3 phases.

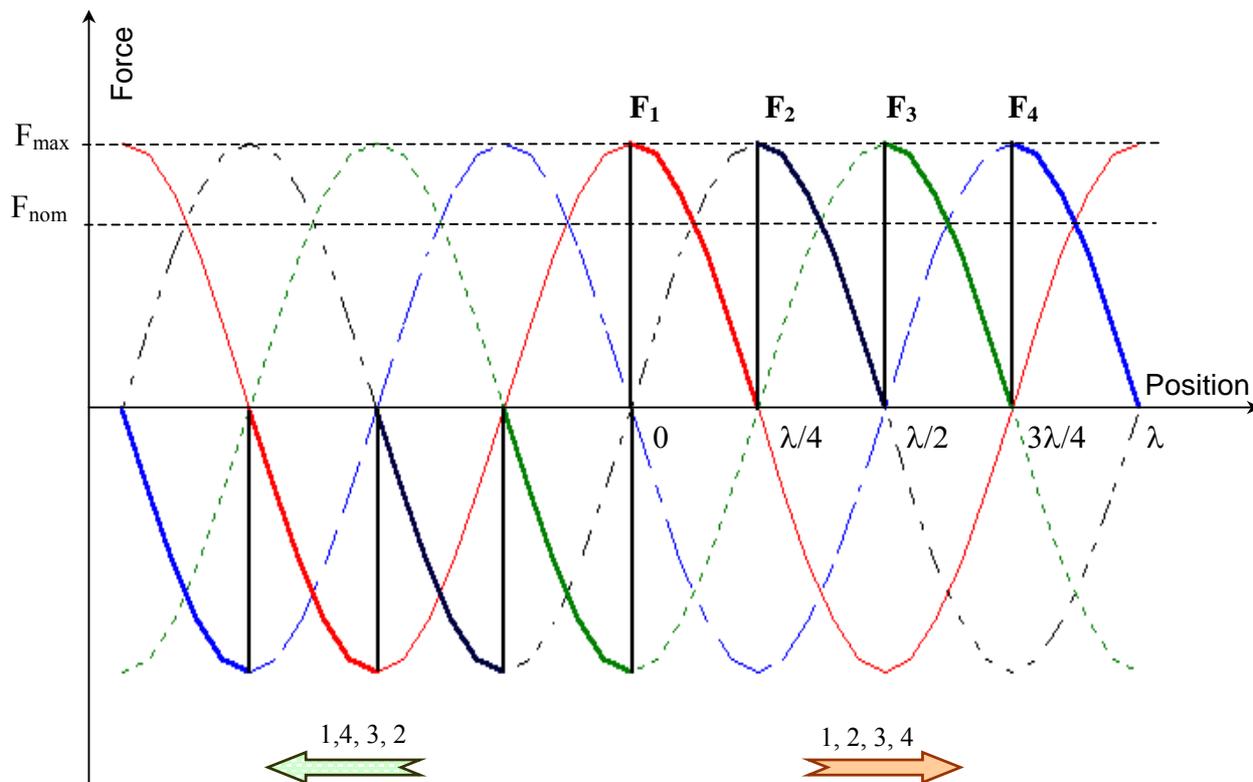


Figure I.31 : Caractéristiques statiques pour une structure à quatre phases

La forme de la force de poussée représentée en gras sur la figure I.31 est obtenue pour une force résistante nulle.

Pour un nombre n de modules stator supérieur à trois, l'intersection de deux caractéristiques statiques successives décalées de λ/n donne un effort nominal d'autant plus proche de l'effort maximal développé par la machine que n est plus grand.

Sur la figure I.32, est présentée l'évolution de l'effort nominal de la machine par rapport à l'effort maximal pour différents nombres de phases.

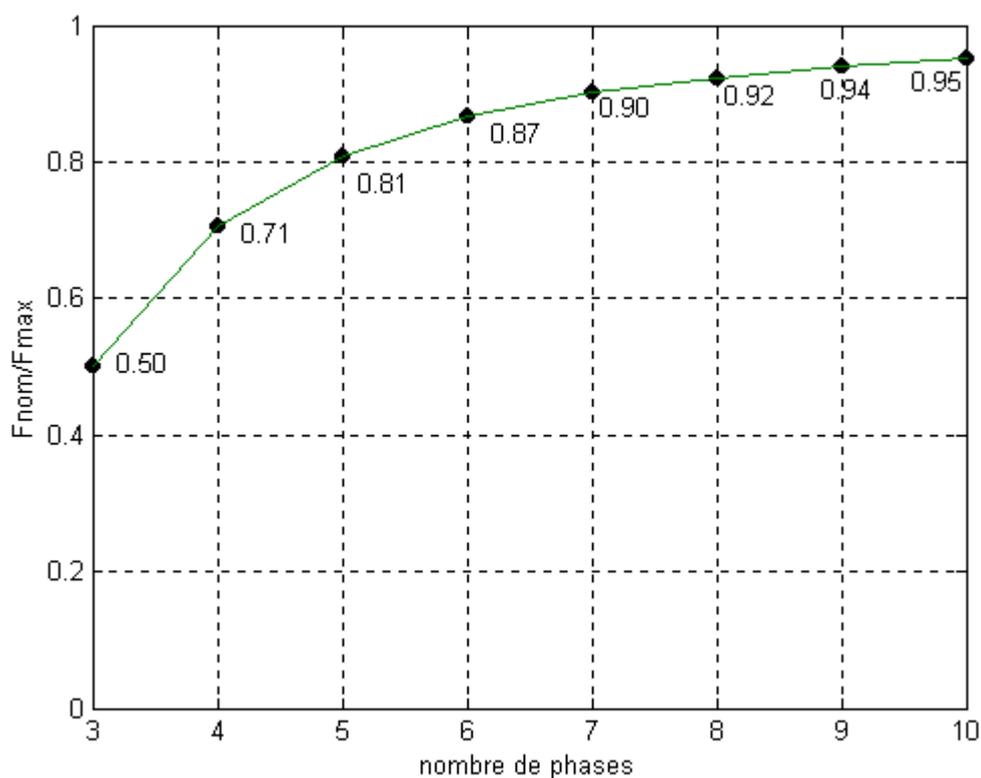


Figure I.32 : Estimation de l'effort nominal par rapport à l'effort maximal en fonction du nombre de phases

L'augmentation du nombre de phases entraîne donc l'augmentation de la force nominale mais aussi la taille et le coût de la machine. Une structure à quatre modules stator est choisie assurant un mouvement réversible et régulier de pas mécanique $\lambda/4$.

I.4.2.2.4. Choix de la séparation entre les modules stator

L'utilisation de la machine en pas à pas nécessite l'emploi de plusieurs modules stator identiques géométriquement décalés par une séparation amagnétique de largeur c . Cette largeur est déterminée à $k\lambda$ près et peut s'écrire sous la forme suivante [El Amraoui 01 a]:

$$c = c_0 + k\lambda \quad (\text{I.44})$$

avec : $0 < c_0 < \lambda$ et $k \in \{0, 1, 2, \dots\}$; le pas mécanique de la machine est alors donné par :

$$z_m = |c_0 - b| = \frac{\lambda}{n} \quad (\text{I.45})$$

Le signe de la différence $(c_0 - b)$ impose le sens de déplacement du mobile. Si cette quantité est positive le déplacement se fait dans le même sens que celui de l'alimentation des

phases et dans le sens contraire sinon. En effet, pour l'actionneur de la figure I.26, par exemple, si les phases sont alimentées dans l'ordre (1,2,...n), le déplacement se fait de gauche à droite pour une longueur c_0 supérieure à b .

Par ailleurs, les différents modules stator de la machine peuvent être répartis sur la longueur de l'axe suivant les besoins de l'application. Pour que la machine fonctionne correctement, il est important que le décalage entre les modules de la machine soit scrupuleusement respecté.

Chaque module stator de la machine peut avoir plusieurs positions discrètes par rapport à l'extrémité libre du premier module, l'équation I.46 décrit les différentes positions pouvant être prises par le $p^{\text{ième}}$ module de la machine :

$$z_k(p) = (p-1)(2a+b+c) + k\lambda \quad (\text{I.46})$$

La figure I.33 montre, à titre d'exemple, deux possibilités de placement du deuxième module par rapport au premier repérées par : $z_0(2)$ et $z_5(2)$.

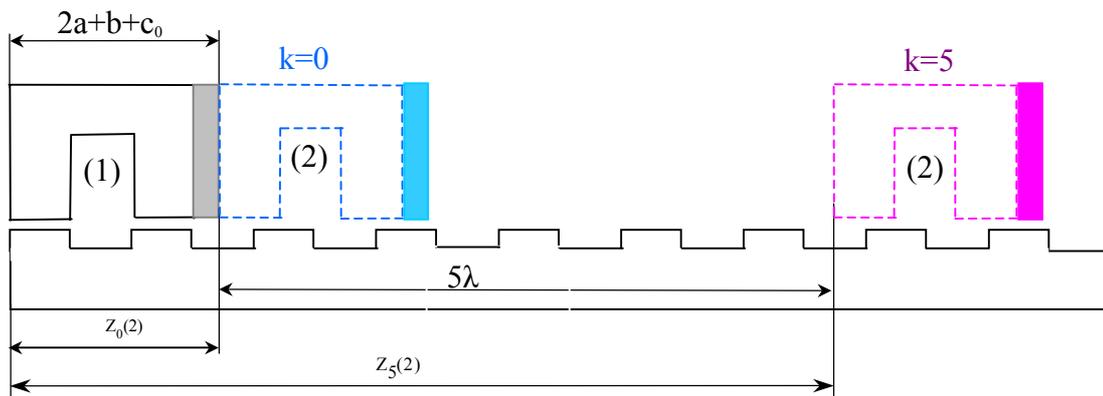


Figure I.33 : Positions possibles pour le deuxième module stator

I.4.2.2.5. Forme générale de la machine

Comme première approche et dans un but de simplifier le problème, le choix de la forme globale de la machine se fera sous l'hypothèse d'un fonctionnement en régime linéaire. Dans la figure I.34, présentant toutes les dimensions axiales et radiales du moteur à déterminer, R_e désigne le rayon moyen de l'entrefer, e l'épaisseur de l'entrefer, R_{ext} le rayon extérieur de la machine, e_c l'épaisseur de la culasse et h_{dent} la hauteur de dents du mobile.

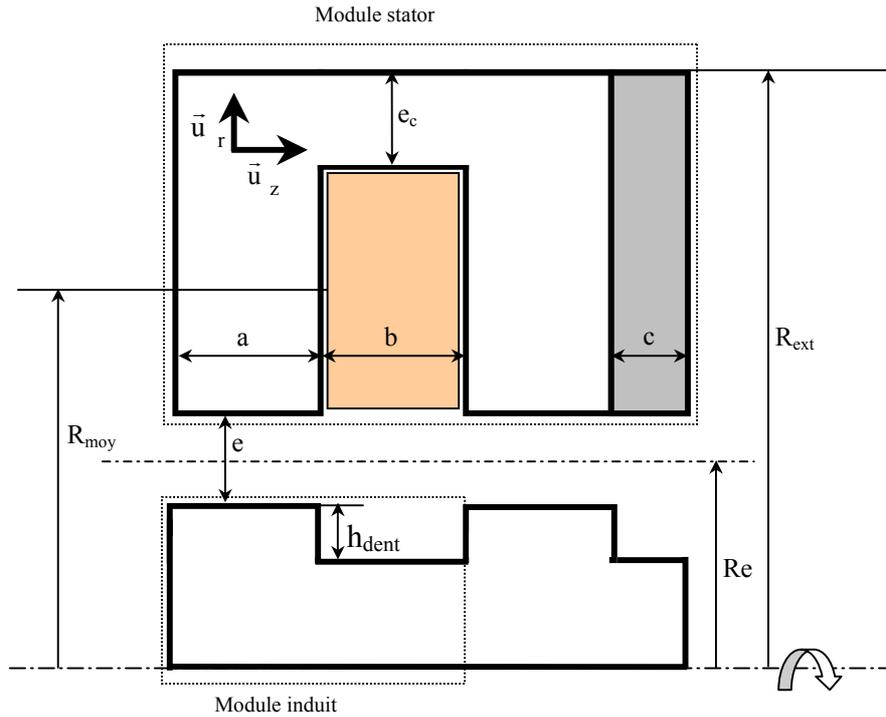


Figure I.34 : Demi-coupe axiale du module élémentaire de l'actionneur

La forme générale de la machine est déterminée par rapport au rayon de l'entrefer pour un rayon extérieur fixé. Pour les machines rotatives, il existe des formulations simples permettant de déterminer une valeur optimisée du rayon d'entrefer par rapport au rayon extérieur de la machine [Hoang 02]. L'une de ces formulations a pour objectif la maximisation du rapport couple statique sur pertes Joules. Cette formulation sera appliquée au cas du moteur linéaire tubulaire.

Calcul de l'effort statique

Supposons que seules les lignes de champ passant au droit des dents sont prises en compte et que la totalité de la force magnétomotrice est consommée par l'entrefer. Dans ces conditions, la force développée par la machine au cours d'un petit déplacement axial Δz , peut être déterminée à partir de l'équation I.30. La perméance d'entrefer est supposée nulle en position de quinconce où les dents sont complètement décalées. Cette perméance est par ailleurs présumée proportionnelle au déplacement. Ainsi, d'après les équations I.10 et I.26 la variation de la perméance totale d'entrefer entre une position initiale correspondant à des dents en quinconce et une autre position repérée par Δz est donnée par :

$$\Delta \mathcal{P}_c = \frac{\mu_0 \cdot S}{2 \cdot e} \quad (\text{I.47})$$

où μ_0 est la perméabilité magnétique de l'air, e est l'épaisseur de l'entrefer et S sa section moyenne donnée par :

$$S = 2 \cdot \pi \cdot R_e \cdot \Delta z \quad (I.48)$$

A partir des équations I.46, I.47 et I.48, l'effort statique moyen développé par la machine s'écrit sous la forme suivante :

$$F_z = \frac{\pi \cdot \mu_0 \cdot R_e \cdot (Ni)^2}{2 \cdot e} \quad (I.49)$$

tous les Ampères-tours d'alimentation sont rapportés à l'entrefer. Le courant d'alimentation peut être exprimé en fonction de la densité surfacique de courant J et de la section S_c du fil de cuivre par :

$$i = J \cdot S_c \quad (I.50)$$

La section du fil conducteur peut être exprimée à partir du coefficient de remplissage de la bobine d'alimentation k_{bob} (inférieur à 1) et de sa section S_{bob} . Cette dernière étant fonction des paramètres géométriques de la machine :

$$S_c = \frac{k_{bob} \cdot S_{bob}}{N} = \frac{k_{bob} \cdot b \cdot \left((R_{ext} - e_c) - \left(R_e + \frac{e}{2} \right) \right)}{N} \quad (I.51)$$

Ainsi l'expression de l'effort moyen donnée par l'équation I.47 devient :

$$F_z = \frac{\pi \cdot \mu_0 \cdot R_e \cdot J^2}{2 \cdot e} k_{bob}^2 \cdot b^2 \cdot \left((R_{ext} - e_c) - \left(R_e + \frac{e}{2} \right) \right)^2 \quad (I.52)$$

Calcul des pertes Joule

Les pertes Joule développées par l'enroulement de la machine se calculent à partir de l'expression (I.16), dans le cas d'un seul circuit électrique ; elles sont données par :

$$P_{Joule} = R \cdot i^2 = R \cdot J^2 \cdot S_c^2 \quad (I.53)$$

où R est la résistance de l'enroulement de phase qui peut s'exprimer en fonction de la résistivité électrique du cuivre ρ de la longueur moyenne l_{moy} d'une spire du bobinage, de sa section S_c et du nombre de spires N par :

$$R = \frac{\rho \cdot l_{moy}}{S_c} \cdot N \quad (I.54)$$

La longueur moyenne d'une spire circulaire est donnée par :

$$l_{moy} = 2 \cdot \pi \cdot R_{moy} = \pi \cdot (R_{ext} - e_c + R_e + \frac{e}{2}) \quad (I.55)$$

où R_{moy} désigne le rayon d'une spire moyenne du bobinage représenté sur la figure I.34.

A partir des équations I.51, I.53, I.54 et I.55, les pertes Joule peuvent se mettre sous la forme :

$$P_{\text{Joule}} = \rho \cdot \pi \cdot J^2 \cdot k_{\text{bob}} \cdot b \cdot \left((R_{\text{ext}} - e_c) - \left(R_e + \frac{e}{2} \right) \right) \cdot \left(R_{\text{ext}} - e_c + \left(R_e + \frac{e}{2} \right) \right) \quad (\text{I.56})$$

Coefficient de forme

Ainsi, le rapport force statique sur pertes Joule est donné par :

$$\frac{F_z}{P_{\text{Joule}}} = \frac{\mu_0 \cdot k_{\text{bob}} \cdot b}{2 \cdot e \cdot \rho} \cdot \frac{R_e \cdot \left((R_{\text{ext}} - e_c) - \left(R_e + \frac{e}{2} \right) \right)}{\left(R_{\text{ext}} - e_c \right) + \left(R_e + \frac{e}{2} \right)} \quad (\text{I.57})$$

L'épaisseur de l'entrefer e étant petite devant son rayon moyen R_e , le terme $\frac{e}{2}$ peut alors être négligé devant R_e ; ainsi, la dérivée de l'équation I.55 par rapport à la variable R_e permet de déterminer le maximum du rapport $\frac{F_z}{P_{\text{Joule}}}$ qui est atteint pour :

$$R_e \approx (\sqrt{2} - 1) \cdot (R_{\text{ext}} - e_c) \quad (\text{I.58})$$

La culasse d'une machine tubulaire est traversée par un flux axial capable de circuler à travers une épaisseur de culasse très réduite ; ainsi, le réel $\alpha = (\sqrt{2} - 1)$ peut être considéré comme un facteur de forme qui fixe le rapport optimal entre le rayon d'entrefer et le rayon extérieur.

La figure I.35 présente une coupe radiale à l'échelle d'un moteur linéaire tubulaire caractérisé par $\alpha = (\sqrt{2} - 1)$ pour une épaisseur de culasse petite devant le rayon extérieur.

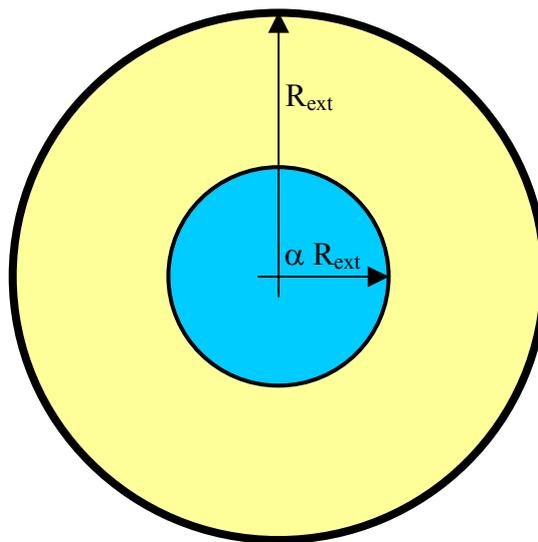


Figure I.35: Forme théorique optimale de la machine tubulaire

I.4.2.3. Dimensionnement d'un premier prototype

La structure retenue est celle de l'actionneur pas à pas linéaire tubulaire à réluctance variable à quatre phases représentée totalement sur la figure I.36.

Le dimensionnement géométrique du prototype est fait en deux étapes et à partir d'un module élémentaire de la machine. La première étape est relative au dimensionnement axial qui consiste à choisir les dimensions axiales directement liées au pas mécanique de déplacement du moteur, comme par exemple les largeurs de dents et d'encoches. La deuxième étape consiste à choisir les dimensions radiales en relations étroites avec la force développée par la machine, le courant d'alimentation et les pertes Joule qu'il occasionne.

I.4.2.3.1. Dimensionnement axial

D'après l'équation I.44, le pas dentaire de la machine λ est lié au pas mécanique z_m par :

$$\lambda = n z_m \quad (I.59)$$

Pour une structure choisie quadriphasée et un pas mécanique désiré z_m de 2,54 mm, son pas dentaire λ est, d'après l'équation I.59, de 10,16 mm.

Les largeurs de dent a et d'encoche b sont liées au pas dentaire de l'actionneur par l'équation :

$$a + b = \lambda \quad (I.60)$$

si de plus elles sont choisies égales, il vient, $a = b = 5,08 \text{ mm}$.

D'après les équations I.43 et I.44, l'épaisseur de la séparation amagnétique c peut prendre comme valeurs 2,54mm ou 7,62mm modulo 10,16mm. Pour minimiser l'encombrement de la machine, la largeur de la séparation amagnétique est prise égale à 2,54mm.

I.4.2.3.2. Dimensionnement radial

Le choix du rayon extérieur de la machine détermine le rayon de son entrefer. Le rayon extérieur de la machine est imposé par l'encombrement désiré ; il est pris égal à 46mm. L'épaisseur de la culasse peut, quant à elle, être choisie petite, vue la distribution radiale du flux dans la machine ; toutefois, une épaisseur minimale de 5mm est retenue afin de répondre à une contrainte mécanique de rigidité.

Le rayon moyen optimal d'entrefer, calculé à partir de l'équation I.58, est par conséquent égal à 17 mm.

Pour un entrefer d'épaisseur 0,1mm, centré sur un rayon de 17mm, le rayon extérieur de la partie mobile est de 16,95mm et le rayon d'alésage stator de 17,05 mm.

La hauteur des dents de la partie mobile est arbitrairement fixée à 4mm. Ainsi, le rayon intérieur de l'arbre du moteur est de 13mm.

Ainsi, un bobinage de 560 spires de section 0,11mm² peut être logé dans l'encoche statorique. Pour un coefficient de remplissage de 0,5 et une densité de courant d'alimentation de 4,74A/mm² (les valeurs courantes étant comprises entre 4 et 5 A/mm²). La force ainsi que l'état magnétique de l'actionneur ont été déterminés à partir d'un modèle réseau de réluctances construit dans un objectif de conception. Cet outil de conception présenté au chapitre suivant a permis d'estimer la force de démarrage de l'actionneur aux environs de 20N.

Toutes les dimensions radiales du moteur peuvent être réajustées dans des phases ultérieures de la procédure de dimensionnement ou dans les étapes de conception et de réalisation du prototype afin de répondre au mieux au cahier des charges.

I.4.2.3.3. Récapitulatif des dimensions du prototype

Le prototype de moteur pas à pas linéaire tubulaire à réluctance variable dimensionné est représenté sur la figure I.36.

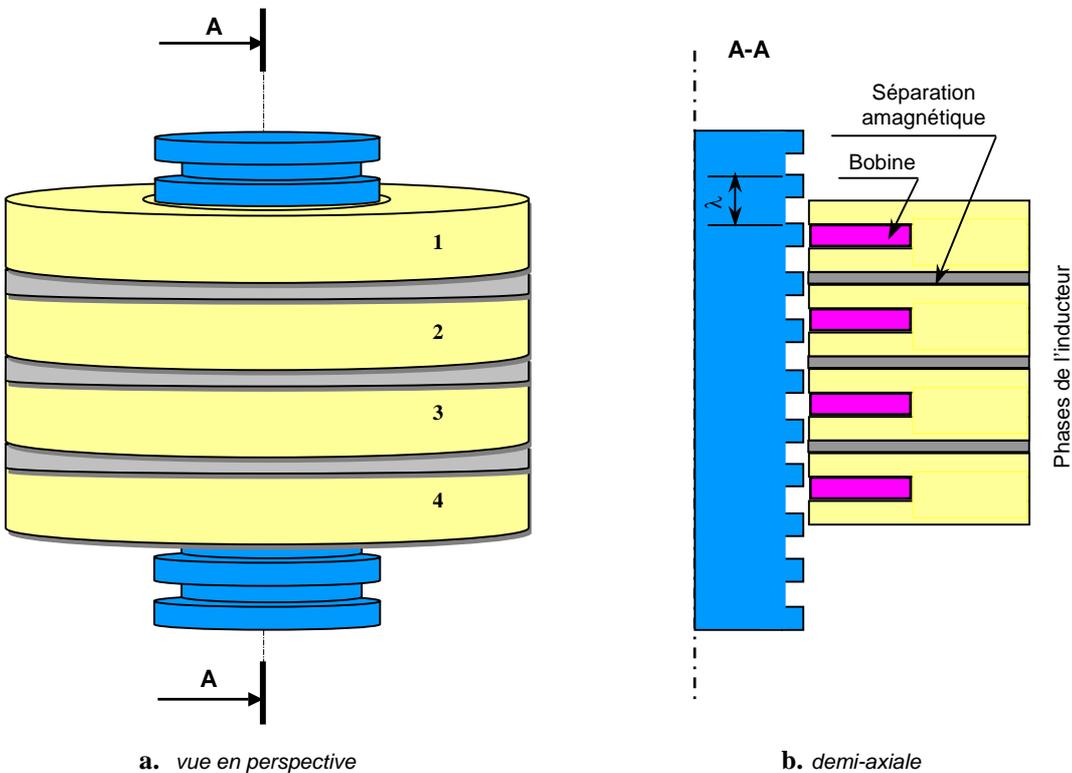


Figure I.36 : Structure retenue

Les dimensions géométriques du prototype sont rassemblées dans le tableau I.1. Pour des raisons de commodité de réalisation, nous avons fixé le rayon du mobile, R_e , en rapport avec le rayon intérieur normalisé des roulements à billes. Un rayon R_e de 15mm, le plus proche possible du rayon optimal trouvé, a donc été retenu.

Tableau I.1 : Paramètres géométriques du prototype à réaliser

Paramètres géométriques	désignations	Dimensions (mm)	
Largeur d'encoche	a	5,08	Axial
Largeur de dent	b	5,08	
Epaisseur de la séparation amagnétique	c	2,54	
Epaisseur de la culasse	e_c	5	Radial
Rayon d'entrefer	R_e	15,05	
Hauteur d'une dent du mobile	h_{dent}	4	
Epaisseur de l'entrefer	e	0,1	
Rayon extérieur	R_{ext}	46	

La longueur active de la machine ainsi dimensionnée est donc de 68,58mm, la longueur de sa partie mobile dentée est de 170,18mm ; ce qui correspond à une course utile de 101,6mm.

I.5. CONCLUSION

Après avoir rappelé les principaux modèles de conception électromagnétique, nous avons présenté la démarche que nous avons adoptée pour le choix d'une structure et le dimensionnement d'un premier prototype de moteur pas à pas répondant au cahier de charges fixé.

La structure retenue est celle d'un moteur pas à pas linéaire tubulaire à réluctance variable quadriphasée. Cette structure allie les avantages d'un moteur linéaire à attaque directe à ceux d'une forme tubulaire à effort radial théoriquement nul et à la simplicité de fabrication d'une machine à réluctance variable.

Une méthode exploitant le concept de coénergie magnétique a été présentée et utilisée pour l'estimation de la force développée par l'actionneur. Un coefficient de forme fixant le rapport optimal entre le diamètre extérieur de l'actionneur et son diamètre d'entrefer a été défini. Une structure compacte formée d'une juxtaposition de modules statoriques avec un espace entre phases minimal a été préférée à une solution distribuée afin de réduire au maximum la longueur de la machine.

Le prototype dimensionné défini, ainsi que le banc d'essais adapté sont alors construits dans l'objectif d'évaluer la validité des modèles statiques et dynamique, présentés dans les prochains chapitres, pour les structures pas à pas linéaires tubulaires à réluctance variable.

L'approche expérimentale offerte par ce banc constitue bien évidemment une aide précieuse à la compréhension et à la connaissance de ce type d'actionneurs.

CHAPITRE II :

METHODOLOGIE PROPOSEE

POUR LA CONCEPTION OPTIMISEE

TABLE DES MATIERES

II.1. INTRODUCTION	51
II.2. DIMENSIONNEMENT PAR RESEAUX DE RELUCTANCES-NECESSITE D'AFFINEMENT DU MODELE.....	52
II.2.1. Modèle Linéaire.....	53
II.2.2. Prise en compte de la saturation	55
II.2.3. Prise en compte des fuites d'encoche	56
II.2.4. Couplage et Dimensionnement thermique	58
II.2.5. Prédétermination des performances de la machine	59
II.2.5.1. Distribution des flux	59
II.2.5.2. Réductance d'entrefer.....	61
II.2.5.3. Calcul de la force statique	61
II.3. CARACTERISATION DE LA MACHINE PAR LA METHODE DES ELEMENTS FINIS	63
II.3.1. Introduction	63
II.3.2. Estimation des performances de la machine.....	63
II.3.2.1. Formulation du problème magnétostatique	64
II.3.2.2. Distribution des flux magnétiques.....	65
II.3.2.3. Réductance d'entrefer.....	67
II.3.2.4. Calcul de force de poussée	67
II.3.2.4.1. Détermination de la force par le tenseur de Maxwell.....	67
Résultats de Simulations par éléments finis	69
Suppression des oscillations.....	70
Corrélation entre l'amplitude de la force et le taux de déformation du maillage.....	72
II.3.2.4.2. Calcul de la force en utilisant la coénergie.....	75
II.3.2.4.3. Comparaison des deux méthodes basées sur les résultats éléments finis	76
II.3.3. Comparaison du modèle réseau de réductances au modèle éléments finis	78
II.3.3.1. Introduction	78
II.3.3.2. Comparaison des flux	79
II.3.3.3. Comparaison des réductances d'entrefer.....	79
II.3.3.4. Comparaison des forces.....	80
II.3.3.5. Conclusion	81
II.4. ETUDE EXPERIMENTALE, COMPARAISON DES RESULTATS PRATIQUES ET THEORIQUES ..	82
II.4.1. Introduction	82
II.4.2. Présentation du banc d'essais	82
II.4.3. Résultats obtenus	84
II.4.3.1. Essais thermiques	84
II.4.3.2. Caractéristique statique de force.....	86
II.4.4. Comparaison des résultats expérimentaux avec ceux obtenus par simulation	86
II.5. OPTIMISATION ET ADAPTATION DE LA GEOMETRIE AU CAHIER DES CHARGES	88
II.5.1. Approche proposée pour l'optimisation	88
II.5.1.1. Introduction	88
II.5.1.2. Présentation de la méthode des plans d'expériences	88
II.5.1.3. Choix des expériences	89
II.5.1.4. Plans factoriels complets	89
II.5.1.5. Plans fractionnaires.....	91
II.5.1.6. Plan treillis	94
II.5.1.7. Conclusion	95
II.5.2. Formulation du problème d'optimisation traité.....	96
II.5.2.1. Détermination des facteurs influents sur la force de poussée.....	98

II.5.2.2. Détermination de la force par exploration du domaine d'étude	100
II.5.3. Adaptation de la géométrie au cahier des charges.....	103
II.5.4. Etude de la sensibilité des paramètres géométriques.....	106
finaux-zone de stabilité	106
II.5.4.1. Notion de bruit et de robustesse	106
II.5.4.2. Plans produits et rapport signal sur bruit.....	107
II.5.4.3. Etude de la sensibilité de la structure aux bruits de modélisation	109
II.5.4.4. Etude de la sensibilité de la structure aux bruits de construction.....	113
II.5.4.5. Détermination d'une zone de stabilité	116
II.6. ELABORATION D'UNE METHODOLOGIE DE CONCEPTION OPTIMISEE.....	119
II.7. CONCLUSION	123

II.1. INTRODUCTION

Dans ce chapitre, nous présentons la méthodologie de conception optimisée que nous avons développée pour les structures électromagnétiques. Cette méthodologie se base essentiellement sur l'utilisation d'un modèle rapide de dimensionnement, d'un modèle fin de calcul de performances et d'une méthode d'optimisation.

La méthodologie présentée est appliquée à la conception optimisée de l'actionneur pas à pas linéaire tubulaire à réluctance variable retenu au premier chapitre pour la motorisation d'un chariot support de perceuse électrique.

Pour ce faire, un modèle réseaux de réluctances est développé pour le dimensionnement préliminaire de ce type d'actionneurs. Ce réseau est validé par comparaison aux calculs éléments finis. Un prototype et un banc d'essais sont spécialement construits dans le but de valider l'ensemble de ces calculs. Ensuite, une nouvelle géométrie du dispositif est introduite. De nombreux degrés de liberté sont ajoutés à la géométrie initiale, dans le but d'augmenter les possibilités d'adaptation de la structure et donc ses performances. La méthode des plans d'expériences est enfin succinctement présentée et appliquée pour l'optimisation de l'actionneur étudié.

La démarche d'optimisation est envisagée en trois étapes. La première étape consiste à déterminer les facteurs les plus influents pour l'objectif retenu. Ces facteurs sont alors optimisés, pour maximiser les performances de l'actionneur dans un encombrement constant. Dans une deuxième étape, la géométrie de l'actionneur à performances maximisées est réadaptée au cahier de charges en réduisant son encombrement à échauffement constant. Dans une troisième étape, la sensibilité de la structure retenue aux bruits de modélisation et de construction est étudiée. Cette étude permettra de déterminer une zone de stabilité définissant un ensemble de géométries optimales aussi bien en terme de performances qu'en terme de robustesse.

II.2. DIMENSIONNEMENT PAR RESEAUX DE RELUCTANCES-NECESSITE D’AFFINEMENT DU MODELE

La méthode des réseaux de réluctances repose sur une simplification géométrique et une décomposition morphologique du circuit magnétique [Bülent Ertan 99]. Cependant, lorsque la saturation magnétique est prise en compte, et l’identification des réluctances conduite avec soin, elle fournit très rapidement des résultats de bonne qualité.

Le modèle réseau de réluctances élaboré pour l’actionneur linéaire est déterminé à partir de la répartition des tubes de flux à l’intérieur du circuit magnétique, la première étape de la modélisation consiste donc à repérer les principaux tubes de flux. A chacun d’eux, est associée une réluctance dont la valeur dépend du matériau magnétique d’une part et de la géométrie du tube de flux considéré d’autre part.

Le réseau de réluctance est établi de manière à prendre en compte au mieux les possibilités de trajectoires des lignes de champ magnétique, tout en restant suffisamment restreint pour ne pas alourdir la mise en d’équations.

Le réseau de réluctances modélisant la structure tubulaire étudiée est construit en trois étapes avec des degrés de complexité croissants : d’abord, sous une hypothèse de linéarité du circuit magnétique, ensuite avec prise en compte de la saturation magnétique et enfin en ajoutant l’effet des fuites d’encoche.

Pour les trois étapes de modélisation, les lignes de champs sont supposées passer par la zone d’entrefer minimum et être radialement orientées, figure II.1.

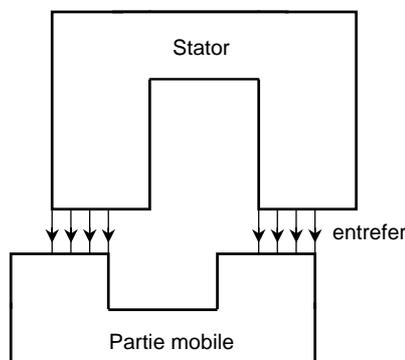


Figure II.1 : Hypothèse de distribution des lignes de champs dans l'entrefer

La présence de séparations amagnétiques entre les différentes phases statoriques de l'actionneur étudié, permet de supposer, dans un premier temps, que les phases sont magnétiquement découplées. Ainsi, le domaine d'étude est réduit à un module stator placé face à l'axe denté.

II.2.1. MODELE LINEAIRE

Pour le cas linéaire le circuit magnétique du module élémentaire de la machine peut être modélisé par le réseau de ré reluctances de la figure II.2, en supposant que la perméabilité du fer est constante.

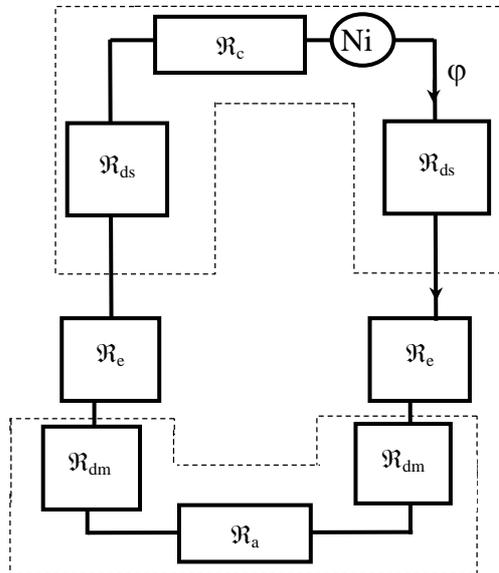


Figure II.2 : Modélisation par réseau de ré reluctances

Dans cette figure ϕ est le flux créé dans le circuit magnétique, \mathcal{R}_c , \mathcal{R}_a , \mathcal{R}_{ds} , \mathcal{R}_{dm} , sont respectivement la ré reluctance de la culasse, celle de l'arbre du mobile, celle d'une dent du stator et celle d'une dent du mobil et \mathcal{R}_e une ré reluctance d'entrefer proportionnelle à la zone de recouvrement entre une dent du mobile et une dent du stator. Les deux premières sont traversées par un flux axial alors que les autres sont traversées par un flux radial.

Les différentes ré reluctances du réseau de la figure II.2 étant calculées à partir de l'équation I.10 pour un cas linéaire où la perméabilité magnétique du matériau et la section de la ré reluctance ne dépendent pas de l'abscisse curviligne dl , l'expression de chacune de ces ré reluctances se réduit à :

$$\mathfrak{R}_i = \frac{1}{\mu_i} \frac{L_i}{S_i} \quad (\text{II.1})$$

où μ_i est la perméabilité magnétique du matériau, L_i la longueur de l'élément traversé par le flux et S_i sa section moyenne. L_i et S_i s'expriment différemment selon l'orientation de la réductance. Dans le cas d'une réductance radiale, figure II.3.a, elles sont données par :

$$L_i = R_1 - R_2 \quad (\text{II.2})$$

$$S_i = 2\pi \frac{R_1 + R_2}{2} l_i \quad (\text{II.3})$$

Dans le cas d'une réductance axiale, figure II.3.b, elles sont données par :

$$L_i = l_i \quad (\text{II.4})$$

$$S_i = \Pi (R_1^2 - R_2^2) \quad (\text{II.5})$$

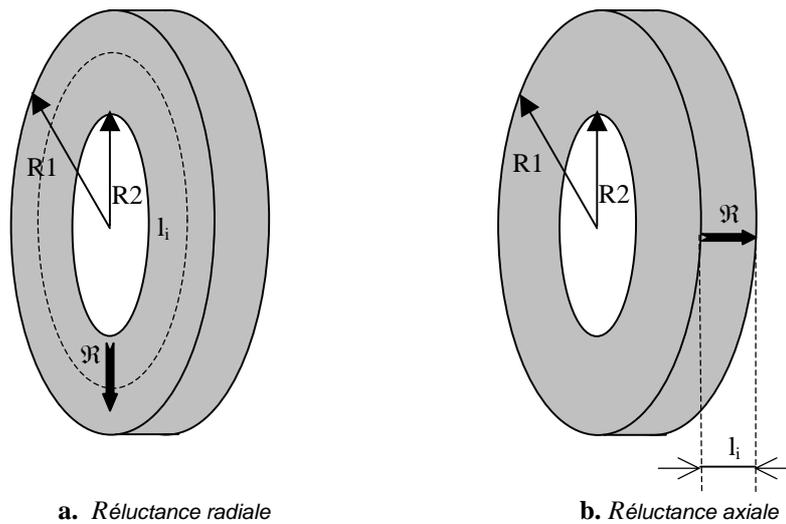


Figure II.3 : Dispositions des réductances

Sur le réseau de réductances de la figure II.2, \mathfrak{R}_c et \mathfrak{R}_a sont des réductances axiales alors que \mathfrak{R}_{ds} , \mathfrak{R}_e et \mathfrak{R}_{dm} sont des réductances radiales.

Le matériau magnétique utilisé est supposé avoir une perméabilité relative constante de 1000Henry/mètre, Dans ces conditions, le calcul des réductances à partir des expressions (II.1), (II.2), (II.3), (II.4) et (II.5) est simple et rapide. Néanmoins, l'hypothèse de linéarité du matériau magnétique est très restrictive vu que les machines à réductance variable sont

généralement utilisées en régime de forte saturation afin d'augmenter leurs puissances volumiques.

II.2.2. PRISE EN COMPTE DE LA SATURATION

Pour le calcul des réluctances non linéaires qui dépendent de la courbe du matériau $B(H)$, ou plus précisément de la courbe de première aimantation en négligeant l'effet d'hystérésis, la démarche suivie est présentée ci-dessous.:

- La pente μ_i de la courbe moyenne de première aimantation $B=\mu_i H$ est approximée au sens des moindres carrés par l'expression II.6, permettant de déterminer la perméabilité magnétique μ_i en fonction de l'induction magnétique B [Marroco 90].

$$\frac{1}{\mu_i} = \frac{1}{\mu_0} \left[\varepsilon + (c - \varepsilon) \frac{B^{2\alpha}}{B^{2\alpha} + \tau} \right] \quad (\text{II.6})$$

c , τ , α et ε sont les coefficients à déterminer de telle sorte que la caractéristique $B(H)$ construite analytiquement soit la plus proche possible de la caractéristique réelle.

- Ensuite, une méthode itérative est utilisée afin d'estimer l'état de saturation de chaque réluctance et déterminer les valeurs des différentes perméabilités (μ_i).
- Chaque valeur trouvée de μ_i est, enfin, introduite dans la relation II.1 qui permet de calculer la réluctance de la portion de circuit magnétique correspondante, en supposant que l'induction magnétique est homogène dans chacun des tubes de flux représenté par une réluctance. Cette hypothèse peut s'avérer restrictive dans les zones de saturation locale ; dans ce cas, le circuit magnétique doit être décomposé davantage en tubes de flux de dimensions plus réduites. Il est également possible de tenir compte de la variation de l'abscisse curviligne dl de l'expression I.10 pour le calcul des réluctances radiales [Lacroux 89], [Khan 92], [Bianchi 01].

Pour le matériau considéré, les coefficients de l'équation non linéaire II.6 sont : $\varepsilon = 1,1e^{-4}$; $c=1$; $\alpha=5,23$ et $\tau=7,02e^4$.

La figure II.4 présente la caractéristique de première aimantation du matériau ferromagnétique utilisé ainsi que celle obtenue par exploitation de la formule II.6.

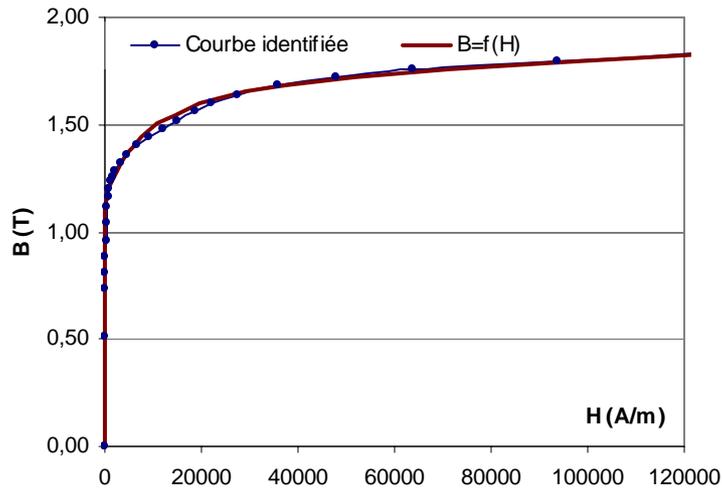


Figure II.4: Courbe de première aimantation du matériau ferromagnétique

Cette première amélioration du modèle permet de prendre en compte la géométrie de la machine et d'intégrer les non-linéarités dues à la saturation des matériaux magnétiques. La deuxième amélioration consiste à modéliser les fuites d'encoches et à les introduire dans le modèle réseau de réluctances.

II.2.3. PRISE EN COMPTE DES FUITES D'ENCOCHE

Pour tenir compte des fuites d'encoche traversant la bobine stator, le circuit magnétique d'un module élémentaire de la machine est modélisé par le réseau de réluctance de la figure II.5, comportant une boucle principale représentée en trait gras et une branche de fuites représentée en trait fin. Les réluctances non linéaires sont symbolisées par des rectangles barrés signifiant que celles-ci varient en fonction de l'état de saturation.

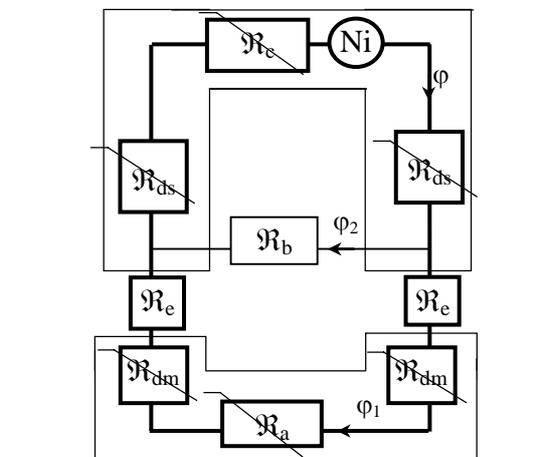


Figure II.5 : Réseau de réluctance tenant compte des fuites d'encoche et de la saturation

\mathfrak{R}_b est la réluctance de fuites à travers la bobine d'alimentation. φ est le flux total créé dans le circuit magnétique, φ_1 la quantité de flux utile qui atteint la partie mobile de la machine via l'entrefer et φ_2 le flux de fuites d'encoche.

La détermination du flux totalisé ϕ_2 , à travers la bobine alimentée, figure II.5, permet de calculer la réluctance de fuite \mathfrak{R}_b qui lui est liée par l'expression [Jufer 95] :

$$\phi_2 = N\varphi_2 = \frac{N^2}{\mathfrak{R}_b} i \quad (\text{II.7})$$

où φ_2 est le flux de fuite par spire et N le nombre de spires de la bobine. L'élément de flux totalisé $d\phi_2$ associé à un niveau 'r' de la bobine sur une hauteur 'dr', figure II.6, peut s'écrire pour un contour $2\pi(r + r_0)$ sous la forme suivante :

$$d\phi_2 = N(r)\mu_0 H(r) 2\pi(r+r_0)dr \quad (\text{II.8})$$

Le nombre de spires en fonction de la position, $N(r)$ a pour expression:

$$N(r) = N \frac{r}{R_b} \quad (\text{II.9})$$

Le champ magnétique $H(r)$ s'exprime en fonction de la densité de courant par:

$$H(r) = \frac{1}{b} \int_0^r J b_0 d\rho \quad (\text{II.10})$$

b_0 étant la largeur de la bobine logée dans l'encoche statorique de largeur b .

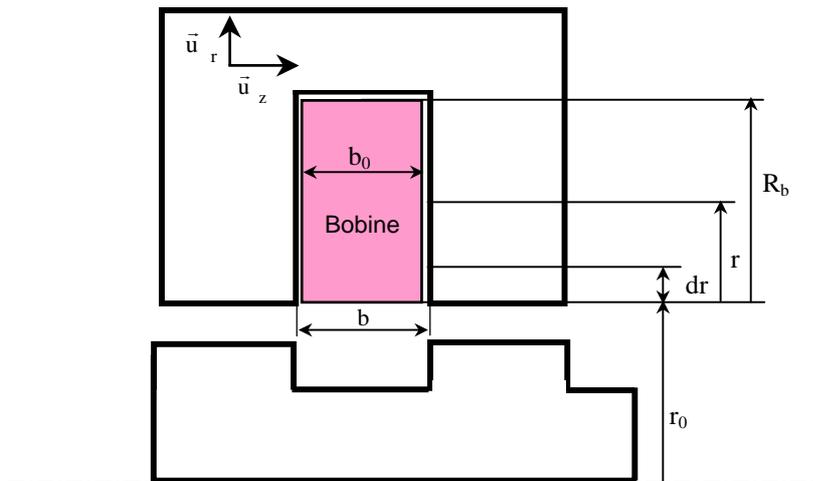


Figure II.6 : Dimensions de la bobine

Sachant que :

$$Jb_0R_b=Ni \quad (II.11)$$

l'expression du flux totalisé devient alors :

$$\phi_2 = \int_0^{R_b} N \frac{r}{R_b} \mu_0 \frac{b_0}{b} J r 2\pi(r+r_0) dr \quad (II.12)$$

qui peut être écrite aussi sous la forme :

$$\phi_2 = 2\pi\mu_0 \frac{N}{b} J b_0 R_b \left(\frac{1}{4} R_b^2 + \frac{1}{3} r_0 R_b \right) \quad (II.13)$$

La réductance de fuites de la bobine est alors donnée par l'expression :

$$\mathfrak{R}_b = \frac{6b}{\pi\mu_0 R_b (3R_b + 4r_0)} \quad (II.14)$$

La prise en compte de la non-linéarité du matériau ainsi que des fuites d'encoche augmente la précision du modèle analytique.

II.2.4. COUPLAGE ET DIMENSIONNEMENT THERMIQUE

Le dimensionnement thermique de l'actionneur est fortement lié à ses caractéristiques électriques et géométriques.

Dans ce sens, l'objectif de cette partie est de déterminer les caractéristiques électriques de l'actionneur lui permettant de réaliser les exigences sur les performances tout en gardant un comportement thermique acceptable compte tenu de sa géométrie. La démarche suivie consiste donc à :

- Initialiser le problème, en déterminant la surface disponible pour le bobinage à partir du dimensionnement géométrique, et en faisant une estimation, d'une part, du nombre d'Ampères-tours Ni , nécessaires à l'actionneur pour développer l'effort de démarrage qui est exigé, et d'autre part, de la tension d'alimentation U , de la densité de courant δ , du coefficient de foisonnement K_f et de la température de fonctionnement T_f ,
- Déterminer la section normalisée du fil s_{norm} ainsi que le nombre de spires du bobinage N et évaluer les pertes par effet Joule P_{Joule} .
- Vérifier la conformité des résultats avec les estimations et les choix faits dans la phase d'initialisation.

Pour $U=10V$, $N_i=300Atr$, $N=530Spire$, $\delta=4,53Amm^{-1}$ et $s_{norm}=0,13mm^2$, $K_f=0,52$, $T_f=90^\circ C$, on a, $P_{Joule}=3,97W$ pour une surface d'échange thermique de $44,05cm^2$. Ces pertes sont tolérables vu qu'elles sont inférieures à la limite fixée à $1W$ par $6,5cm^2$ pour un moteur ouvert [Liwshitz 67], [Grellet 97].

II.2.5. PREDETERMINATION DES PERFORMANCES DE LA MACHINE

Un solveur de dimensionnement est élaboré sous un environnement Excel, offrant la possibilité de programmer des macros en Visuel Basic, à partir des équations analytiques présentées précédemment. Ce solveur permet de simuler le comportement électromagnétique et thermique de la machine à partir d'un réseau de réluctances. Le calcul des réluctances est complètement paramétré, ainsi pour tout changement des entrées du solveur, position de la partie mobile, dimensions géométriques, courbe de première aimantation du matériau, courant d'alimentation de la bobine..., les réponses sont calculées instantanément. Les équations analytiques programmées permettent de déterminer les inductions moyennes, les flux magnétiques, les réluctances, les forces magnétomotrices aux bornes de chaque réluctance, l'échauffement des bobines ...

II.2.5.1. Distribution des flux

Les lois de Kirshoff classiques sont utilisées pour déterminer les flux magnétiques circulant dans le réseau de réluctances de la figure II.5. La figure II.7 présente une comparaison des caractéristiques de flux utile en fonction du décalage entre dents du stator et dents du mobile déterminées à partir des trois modèles réseaux de réluctances élaborés. Ces caractéristiques illustrent l'influence de la prise en compte de la non-linéarité et des fuites d'encoche sur le modèle de l'actionneur.

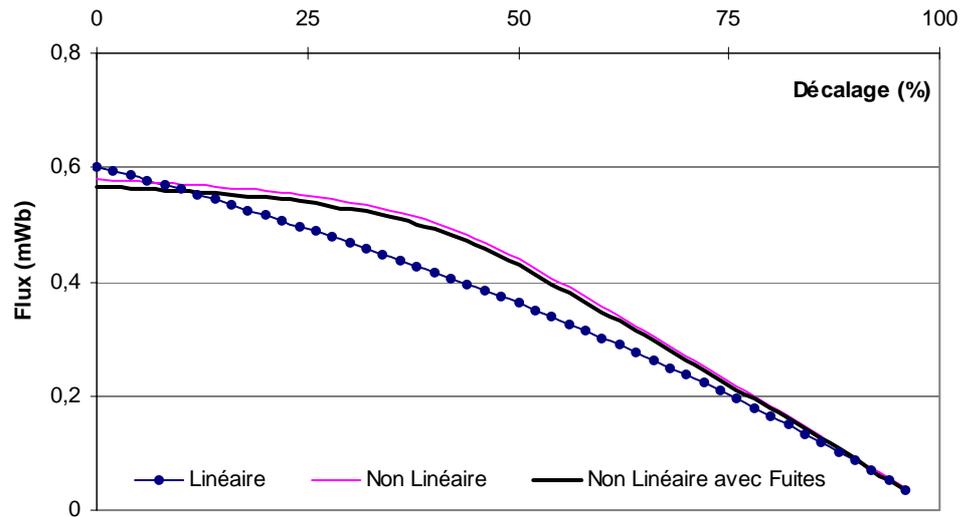


Figure II.7 : Evolution du flux magnétique dans la partie mobile de l'actionneur

Les évolutions des différents flux circulant dans le réseau de la figure II.5, en fonction du décalage entre les dents du stator et celles du mobile pour le cas non linéaire avec prise en compte des fuites d'encoche sont représentées sur la figure II.8.

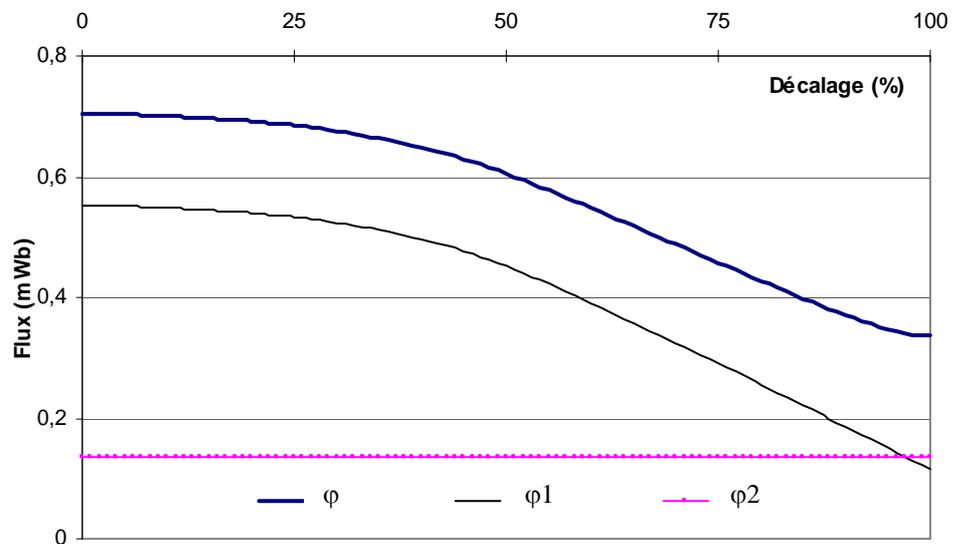


Figure II.8 : Evolution des flux dans le réseau de réluctances

D'après la figure II.8, il est bien clair que la somme du flux utile φ_1 et du flux de fuite φ_2 est égale au flux total φ ; en effet, les seules fuites prises en compte par le modèle sont celles de l'encoche statorique.

Le modèle analytique construit ayant pour objectif un dimensionnement rapide de l'actionneur, sa complexité est jugée suffisante. L'erreur commise par ce modèle analytique sera par la suite estimée par rapport au modèle numérique de référence, le modèle éléments finis.

II.2.5.2. Réluctance d'entrefer

La figure II.9 présente l'évolution de la réluctance d'entrefer déterminée à partir de l'expression II.1. pour une perméabilité magnétique μ_i égale à celle de l'air, une longueur L_i égale à l'épaisseur de l'entrefer et une section moyenne d'entrefer S_i proportionnelle à la largeur de la zone de recouvrement entre les dents du mobile et celles de la phase alimentée.

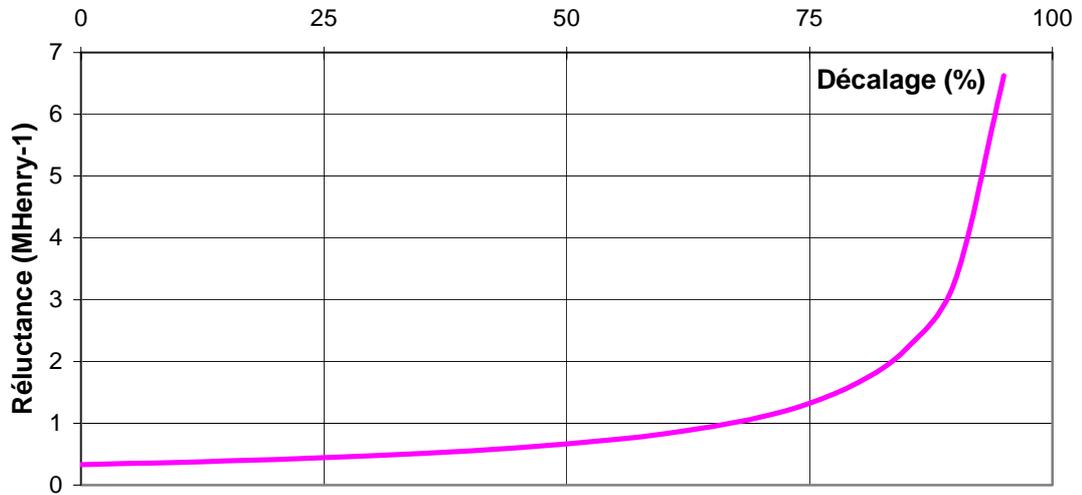


Figure II.9 : Evolution de la réluctance d'entrefer dans la machine

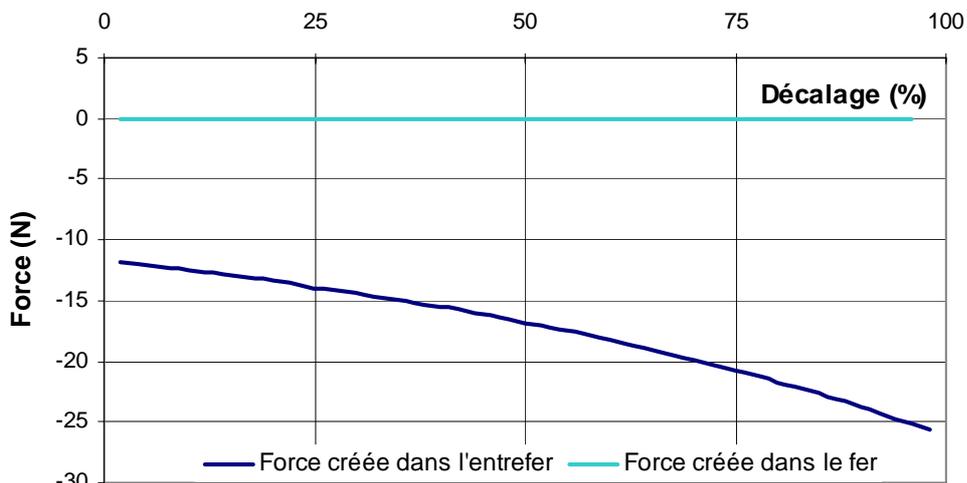
La comparaison de l'évolution de la réluctance d'entrefer calculée à partir du modèle analytique avec celle déterminée à partir du modèle numérique permettra de vérifier la validité des hypothèses de dimensionnement.

Par ailleurs, il est à noter que la variation de cette réluctance d'une position du mobile à une autre est à l'origine de la création de la force de translation axiale utile pour le déplacement.

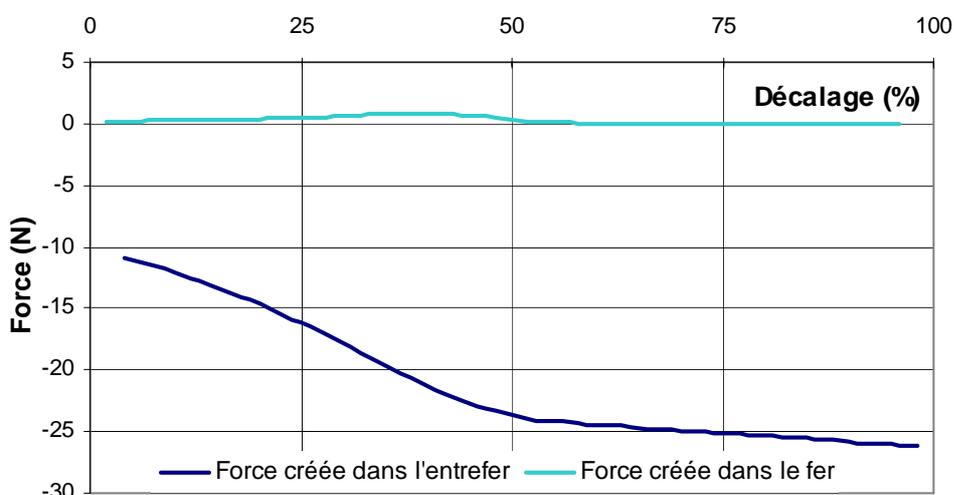
II.2.5.3. Calcul de la force statique

La force de translation est calculée, pour une position donnée du mobile, à partir de la résolution du problème électromagnétique pour deux positions décalées entre elles de 2% et équidistantes de la position considérée.

La détermination des différentes perméances et forces magnétomotrices relatives au réseau de réductances de la figure II.5 permet de calculer les différents termes de l'expression I.28 pour plusieurs positions du mobile. La contribution des fuites d'encoches est nulle à cause de la constance de leur perméance au cours du mouvement. Les contributions du fer et de l'entrefer sont représentées sur la figure II.10, pour le cas linéaire et le cas non linéaire.



a. Cas linéaire



b. Cas non linéaire avec prise en compte des fuites d'encoche

Figure II.10 : Evolution de la force

Les résultats illustrés par la figure II.10 valident, d'une part, l'hypothèse de prépondérance des phénomènes d'entrefer dans cette machine à réductance variable et montrent, d'autre part, l'influence de la prise en compte de la non-linéarité magnétique et des fuites d'encoches sur le calcul de force.

II.3. CARACTERISATION DE LA MACHINE PAR LA METHODE DES ELEMENTS FINIS

II.3.1. INTRODUCTION

Parmi les nombreuses méthodes de modélisation électromagnétique, la méthode des éléments finis est une méthode de référence qui s'est imposée par la précision des résultats qu'elle fournit. Cependant, la précision des résultats numériques obtenus reste parfois insuffisante vis à vis de la méthode d'exploitation [El Amraoui 02 f].

En effet, la méthode des éléments finis consiste à rechercher une solution approchée du problème électromagnétique sous la forme d'un champ défini par morceaux sur des sous domaines d'étude (mailles). La solution approchée est complètement déterminée à partir des valeurs prises par la solution aux différents nœuds du maillage.

Le problème électromagnétique peut être résolu en potentiel magnétique scalaire, en potentiel magnétique vecteur ou sous forme tensorielle. Dans le cas des structures tubulaires, la possibilité de résoudre le problème en $r\vec{A}$, est offerte par le solveur statique du logiciel PC-Opéra 2D, où r est la coordonnée radiale du repère axisymétrique et \vec{A} le potentiel magnétique vecteur, les résultats ainsi obtenus étant plus faciles à interpréter.

II.3.2. ESTIMATION DES PERFORMANCES DE LA MACHINE

La recherche d'un maillage permettant d'apporter une solution précise au problème de détermination de la caractérisation statique de la force par éléments finis pour une gamme d'actionneurs électriques linéaires tubulaires, constitue l'objet de cette partie.

Comme pour la modélisation par réseaux de réductances, le domaine d'étude est réduit à un module stator face à une portion de partie mobile.

Le maillage considéré, figure II.11, est choisi dense et régulier, sous forme de deux bandes de triangles rectangles juxtaposées au niveau de l'entrefer et libre à l'extérieur de celui-ci.

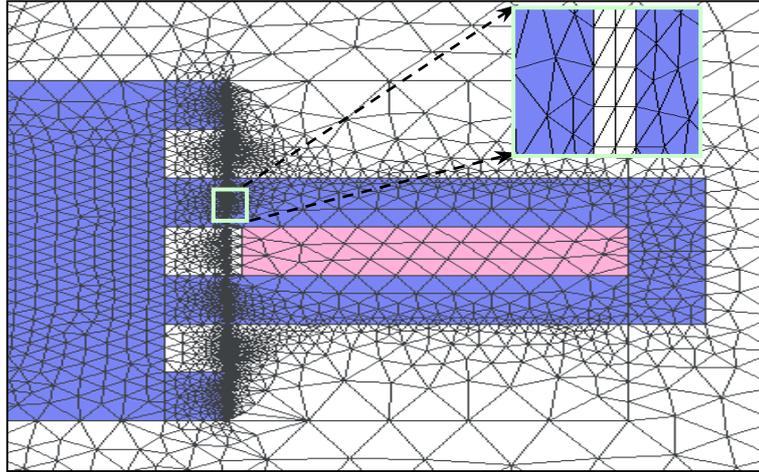


Figure II.11 : Maillage relatif à une phase

II.3.2.1. Formulation du problème magnétostatique

D'après l'équation de Maxwell, on a :

$$\text{div } \vec{B} = 0 \quad (\text{II.15})$$

le vecteur induction magnétique \vec{B} pouvant s'exprimer sous la forme d'un rotationnel du vecteur potentiel vecteur \vec{A} [Meunier 88] :

$$\vec{B} = \text{rot } \vec{A} \quad (\text{II.16})$$

Ainsi, pour une réluctivité magnétique ν , il vient [Nathan 92] :

$$\text{rot}(\nu \text{rot } \vec{A}) = \vec{J} \quad (\text{II.17})$$

\vec{A} et \vec{J} étant respectivement, le potentiel vecteur et la densité de courant, donnés pour un système de révolution, dans un repère axisymétrique $(\vec{u}_r, \vec{u}_\theta, \vec{u}_z)$ par :

$$\vec{A} = A \vec{u}_\theta \quad (\text{II.18})$$

$$\vec{J} = J \vec{u}_\theta \quad (\text{II.19})$$

L'équation II.17 conduit à la relation [Reece 00]:

$$\frac{\partial}{\partial r} \left[\nu \frac{\partial(rA)}{r \partial r} \right] + \frac{\partial}{\partial z} \left[\frac{\nu \partial(rA)}{r \partial z} \right] = J \quad (\text{II.20})$$

équation identique à celle en 2D plan avec $v'=\frac{v}{r}$ et $A'=rA$ et possédant une solution unique compte tenu du fait que l'équation $\text{Div}(A)=0$ est implicitement satisfaite [Gieras 02].

II.3.2.2. Distribution des flux magnétiques

L'expression du flux d'induction φ à travers une section S d'un dispositif électromagnétique peut se mettre sous la forme suivante :

$$\varphi = \int_S \vec{B} \cdot d\vec{s} = \int_S \text{rot} \vec{A} \cdot d\vec{s} = \oint_L \vec{A} \cdot d\vec{l} \quad (\text{II.21})$$

L étant le contour fermé sur lequel s'appuie S .

Pour un problème électromagnétique axisymétrique, cette expression du flux traversant la surface de révolution engendrée par un segment $[P1 P2]$ de la coupe axiale de la structure étudiée, figure II.12, se simplifie et devient :

$$\varphi = 2\pi \left[(rA)_{P2} - (rA)_{P1} \right] \quad (\text{II.22})$$

cette expression est utilisée pour le calcul de la répartition du flux magnétique dans les différentes parties de la machine : φ dans la culasse de la machine, φ_1 dans la partie mobile et φ_2 dans l'encoche statorique. Les lignes d'isovaleurs du potentiel modifié rA sont donc les lignes équiflux.

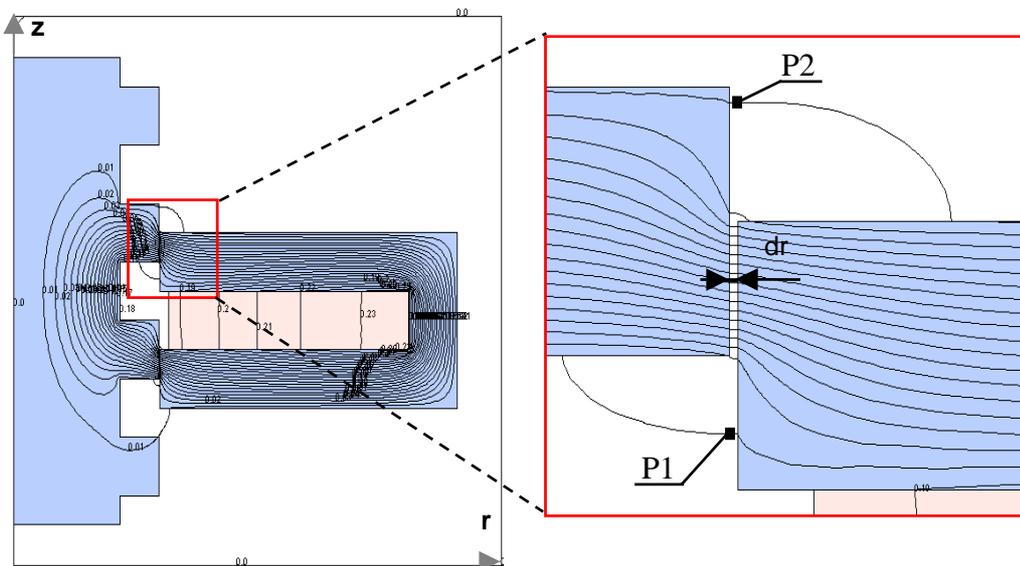


Figure II.12 : Distribution du flux dans l'entrefer

La figure II.13 montre la distribution des lignes de flux dans le circuit magnétique, pour une position alignée, la non-linéarité du matériau étant prise en compte.

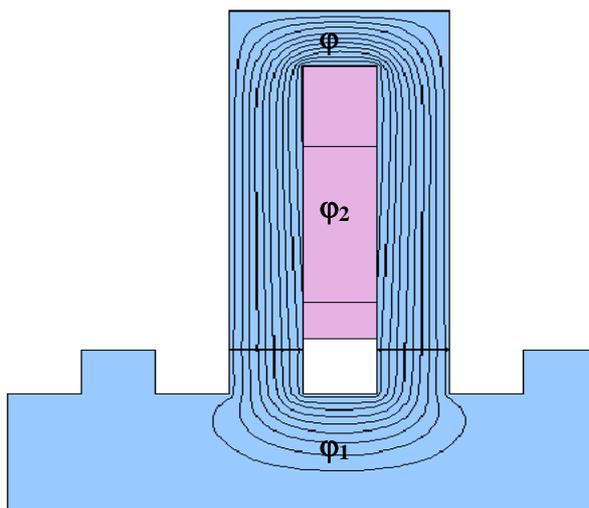


Figure II.13 : Distribution des lignes d'induction dans le circuit magnétique

Une centaine d'autres positions, chacune décalée par rapport à la précédente d'un centième de largeur de dent statorique, est considérée afin de déterminer l'évolution des grandeurs magnétiques en fonction du décalage entre les dents stator et celles du mobile.

Sur la figure II.14, est représentée l'évolution des flux magnétiques dans les différentes parties de la machine pour le même courant d'alimentation 300Ampères-tours déjà considéré pour les simulations analytiques à partir du réseau de réluctances.

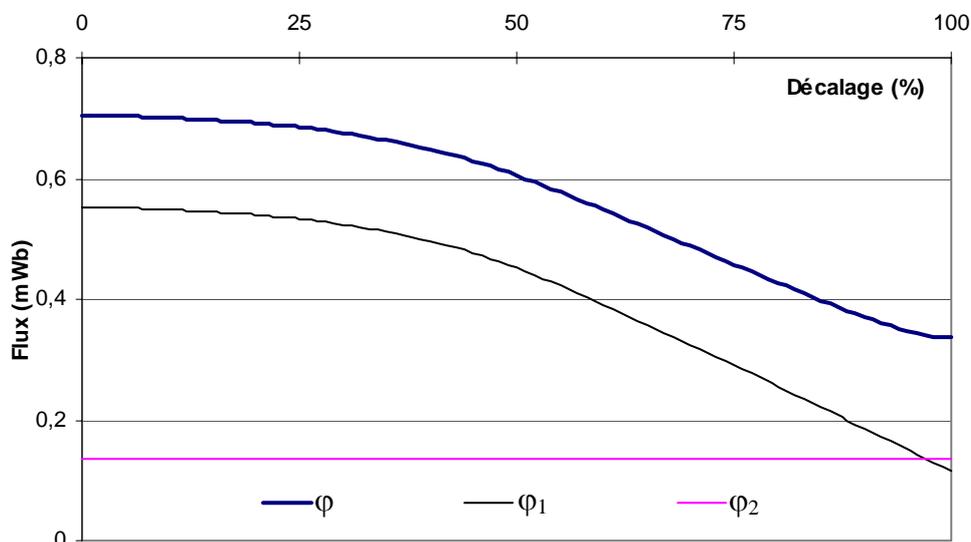


Figure II.14 : Distribution du flux dans le circuit magnétique

La figure II.14 illustre la distribution du flux total ϕ en flux utile ϕ_1 , passant à travers l'arbre de l'actionneur, et en un flux de fuite d'encoche ϕ_2 . Pour des décalages voisins de 100%, l'égalité $\phi = \phi_1 + \phi_2$ n'est plus vérifiée car quelques lignes de flux se ferment dans l'entrefer sans passer par l'arbre de l'actionneur ni par la bobine.

II.3.2.3. Réductance d'entrefer

Les lignes de flux circulant dans l'entrefer de la machine sont radialement orientées aux droites des dents. La réductance moyenne d'entrefer \mathfrak{R}_{ef} peut ainsi être calculée à partir des expressions I.6, II.21 et II.22, formulées respectivement dans un plan axisymétrique. Il vient :

$$\mathfrak{R}_{ef} = \frac{\int H_r dr}{2\pi [(rA)_{p2} - (rA)_{p1}]} \quad (\text{II.23})$$

H_r étant la composante radiale du vecteur champ magnétique et dr un déplacement radial dans l'entrefer de la machine sur une ligne d'induction moyenne de la zone active, figure II.12. L'évolution de la réductance d'entrefer en fonction du décalage, calculée à partir de l'équation II.23, est présentée sur la figure II.15.

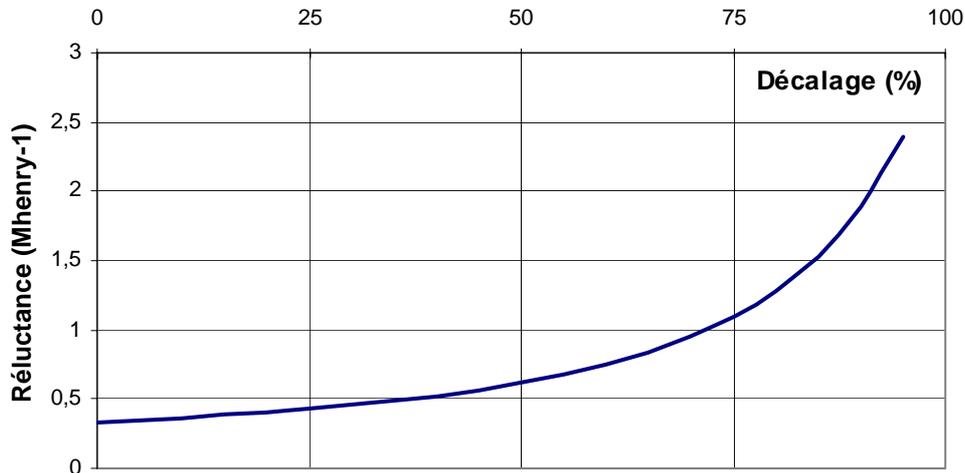


Figure II.15 : Evolution de la réductance d'entrefer

La comparaison de cette caractéristique avec celle déterminée à partir du réseau de réductances est faite au paragraphe II.3.3.3.

II.3.2.4. Calcul de force de poussée

La caractéristique statique de force développée par l'actionneur étudié est obtenue à partir de la résolution en potentiel vecteur du problème électromagnétique par la méthode des éléments finis. Le tenseur de Maxwell et la méthode de coénergie sont exploités pour le calcul de cette force pour différents types de maillages. Les résultats obtenus sont analysés et comparés entre eux dans cette partie.

II.3.2.4.1. Détermination de la force par le tenseur de Maxwell

A partir du modèle éléments finis, la force de poussée \vec{F} peut être évaluée par le tenseur de Maxwell qui s'écrit sous la forme généralisée suivante [MacFee 88], [Miller 89], [Binns 92], [Eastham 92], [Hu 02], [EL Amraoui 02 e] :

$$\frac{d\vec{F}}{dS} = -\frac{\mu_0}{2} H^2 \vec{n} + \mu_0 (\vec{H} \cdot \vec{n}) \vec{H} \quad (\text{II.24})$$

où dS est un contour fermé passant à l'intérieur de l'entrefer pouvant être cylindrique de rayon R , pour une structure axi-symétrique, figure II.16, \vec{n} étant un vecteur unitaire normal à dS , orienté dans ce cas radialement.

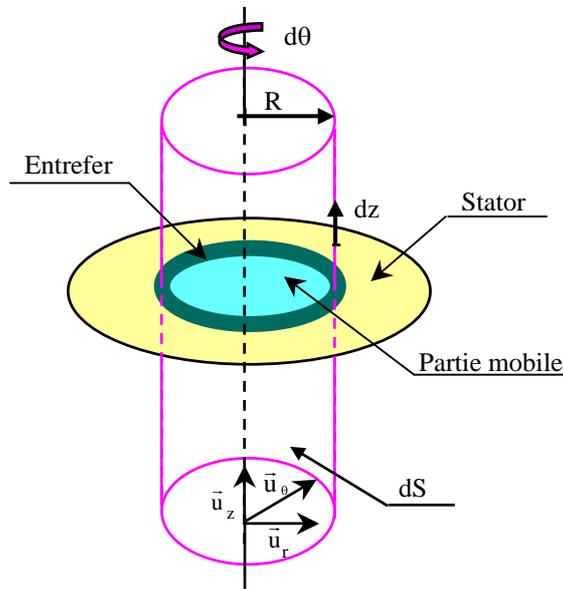


Figure II.16: Surface d'intégration du tenseur de Maxwell

L'expression du contour fermé dS est donnée en fonction du déplacement longitudinal dz par:

$$dS = R d\theta dz \quad (\text{II.25})$$

A l'intérieur de l'entrefer qui est une zone linéaire du circuit magnétique, le vecteur champ magnétique est lié au vecteur induction par l'équation :

$$\vec{B} = \mu_0 \vec{H} \quad (\text{II.26})$$

Par ailleurs, dans un repère axisymétrique, le vecteur champ d'induction présente généralement deux composantes, dans la direction radiale et la direction axiale, désignées respectivement par B_r et B_z . Ainsi, la projection de l'expression II.24, sur ces directions donne :

$$\left(\frac{dF}{dS}\right)_z = \frac{1}{\mu_0} B_r B_z \quad (\text{II.27})$$

$$\left(\frac{dF}{dS}\right)_r = \frac{1}{\mu_0} B_r^2 - \frac{1}{2\mu_0} B^2 \quad (\text{II.28})$$

Il vient alors l'expression de la composante axiale de la force de poussée :

$$F_z = \frac{2\pi R}{\mu_0} \int B_r B_z dz \quad (\text{II.29})$$

ainsi que celle correspondant à la composante radiale est donnée par :

$$F_r = \frac{2\pi R}{\mu_0} \int (B_r^2 - B^2) dz \quad (\text{II.30})$$

Il est à remarquer que, la qualité du maillage, en particulier à l'intérieur de l'entrefer, a une grande influence sur la précision du calcul de la force obtenue à partir du tenseur de Maxwell [Ratnajeevan 88], [Desesquelles 88], [Imhoff 89], [Müller 90], [Sadowski 93], [Allègre 98].

Résultats de Simulations par éléments finis

Pour un maillage régulier de l'entrefer en triangles rectangles, et considérant deux densités de maillage différentes, les caractéristiques statiques (a) et (b) de la force axiale présentées sur la figure II.17 correspondent à 40 et 10 nœuds de discrétisation face à une dent statorique, le déplacement se faisant par centième de dent statorique.

Des oscillations plus au moins importantes ainsi que des écarts d'amplitudes sont relevés sur les caractéristiques statiques obtenues.

L'analyse de ces deux phénomènes peut conditionner le choix d'un pas de déplacement élémentaire en relation avec le type de maillage.

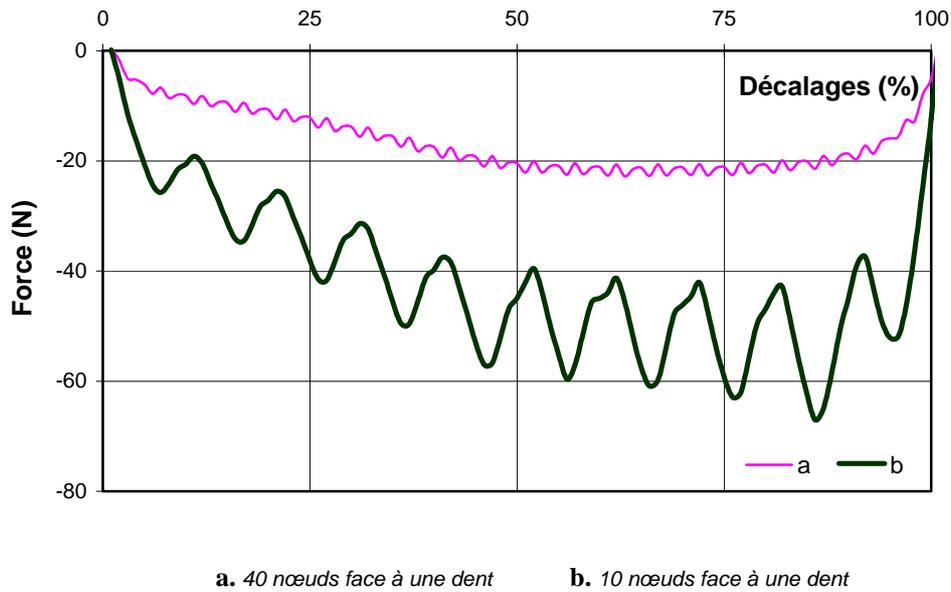


Figure II.17 : Caractéristiques statiques pour deux densités de maillage

Suppression des oscillations

L'analyse observées des deux caractéristiques de la figure II.17, montre que les fréquences des oscillations dépendent du nombre de nœuds du maillage et que celles-ci sont exclusivement dues à la déformation du maillage au passage d'une position statique à une autre.

En effet, 10 oscillations apparaissent sur la caractéristique à 10 nœuds face à une dent statorique, et 40 oscillations sur la caractéristique à 40 nœuds.

Pour un déplacement de 1%, les déformations de maillages sont représentées sur la figure II.18.

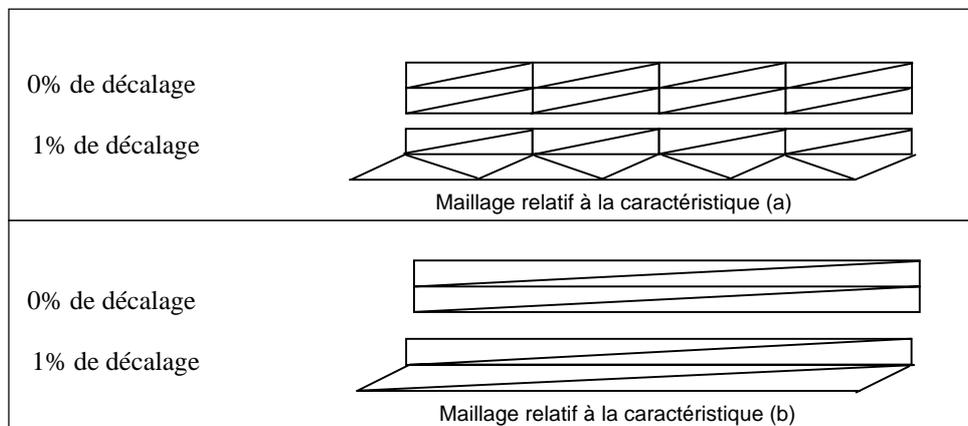


Figure II.18: Déformation du maillage en fonction du nombre de noeuds

Cependant, si le déplacement devient égal à un pas Δz multiple entier de la distance séparant deux nœuds du maillage, ce dernier conserve sa régularité et la caractéristique statique devient lisse.

Sur la figure II.19, sont représentées les caractéristiques statiques (a), (b) et (c) correspondant respectivement à 10 , 40 et 100 nœuds de maillage face à une dent statorique, pour des déplacements de 10/100, 2.5/100 et 1/100 de la largeur d'une dent statorique, et sur la figure II.20, les maillages relatifs à ces caractéristiques.

Pour les trois cas étudiés, où la régularité du maillage est conservée sur les positions considérées, il apparaît clairement que les courbes de force ne présentent plus d'oscillations.

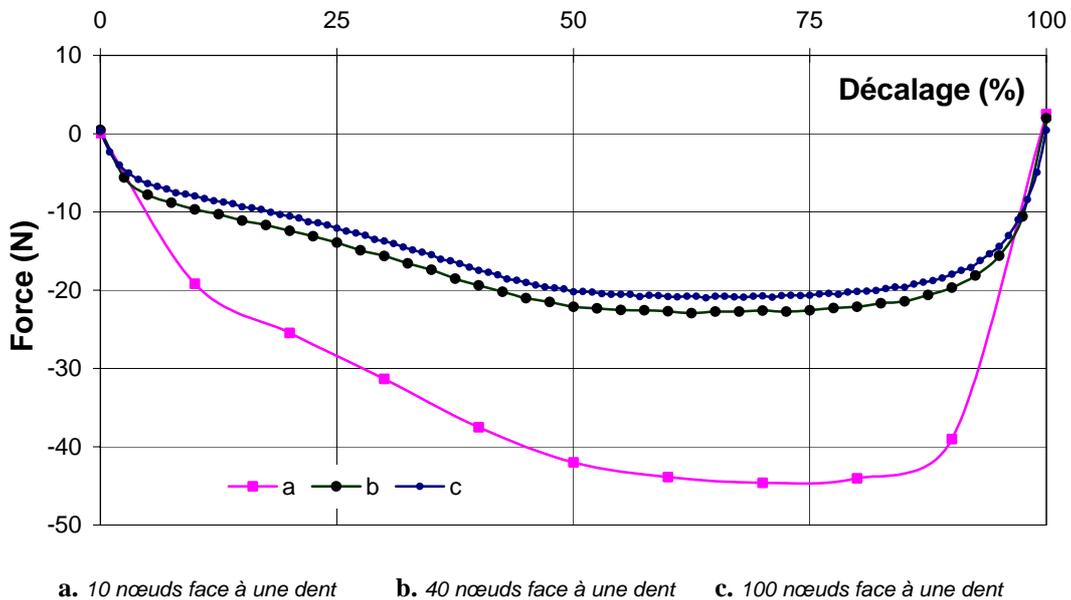


Figure II.19 : Caractéristiques statiques pour des maillages réguliers

La disparition des oscillations est due au choix du pas de déplacement statique Δz , égal à la distance séparant deux nœuds consécutifs du maillage axial de l'entrefer.

On peut aussi remarquer que les pics des oscillations observés sur les courbes (a) et (b) de la figure II.17, correspondent bien aux différents points des caractéristiques statiques (a) et (b) de la figure II.19, car le maillage est bien régulier sur ces positions.

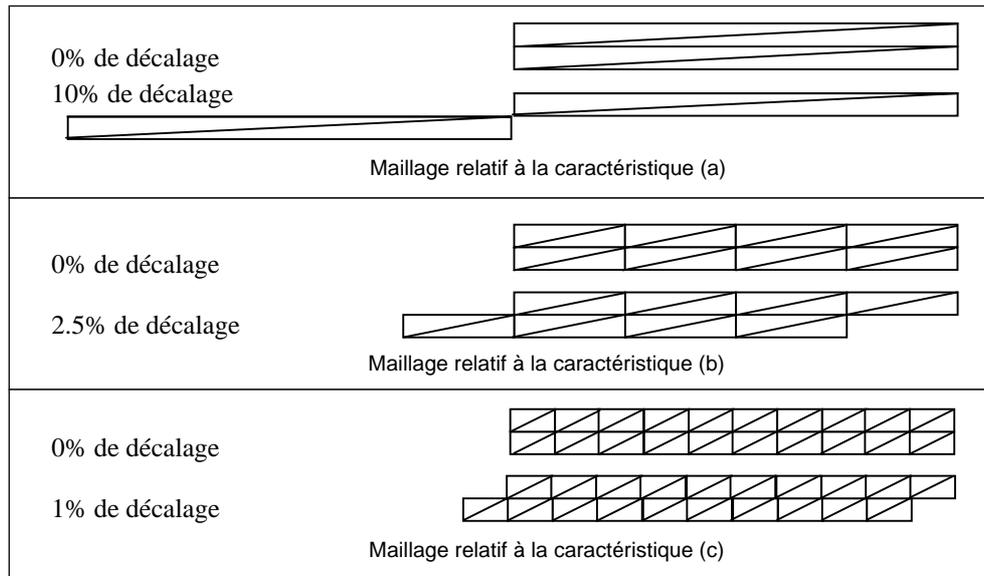


Figure II.20 : Régularité du maillage au cours du déplacement

Corrélation entre l'amplitude de la force et le taux de déformation du maillage

Bien que la conservation de la régularité du maillage au cours du mouvement garantisse la disparition des oscillations, le problème de précision relatif à la densité du maillage à l'intérieur de l'entrefer demeure. En effet, d'après les figures II.19 et II.20, plus le nombre de nœuds augmente plus la force maximale en valeur absolue diminue.

Pour étudier l'influence du nombre de nœuds sur la précision des résultats, un taux de déformation δ est défini. Il représente le ratio entre les deux cotés des triangles rectangles du maillage, figure II.21.

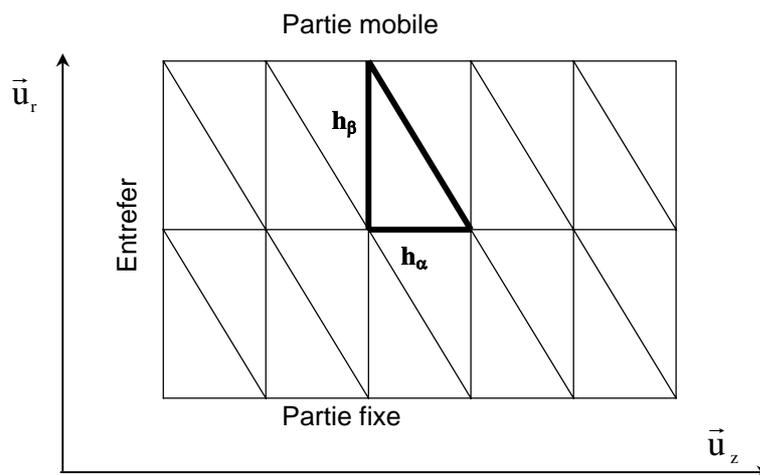


Figure II.21 : Eléments de maillage de l'entrefer

L'entrefer étant formé par deux couches d'éléments, la distance h_β est fixée à la moitié de la largeur de cet entrefer. Le choix de la distance h_α séparant deux nœuds consécutifs de

l'entrefer, permettra de faire varier le taux de déformation δ tout en gardant la régularité du maillage au cours du mouvement.

$$\delta = \frac{h_\beta}{h_\alpha} \quad (\text{II.31})$$

Pour trois positions fixes de la partie mobile correspondant respectivement à des décalages de 10%, 25% et 50%, les valeurs de la force de poussée sont calculées pour des taux de déformation allant de 0.1 à 1.4. Les résultats obtenus sont présentés sur la figure II.22.

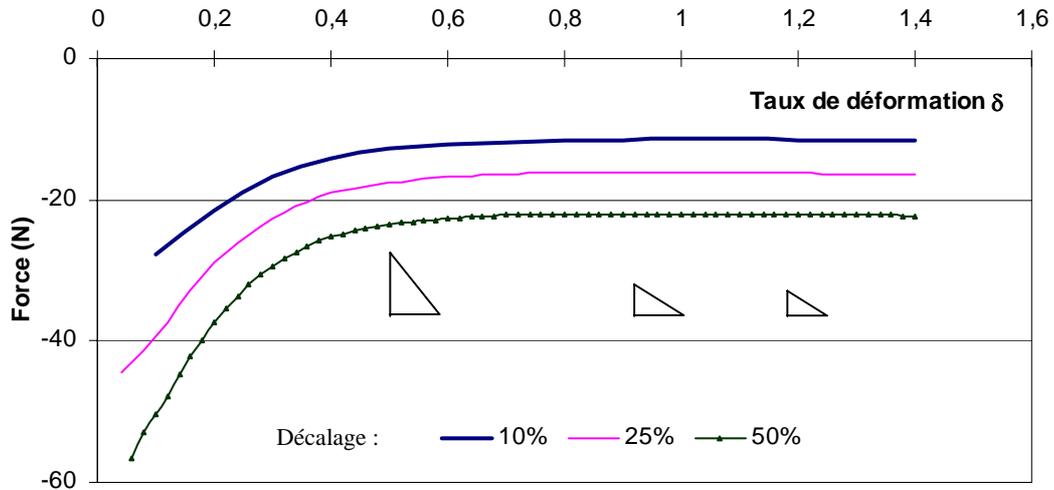


Figure II.22 : Evolution de la poussée linéaire en fonction du taux de déformation pour les positions 10%, 25% et 50%

Sur la figure II.22, on constate que les suites de valeurs approchées de la force convergent vers la valeur donnée par le taux de déformation égal à 1, c'est à dire que la valeur de la force de poussée est la plus précise lorsque les triangles sont isocèles rectangles. Ainsi la caractéristique statique de la figure II.23 représente l'effort statique avec la meilleure précision trouvée correspondant à un taux de déformation $\delta=0,98$.

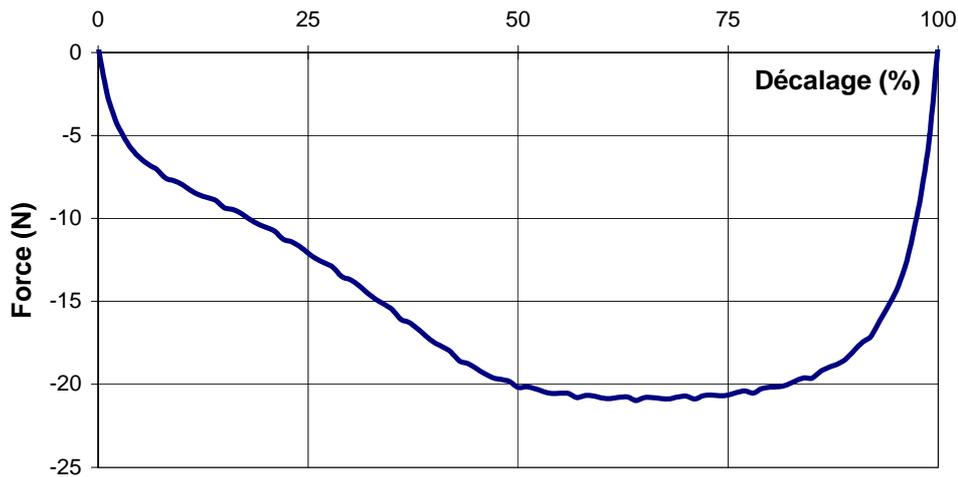


Figure II.23 : Caractéristique statique retenue de la machine

L'amplitude maximale de la force de poussée que pourra développer l'actionneur est donc de 21,5N. La forme irrégulière de la force en fonction de la position est due à la non-linéarité du matériau magnétique.

Sur la figure II.24 est présentée une comparaison entre une caractéristique statique de force déterminée à partir du modèle éléments finis linéaire et un modèle éléments finis non linéaire.

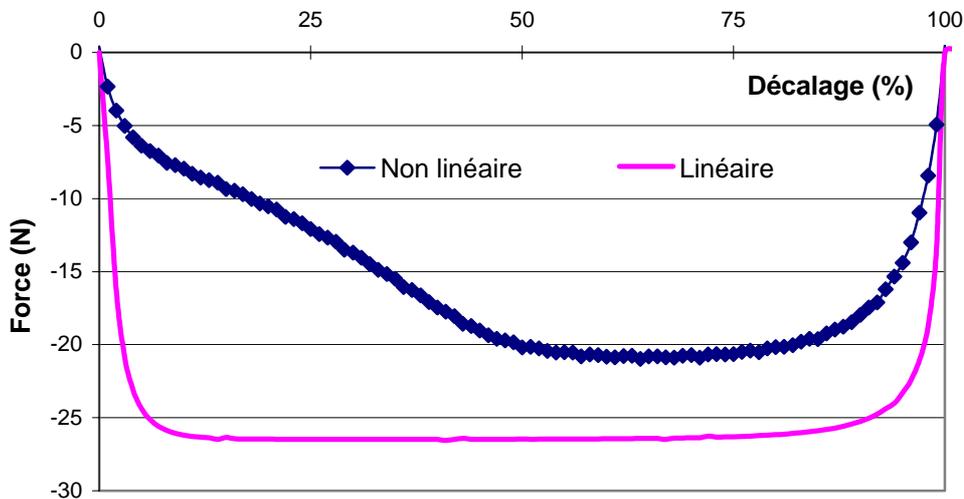


Figure II.24 : Caractéristiques statiques de force

Les caractéristiques de la figure II.24 montrent encore une fois l'importance de la prise en compte de la non-linéarité du matériau dans la modélisation de l'actionneur.

II.3.2.4.2. Calcul de la force en utilisant la coénergie

Le concept de coénergie, déjà utilisé pour le calcul de force à partir des réseaux de réluctances, est appliqué dans cette partie, sous une autre forme exploitant la variation du flux magnétique en fonction de la position du mobile pour un courant constant. Il permet ainsi de calculer numériquement la force développée par l'actionneur en utilisant les résultats éléments finis à partir des équations I.19, I.20, I.23 et I.24 [Marinescu 88], [El Amraoui 02 f].

La figure II.25 présente deux caractéristiques d'évolution du flux magnétique total, développé en fonction des ampère-tours d'alimentation, pour deux positions différentes du mobile z_1 et z_2 . La variation de la coénergie magnétique ΔW_c , associée au déplacement entre z_1 et z_2 , correspond à la partie hachurée de la figure II.25.

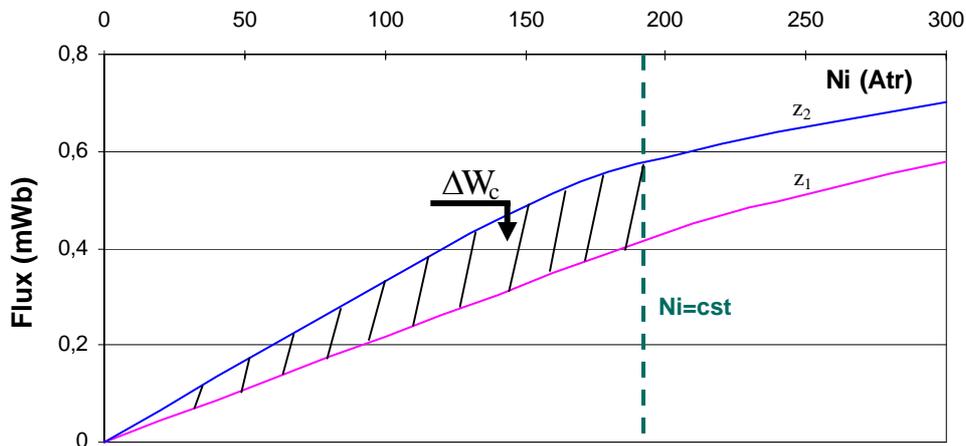


Figure II.25 : Calcul de la coénergie magnétique

Si les courbes de variation du flux en fonction des ampère-tours sont connues pour deux positions voisines z_1 et z_2 du mobile décalées de Δz , il est alors possible d'en déduire la variation de la coénergie et donc de la force moyenne développée entre les deux positions à partir de l'équation I.29.

L'intérêt de la méthode, est qu'elle fournit la force de poussée de l'actionneur pour tout courant et pour toute position relative du stator et du mobile.

Un calcul éléments finis en magnéto-statique est effectué pour des positions successives avec un pas de déplacement égal à cinq centièmes de la largeur de la dent statorique.

Les caractéristiques statiques de la force de poussée sont représentées sur la figure II.26, pour des déplacements allant de 5 centièmes à 55 centièmes, un maillage régulier de l'entrefer, un nombre de nœuds face à une dent statorique variant de 20 à 100 et un courant d'alimentation $N_i=300Atr$.

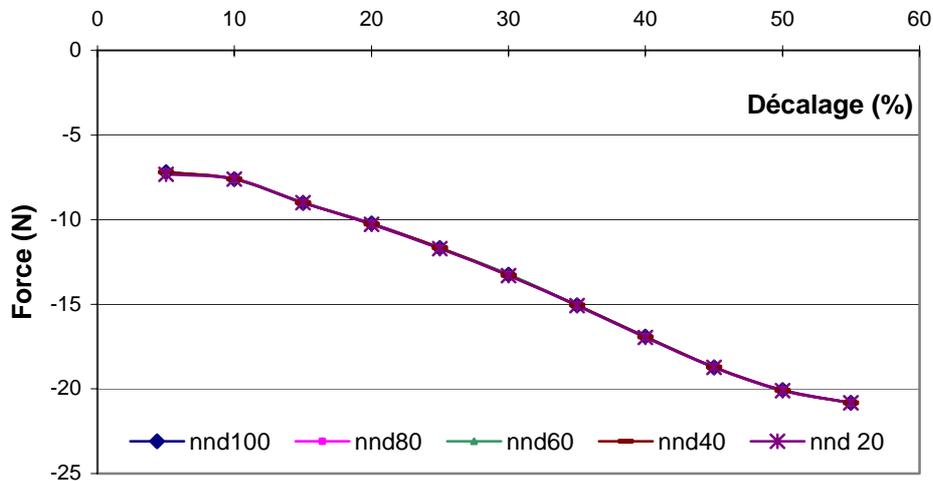


Figure II.26 : Caractéristiques statiques de force pour différents nombres de nœuds

La figure II.26 montre que le calcul de force par la méthode de coénergie est beaucoup moins sensible à la densité du maillage que le tenseur de Maxwell. D'autres simulations conduites pour des maillages déformés ont de même abouti à des résultats similaires à ceux relatifs à un maillage régulier de même densité.

II.3.2.4.3. Comparaison des deux méthodes basées sur les résultats éléments finis

La caractéristique statique déterminée par le tenseur de Maxwell pour 100 nœuds et celle déterminée à partir de la coénergie pour 20 nœuds sont représentées sur la figure II.27 ; l'écart relatif moyen entre ces deux caractéristiques ne dépasse pas 1% malgré une densité de maillage cinq fois plus faible utilisée avec la méthode de coénergie.

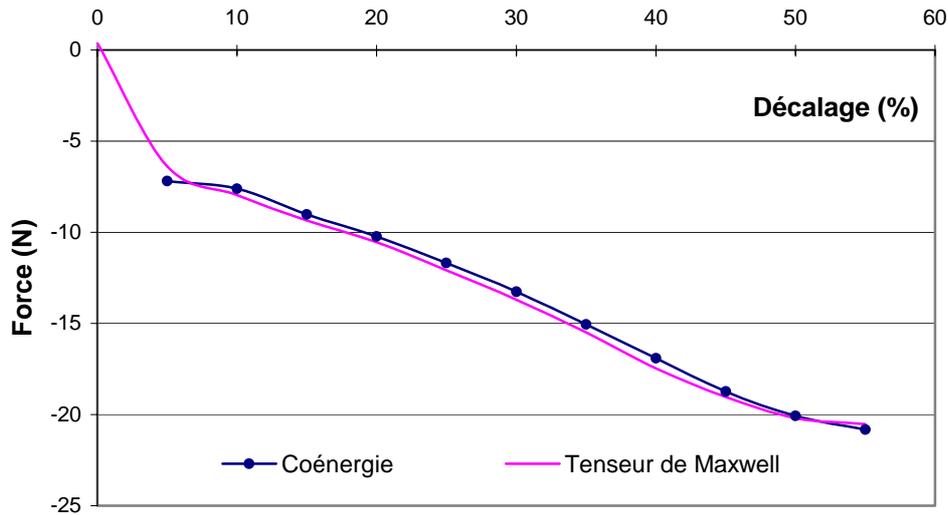


Figure II.27 : Comparaison des caractéristiques statiques

Les deux caractéristiques de la figure II.27 montrent donc une bonne concordance entre les résultats obtenus à partir des deux méthodes de calcul de force pour les nombres de nœuds considérés.

D'autre part, la durée d'une simulation numérique pour la résolution du problème électromagnétique avec un processeur Pentium®-800GHz sur une position statique est d'une minute environ lorsque le maillage global de la structure est construit autour d'un maillage d'entrefer à raison de 20 nœuds par dent. Cette durée passe à neuf minutes environ lorsque le maillage est de 100 nœuds par dent.

Ainsi, pour ce type de machine pas à pas, où l'épaisseur de l'entrefer est très faible par rapport à la longueur, la méthode de coénergie semble être plus robuste et moins coûteuse pour le calcul de force. Cette méthode nécessite, cependant, au moins deux simulations statiques pour l'estimation d'une valeur de force ce qui est contraignant dans le cas du traitement en ligne des résultats. Par ailleurs, le problème de la dérivée de la coénergie magnétique par rapport au déplacement virtuel ∂z peut être résolu en utilisant la technique de la dérivée du jacobien local qui ne nécessite qu'une seule simulation pour le calcul de la force en une position [Coulomb 83].

En effet, la coénergie magnétique peut être décrite sous sa forme globale par l'expression II.32 :

$$W_c = \int_{\Omega} \left[\int_0^H \mathbf{B}(H) dH \right] d\Omega \quad (\text{II.32})$$

En considérant les éléments e du domaine d'étude Ω ainsi que leurs expressions locales \hat{e} dans le repère des éléments finis, l'expression II.32 peut se mettre sous la forme suivante [Coulomb 83], [Coulomb 97]:

$$W_c = \sum_e \int_{\hat{e}} \left[\int_0^H \mathbf{B}(\mathbf{H}) d\mathbf{H} \right] de = \sum_e \int_{\hat{e}} \left[\int_0^H \mathbf{B}(\mathbf{H}) d\mathbf{H} \right] \det G d\hat{e} \quad (\text{II.33})$$

où $\det G$ désigne le déterminant de la matrice G du jacobien local qui exprime les transformations géométriques du système de coordonnées locales au système de coordonnées globales. La force globale peut donc être obtenue à partir de l'équation II.34 :

$$F_z = \frac{\partial W_c}{\partial z} = \sum_e \left\{ \int_{\hat{e}} \mathbf{B}(\mathbf{H}) \frac{\partial \mathbf{H}}{\partial z} \det G d\hat{e} + \int_{\hat{e}} \left(\int_0^H \mathbf{B}(\mathbf{H}) d\mathbf{H} \right) \frac{\partial \det G}{\partial z} d\hat{e} \right\} \quad (\text{II.34})$$

Ainsi, le calcul d'une différence finie de coénergie, équation I.29, nécessitant deux simulations éléments finis, est remplacé dans ce cas par un calcul de dérivée par rapport à un déplacement virtuel des nœuds de maillage d'une seule simulation éléments finis.

Considérant que le logiciel utilisé PC-Opéra n'offre pas la possibilité d'un traitement automatique des résultats éléments finis afin de résoudre l'équation II.34, Toutefois, il est intéressant de programmer la résolution de cette équation en post-traitement à partir des modèles éléments finis résolus.

II.3.3. COMPARAISON DU MODELE RESEAU DE RELUCTANCES AU MODELE ELEMENTS FINIS

II.3.3.1. Introduction

Le modèle réseau de réductances a été amélioré par la prise en compte de l'effet de saturation magnétique et des fuites d'encoche ; cependant, les hypothèses faites sur le calcul de réductance d'entrefer à partir de laquelle est calculée la force développée par la machine peuvent sembler restrictives. Ainsi, la comparaison des résultats obtenus par le réseau de réductances non linéaires avec prise en compte des fuites d'encoche à ceux obtenus par éléments finis s'impose. Elle permet, en effet, d'estimer d'une part l'erreur commise par le modèle réseau de réductances et de déterminer, d'autre part, des coefficients correcteurs pouvant être utilisés pour un dimensionnement plus précis.

II.3.3.2. Comparaison des flux

L'erreur relative sur le calcul du flux total développé au sein de la structure électromagnétique étudiée est inférieure à 9% sur la plage de fonctionnement utile correspondant à un décalage entre les dents fixes et les dents mobiles allant de 0% jusqu'à 50%. La figure II.28 présente l'évolution de cette erreur.

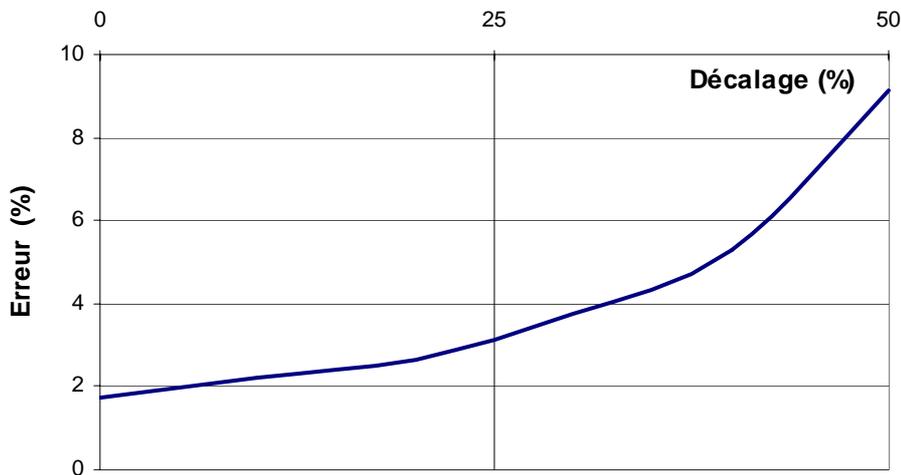


Figure II.28 : Erreur relative sur le calcul du flux total

II.3.3.3. Comparaison des réluctances d'entrefer

La comparaison de l'évolution de la réluctance d'entrefer déterminée à partir du modèle réseau de réluctances et celle calculée à partir du modèle éléments finis a également montré que l'erreur relative entre ces deux caractéristiques ne dépasse pas 8% sur la plage de fonctionnement utile de l'actionneur, figure II.29.

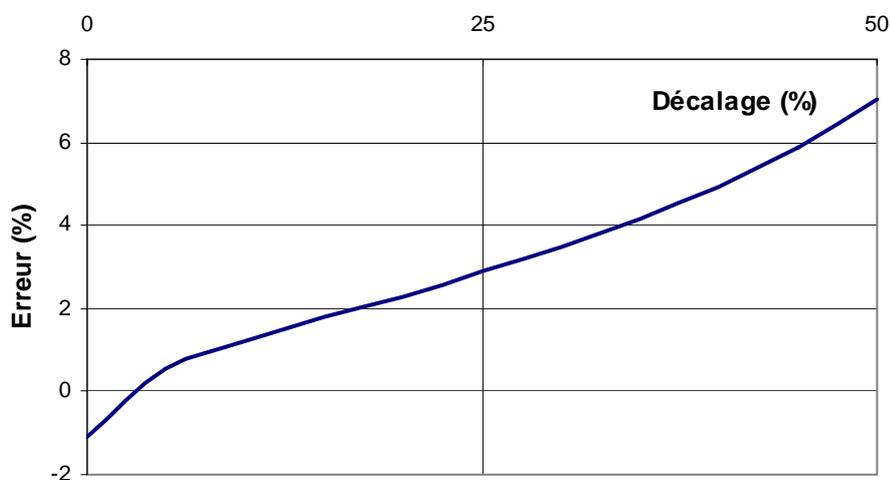


Figure II.29 : Erreur relative sur le calcul de réluctance d'entrefer

II.3.3.4. Comparaison des forces

L'écart relatif, entre la caractéristique de la force de poussée, obtenue par exploitation de la méthode des éléments finis et celle obtenue par le réseau de réductances, est présenté dans la figure II.30 sur la plage de fonctionnement utile de l'actionneur.

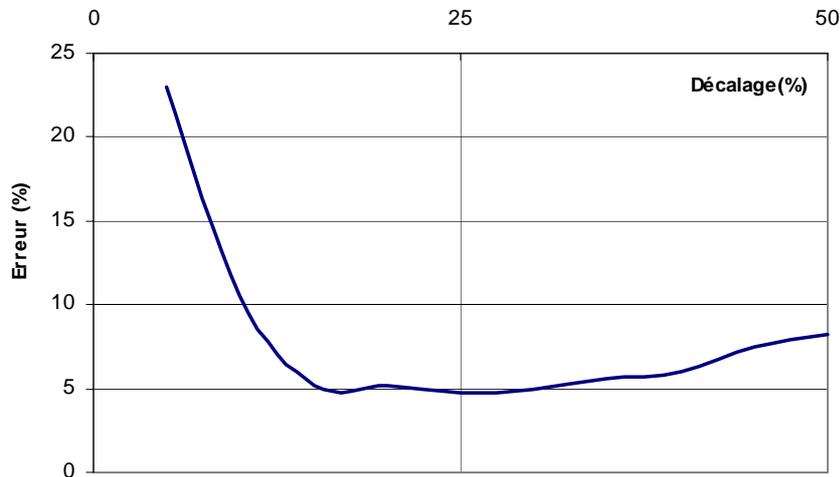


Figure II.30 : Erreur relative sur le calcul de force

Le calcul de la force à partir du réseau de réductance et de la méthode de coénergie est entaché d'une erreur relative importante sur les premières positions où la force est faible. Néanmoins l'erreur relative moyenne sur la plage de fonctionnement utile reste inférieure à 10%. Cette erreur peut être expliquée par l'existence de fuites magnétiques qui n'ont pas été prises en compte par le modèle réseau de réductances et qui sont de plus en plus importantes quand le décalage est plus important. Cette dispersion de flux est notamment due à l'influence d'une troisième dent de la partie mobile comme le montre la figure II.31.

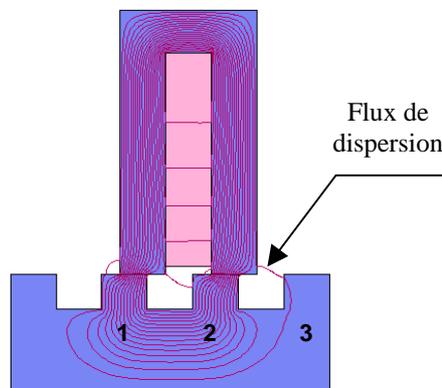


Figure II.31 : Flux de dispersion à travers la troisième dent du mobile

II.3.3.5. Conclusion

Le modèle réseau de réluctances développé a donné, tant au niveau des flux que de la force de poussée, des résultats qui ont été confirmés par le modèle éléments finis avec une erreur relative globalement inférieure à 10%. Cette précision est amplement suffisante dans la mesure où ce modèle est utilisé pour le dimensionnement de l'actionneur. Une marge de sécurité de 10% est toutefois retenue pour la construction du prototype.

Le modèle analytique élaboré est complètement paramétré et peut être appliqué pour le dimensionnement rapide d'autres structures pas à pas linéaires tubulaires à réluctance variable.

II.4. ETUDE EXPERIMENTALE, COMPARAISON DES RESULTATS PRATIQUES ET THEORIQUES

II.4.1. INTRODUCTION

Un prototype est spécialement construit pour valider les différentes modélisations et conçu, pour satisfaire plusieurs objectifs nominaux prévus parmi lesquels, un pas de déplacement de 2.54mm et une force de démarrage de 20N. Il a également pour but l'étude expérimentale des moteurs pas à pas linéaires tubulaires à réluctance variable.

En particulier, la caractéristique de la force statique développée par le prototype est relevée et comparée à celles déterminées à partir des modèles réseau de réluctances et éléments finis.

II.4.2. PRESENTATION DU BANC D'ESSAIS

Le banc d'essais doit permettre, dans un premier lieu, de déterminer la caractéristique statique développée par le prototype.

Le prototype est réalisé de façon modulaire afin d'avoir la possibilité de monter, démonter et changer ses différentes parties. Les phases statoriques se présentent sous forme de galettes en matériau magnétique logeant les bobines d'alimentation à l'intérieur et sont séparées par des anneaux amagnétiques en bronze. La partie mobile est une tige massive dentée coulissante et guidée à ses d'extrémités par des paliers à billes, figure II.32.

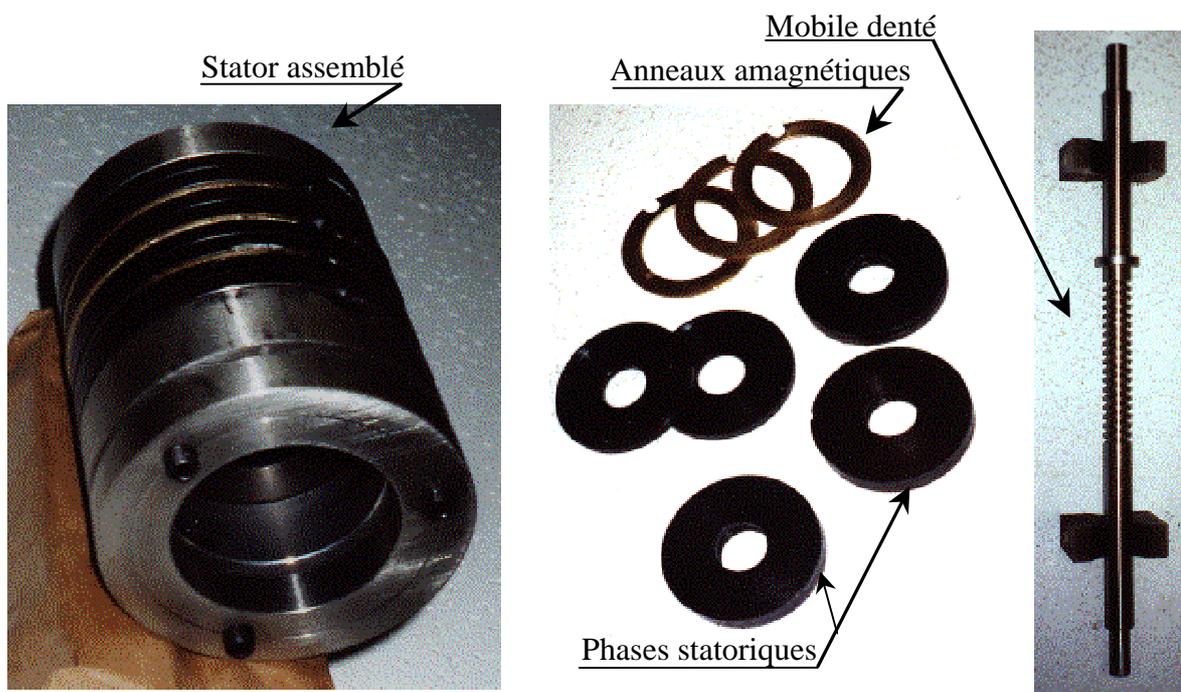


Figure II.32 : Différentes parties du prototype réalisé

Ces derniers sont fixés aux extrémités d'une culasse cylindrique amagnétique assurant le maintien et la fixation des différentes parties du stator et aussi la protection de la partie mobile dentée contre l'intrusion de particules. La course du prototype, de 101,6mm, correspond à 20 pas en avant et 20 pas en arrière.

Les mesures de force statiques et les essais thermiques ont été réalisés sur un prototype possédant un entrefer de 0,1mm et une seule phase statorique, donc dans les mêmes conditions que celles considérées en simulation numérique.

Par ailleurs, il est difficile d'assurer la coaxialité des quatre phases statoriques avec un entrefer aussi faible. En effet, dès qu'une phase, désaxée par rapport au mobile, est alimentée, un effort d'attraction radiale, normalement nul dans l'hypothèse de l'axisymétrie parfaite de la structure, est créé. Cet effort provoque une déformation en flèche de la partie mobile qui vient se coller contre la phase statorique. La déformation est visible à l'œil nu et accompagnée d'un bruit de claquage. Tant que la phase est alimentée, la partie mobile lui est collée et résiste à toute tentative de déplacement dans le sens axial. Ainsi l'avantage offert par la structure tubulaire ($F_r=0$), est difficilement réalisable pour des structures à très faible entrefer. Pour pouvoir réaliser des essais sur le prototype à quatre phases, nous avons décidé d'augmenter son entrefer de 0,1mm à 0,2mm en intervenant sur le diamètre d'alésage du stator et en doublant les ampères-tours d'alimentation puisque le dimensionnement thermique de l'actionneur le permet.

Le banc d'essais réalisé comprend essentiellement le prototype fabriqué, un capteur de force et un capteur de position fixés au bâti. Un palmer, fixé dans le prolongement axial de la partie mobile, est solidaire d'une plaque d'acier indéformable pouvant glisser dans la direction du mouvement sur laquelle est fixé le capteur de force. La figure II.33 présente un schéma synoptique du banc d'essais réalisé.

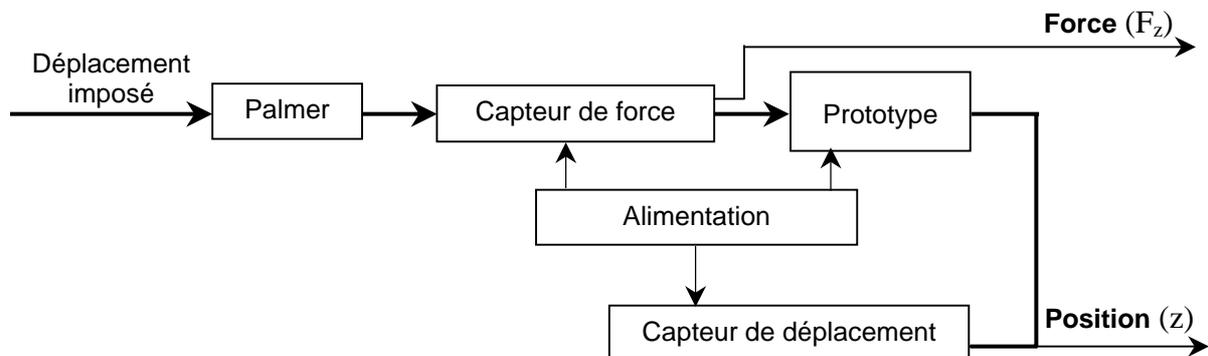


Figure II.33 : Schéma synoptique du banc d'essais réalisé

Le capteur de force utilisé est une jauge de contraintes métallique en alliage d'aluminium munie d'un circuit de compensation et générant un signal de sortie variable en fonction de sa déformation sous l'effet des contraintes qui lui sont appliquées. Il présente l'avantage d'un faible encombrement et d'un poids réduit. Ce capteur est capable de mesurer jusqu'à 20N.

Pour mesurer le déplacement axial de la partie mobile un capteur de déplacement linéaire inductif LVDT (Linear Variable Differential Transformer) à électronique incorporée est utilisé. Il est constitué d'un bobinage primaire alimenté par une tension alternative, le mouvement de l'équipage mobile qui canalise le flux magnétique génère des variations de tensions dans les bobinages secondaires. L'électronique intégrée au capteur permet de délivrer un signal analogique proportionnel au déplacement, sa plage de linéarité est de 0 à 100mm et sa sensibilité est de 102,64mV/mm. Une photo du banc d'essais réalisé est présentée sur la figure II.34.

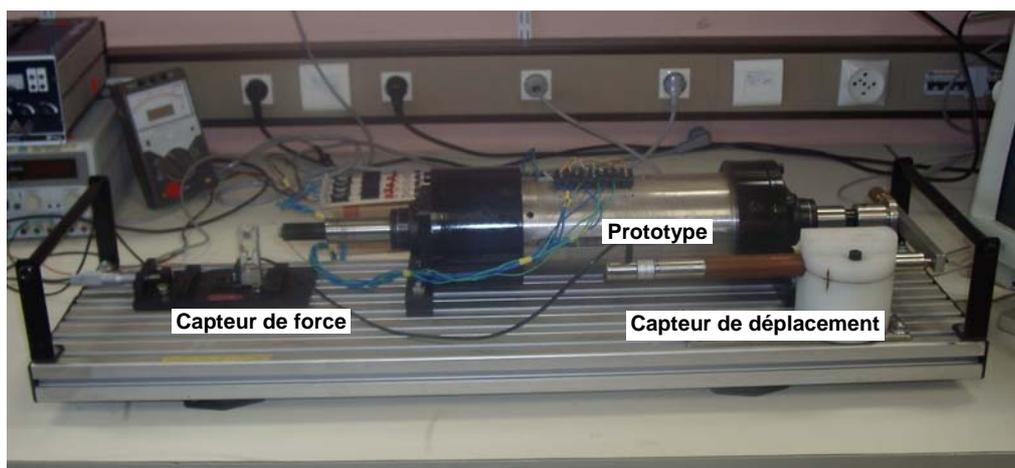


Figure II.34 : Banc d'essais

II.4.3. RESULTATS OBTENUS

II.4.3.1. Essais thermiques

L'élévation de température du bobinage ΔT est déterminée à partir de la mesure de la résistance R de l'enroulement alimenté. En effet, on a :

$$R=R_0 (1+\alpha \Delta T) \quad (II.35)$$

avec R_0 la résistance de l'enroulement à la température ambiante et $\alpha=0.004^\circ K^{-1}$ le coefficient de température du cuivre. L'étude de l'échauffement du moteur réalisé, consiste à alimenter

en permanence un enroulement d'une phase par un courant constant et à relever la tension entre ses bornes en fonction de la durée d'alimentation, Ainsi, pour une tension d'alimentation initiale U_0 , il est possible de déterminer l'élévation de température ΔT à partir de la relation suivante :

$$\Delta T = \frac{1}{\alpha} \left(\frac{U}{U_0} - 1 \right) \quad (\text{II.36})$$

Le montage voltampèremétrique utilisé nous a permis de contrôler le courant, de relever la tension U et de déterminer ainsi la variation de température d'échauffement ΔT .

Les essais réalisés ont conduit aux résultats de la figure II.35, précisant les caractéristiques d'échauffement global du moteur en fonction du temps pour des courants $i=0,8\text{A}$; $i=1,2\text{A}$ et $i=1,5\text{A}$.

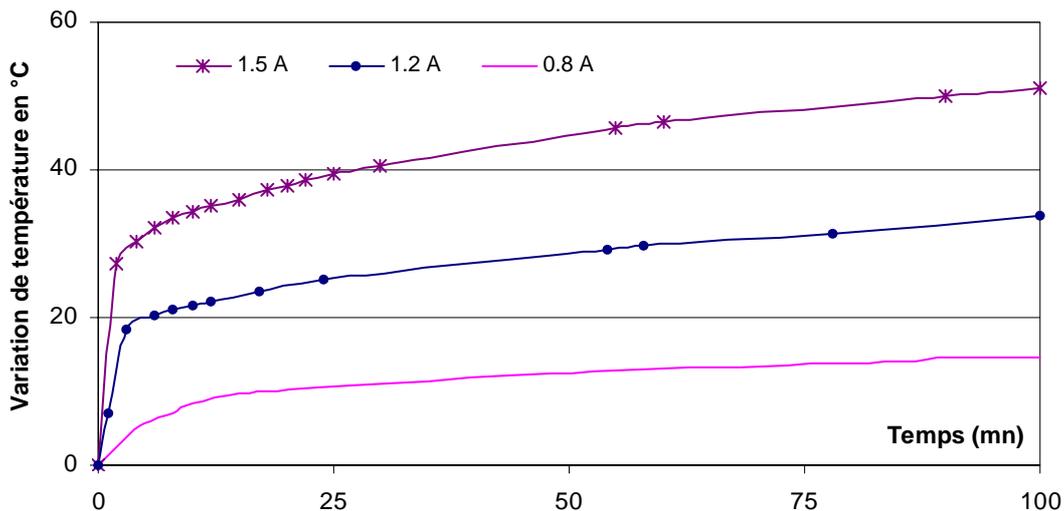


Figure II.35 : Caractéristique d'échauffement d'un module stator

Dans le cas d'une alimentation continue d'une phase du moteur, nous constatons que l'élévation de température est de 51°K pour un courant de $1,5\text{A}$ au bout de 100 minutes d'alimentation ; par conséquent, la résistance initialement de 18Ω a augmenté de 20%.

L'essai a été limité dans le temps et en courant vu le caractère intermittent du fonctionnement du moteur pas à pas ; le bobinage pourrait cependant supporter des courants d'alimentation plus importants, sur des durées plus longues, sachant que les bobines ont été réalisées avec des fils de classe H.

II.4.3.2. Caractéristique statique de force

Afin de relever la caractéristique statique de force en fonction du déplacement, une phase de l'actionneur est alimentée. La partie mobile acquiert donc naturellement sa position d'équilibre stable correspondant à un alignement entre les dents fixes et les dents mobiles. Le palmer est utilisé pour imposer de petits déplacements, via la plaque d'acier indéformable, au capteur de force initialement placé en position de contact sans effort face à la partie mobile de l'actionneur. Par action sur le palmer, le capteur de force déplace la partie mobile de sa position d'équilibre, la partie mobile réagit en appliquant un effort sur le capteur de force. La mesure de la position et de l'effort appliqué au capteur de force pour chaque déplacement imposé par le palmer permet de relever la caractéristique statique de force en fonction du déplacement. Les mesures réalisées sur la structure monophasée étudiée sont représentées sur la figure II.36.

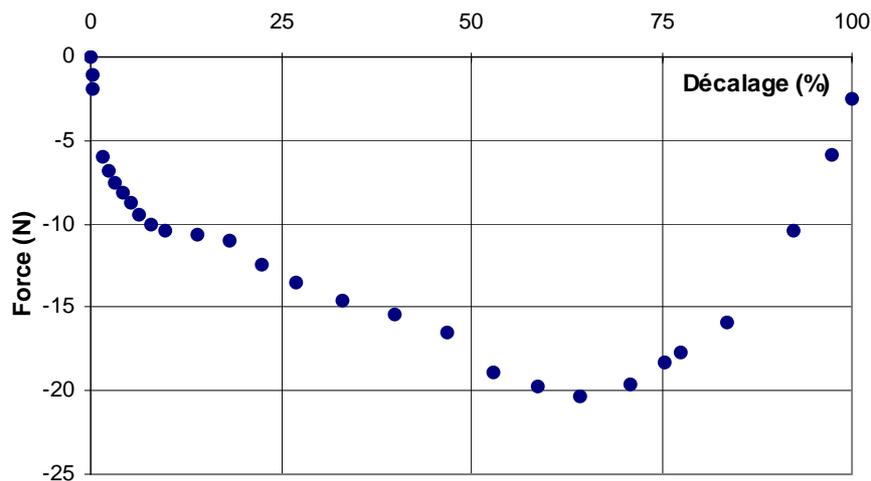


Figure II.36 : Caractéristique pratique de force statique en fonction du décalage

II.4.4. COMPARAISON DES RESULTATS EXPERIMENTAUX AVEC CEUX OBTENUS PAR SIMULATION

Pour comparer la caractéristique statique obtenue à partir des simulations éléments finis et celle déterminée expérimentalement, elles sont représentées sur le même graphe de la figure II.37.

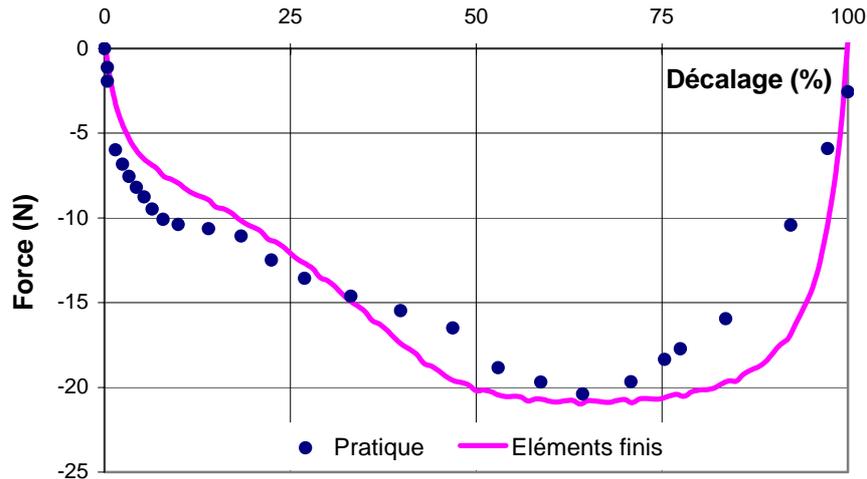


Figure II. 37 : Comparaison des caractéristiques statiques de forces en fonction des décalages

Les différences observées entre les deux caractéristiques de la figure II.37 peuvent être expliquées par les erreurs de mesures, les éventuels écarts existant entre la courbe $B(H)$ utilisée pour les simulations et la courbe réelle du matériau ferromagnétique utilisé pour la construction du prototype ; ou encore par les imprécisions numériques qui restent relativement faibles. Ainsi, les résultats obtenus valident, dans la marge de 10% d'erreur fixée dès la phase de conception, d'une part, le modèle éléments finis construit pour cet actionneur et d'autre part, les hypothèses de dimensionnement. Ainsi l'étape d'optimisation peut être conduite en se basant sur des outils fiables de prototypage virtuel.

II.5. OPTIMISATION ET ADAPTATION DE LA GEOMETRIE AU CAHIER DES CHARGES

II.5.1. APPROCHE PROPOSEE POUR L'OPTIMISATION

II.5.1.1. Introduction

Les plans d'expériences apportent une aide précieuse à l'expérimentateur cherchant à résoudre un problème à l'aide d'une suite d'expériences, en lui donnant la possibilité de planifier efficacement ses expériences [Pillet 94], [Goupy 96]. Cette technique est largement utilisée dans le domaine d'optimisation des structures électrotechniques [Brisset 95], [Gillon 97], [Sauvey 00]. En effet, ils permettent de fixer les niveaux des paramètres d'optimisation et donc de considérer des variations discrètes de ces derniers.

Dans cette partie, nous présentons la stratégie d'optimisation que nous avons développée. Elle est basée sur l'utilisation de plans d'expériences originaux développés dans [Vivier 02]. Ce sont des plans treillis construits à partir de juxtapositions judicieuses de plans d'expériences. Ensuite, un mécanisme de translation de plans treillis est proposé afin de permettre un balayage efficace du domaine de variation des grandeurs intervenant dans l'optimisation et aussi des récupérations d'expériences entre plans.

II.5.1.2. Présentation de la méthode des plans d'expériences

Lorsque le résultat d'une expérience dépend de plusieurs variables pouvant varier chacune entre un maximum et un minimum, la méthode traditionnelle d'expérimentation consiste à répéter l'expérience autant de fois qu'il y a de paramètres et de niveaux.

De plus, une bonne démarche d'acquisition des connaissances doit fournir des résultats d'interprétation aisée. La méthode des plans d'expériences apporte une méthodologie capable de planifier les expériences et permet d'atteindre une meilleure connaissance du système observé avec un minimum d'essais et une bonne précision. Le vocabulaire plan d'expériences défini dans [Pillet 94] est adopté dans cette partie, ainsi :

- un facteur désigne une variable, ou un état, qui agit sur le système étudié et qui peut être continu ou discret,
- la réponse d'un système est la grandeur mesurée pour connaître l'effet des facteurs sur le système,

- un facteur significatif est un facteur qui, lorsqu'il est modifié, modifie considérablement la réponse du système, à l'encontre d'un facteur non significatif dont l'effet sur la réponse du système est nul ou très faible pour être apprécié,
- les niveaux d'un facteur indiquent les valeurs que prend ce facteur au cours des essais.

II.5.1.3. Choix des expériences

Pour choisir les expériences à réaliser, l'expérimentateur peut adopter plusieurs stratégies de recherche. Par exemple dans le cas de deux facteurs A et B à deux niveaux, il peut choisir des expériences au hasard comme il peut choisir de fixer le facteur A à sa valeur moyenne et de faire varier le facteur B puis de fixer B et de faire varier A. La figure II.38.a présente le domaine expérimental issu d'une telle stratégie d'expérimentation.

La méthode des plans d'expériences consiste à prendre les mesures aux extrémités du domaine expérimental, figure II.38.b. Ainsi le domaine de validité des informations extraites à partir des expériences est plus large et la réponse est plus facilement interprétable [Goupy 96], [Gillon 97].

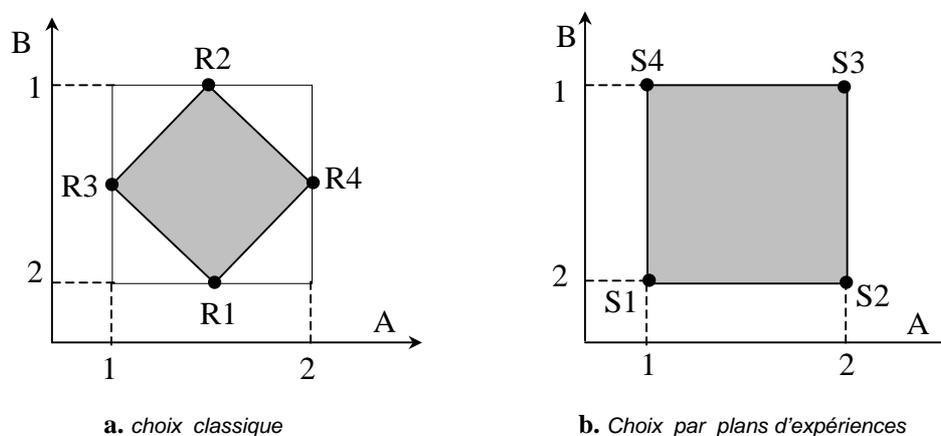


Figure II.38 : Choix de l'emplacement des points expérimentaux

II.5.1.4. Plans factoriels complets

La réalisation d'un plan factoriel complet consiste à considérer toutes les combinaisons possibles entre les niveaux de tous les facteurs considérés. Un plan complet comportant k facteurs à X niveaux et m facteurs à Y niveaux est composé de $X^k \cdot Y^m$ expériences.

Dans le cas d'un plan factoriel complet à deux niveaux et à deux facteurs, les niveaux de chaque facteur peuvent être exprimés en grandeurs réduites, en désignant par 1 le niveau bas du facteur et par 2 son niveau haut, tableau II.1. Cette notation permet d'écrire la matrice d'expériences A_{exp} sous la forme suivante :

Tableau II.1 : Matrice d'expériences

Numéro d'expérience	Facteur A	Facteur B	Réponse
1	1	1	Y_{11}
2	2	1	Y_{21}
3	1	2	Y_{12}
4	2	2	Y_{22}

$$\underbrace{\quad\quad\quad}_{A_{exp}}$$

Ainsi, la moyenne générale des essais correspond à la somme des réponses, Y_{ij} correspondant aux niveau i du facteur A et au niveau j du facteur B, sur le nombre d'expériences N_{exp} :

$$M = \frac{1}{N_{exp}} \sum_{i,j} Y_{ij} \quad (II.37)$$

L'effet moyen E_{Ai} d'un facteur A au niveau i est égal à la moyenne des réponses lorsque le facteur est au niveau i moins la moyenne générale des réponses :

$$E_{Ai} = \frac{p}{N_{exp}} \sum_{j=1}^p Y_{ij} - M \quad (II.38)$$

où p est le nombre de niveaux pris par le facteur A.

Ainsi pour le cas de deux niveaux par facteurs, si E_{A1} désigne l'effet du facteur A lorsqu'il est au niveau 1 et E_{A2} l'effet de A lorsqu'il est au niveau 2, il vient :

$$E_{A1} + E_{A2} = 0 \quad (II.39)$$

Le calcul des effets moyens du facteur A ne possède donc qu'un degré de liberté (une seule valeur indépendante, la seconde se déduit de la première).

Ces effets servent à la construction d'un modèle de la réponse sur le domaine de variation des facteurs, une réponse théorique peut être donnée par le modèle pour chaque expérience où le facteur A est au niveau i et le facteur B au niveau j par :

$$\tilde{Y}_{ij} = M + E_{A_i} + E_{B_j} \quad (\text{II.40})$$

Cependant, lorsque le phénomène présente des interactions entre les facteurs, ceci se traduit par un effet du facteur A différent selon que le facteur B est au niveau haut ou au niveau bas. La réponse théorique du système peut, dans ce cas, être estimée pour chaque expérience où le facteur A est au niveau i et le facteur B au niveau j par :

$$\tilde{Y}_{ij} = M + E_{A_i} + E_{B_j} + I_{A_i B_j} \quad (\text{II.41})$$

$I_{A_i B_j}$ étant l'interaction qui existe entre le facteur A lorsqu'il est au niveau i et le facteur B lorsqu'il est au niveau j. Lorsque le nombre de facteurs augmente, des interactions d'ordre de plus en plus élevé interviennent dans la construction du modèle de la réponse.

II.5.1.5. Plans fractionnaires

Un plan complet à deux niveaux comporte 2^k essais et permet d'estimer non seulement les effets des facteurs, mais aussi toutes leurs interactions. Afin de limiter le nombre d'essais, les interactions d'ordre élevé peuvent être négligées dans le modèle. Dans ces conditions, seuls les effets de chacun des facteurs ainsi que les interactions de petit ordre et la moyenne seront considérés. Dans ce cas, un plan fractionnaire d'un plan factoriel complet peut être utilisé afin de réduire le nombre d'essais.

Pour la construction d'un plan fractionnaire, la propriété d'orthogonalité des plans doit être respectée. Cette condition est indispensable pour pouvoir calculer les effets d'un facteur indépendamment des autres facteurs. En effet, lorsque l'effet d'un facteur A est calculé au niveau i, il faut que le facteur B soit autant de fois présent aux niveaux 1, 2, ... ; dans le cas contraire, l'effet de B biaiserait le calcul de l'effet de A [Goupy 96].

Pour construire un plan fractionnaire à partir d'un plan complet 2^k , la solution est par exemple de considérer un plan réduit, en utilisant la matrice d'expériences d'un plan complet 2^{k-p} . Le nombre d'expériences à effectuer est donc divisé par 2^p . Si après cette étude les résultats obtenus ne permettent pas d'apporter des conclusions sur l'influence des facteurs et leurs interactions, l'utilisateur pourra étudier un deuxième plan fractionnaire mieux adapté pour lever le doute sur certains résultats.

Soit à étudier l'influence de six facteurs A, B, C, D, E et F sur une réponse par l'intermédiaire d'un plan fractionnaire 2^{6-1} . A ce niveau, trente deux essais faisant intervenir les six facteurs sont à définir. Pour élaborer la matrice d'expériences de ce plan, une partie de la matrice des effets 2^5 sera utilisée. En effet A, B, C, D et E garderont les mêmes séquences de niveaux que pour un plan 2^5 , alors que la séquence de niveaux pour le facteur F sera régie par celle du produit ABCDE. La matrice d'expériences considérée pour cette étude, en adoptant la notation centrée réduite pour indiquer les niveaux de facteurs, est donnée par le tableau II.2 :

Tableau II. 2 : Matrice d'expériences relative à un plan 2^{6-1}

Expériences	A	B	C	D	E	F
1	-1	-1	-1	-1	-1	-1
2	1	-1	-1	-1	-1	1
3	-1	1	-1	-1	-1	1
4	1	1	-1	-1	-1	-1
5	-1	-1	1	-1	-1	1
6	1	-1	1	-1	-1	-1
7	-1	1	1	-1	-1	-1
8	1	1	1	-1	-1	1
9	-1	-1	-1	1	-1	1
10	1	-1	-1	1	-1	-1
11	-1	1	-1	1	-1	-1
12	1	1	-1	1	-1	1
13	-1	-1	1	1	-1	-1
14	1	-1	1	1	-1	1
15	-1	1	1	1	-1	1
16	1	1	1	1	-1	-1
17	-1	-1	-1	-1	1	1
18	1	-1	-1	-1	1	-1
19	-1	1	-1	-1	1	-1
20	1	1	-1	-1	1	1
21	-1	-1	1	-1	1	-1
22	1	-1	1	-1	1	1
23	-1	1	1	-1	1	1
24	1	1	1	-1	1	-1
25	-1	-1	-1	1	1	-1
26	1	-1	-1	1	1	1
27	-1	1	-1	1	1	1
28	1	1	-1	1	1	-1
29	-1	-1	1	1	1	1
30	1	-1	1	1	1	-1
31	-1	1	1	1	1	-1
32	1	1	1	1	1	1

Dans ce cas, le facteur F, et l'interaction I_{ABCDE} sont dits aliasés. Dans un plan fractionnaire, les effets sont toujours aliasés avec des interactions [Pillet 94].

Le générateur d'alias du plan fractionnaire 2^{6-1} est $I=ABCDEF$ ce qui veut dire que l'effet de chaque facteur est aliasé avec l'interaction des facteurs restants.

Le modèle associé au plan fractionnaire est construit de la même manière que dans le cas d'un plan complet : il fait intervenir les effets des facteurs ainsi que les effets de leurs interactions jusqu'à l'ordre souhaité. Lorsqu'un modèle est utilisé pour estimer la réponse d'un système, il est possible de calculer un écart appelé résidu, entre la valeur calculée par le modèle et la valeur réelle de la réponse, si le nombre d'expériences est supérieur au nombre de degrés de liberté du modèle, c'est à dire au nombre de coefficients à estimer entre moyenne, effets et interactions. Le résidu est donc donné par [Vivier 01b], [Goupy 99] :

$$r=Y-\tilde{Y} \quad (\text{II.42})$$

Toutes les informations contenues dans les résultats ne sont pas systématiquement exprimées dans le modèle. Il reste des informations à tirer des données expérimentales. L'étude des résidus par l'intermédiaire de l'analyse de la variance permet d'extraire des informations supplémentaires.

L'analyse de la variance permet de juger si les effets calculés sont significativement différents de l'erreur expérimentale, lorsqu'elle existe. Dans le cas de simulations numériques, cette dernière n'existe pas. Néanmoins, nous proposons de remplacer cette erreur expérimentale par l'erreur d'ajustement [Vivier 02]. Le test de Fisher, est alors utilisé pour déterminer si un facteur est significatif. Ce test repose sur le calcul de la variance résiduelle (V_r) et la variance entre échantillons pour un facteur (V_A) [Goupy 99]. Dans le cas où les facteurs étudiés n'ont pas d'effet, le rapport V_A/V_r suit une loi de Fisher à n_A et n_r degrés de liberté, où :

$$V_r = \frac{\sum r^2}{n_r} \quad (\text{II.43})$$

$$V_A = \frac{\sum E_{Ai}^2}{n_A} \quad (\text{II.44})$$

n_A étant le nombre de degrés de liberté du facteur A et n_r le nombre de degrés de liberté du résidu. Le nombre de degrés de liberté d'un facteur est égal au nombre de niveaux qui lui sont alloués moins un. Le nombre de degrés de liberté du résidu est la différence entre le nombre d'expériences réalisées et le nombre de coefficients du modèle de la réponse. Le nombre de degrés de liberté d'une interaction est égal au produit des degrés de liberté des facteurs intervenant dans l'interaction.

Le test de Fisher consiste donc à comparer le rapport $F_{\text{expérimental}} = \frac{V_A}{V_r}$ avec la valeur théorique de la table de Fisher définie pour des niveaux de significations de 5% et 1% par exemple [Droesbeke 97], [Vivier 01a], [Brisset 01]. Si $F_{\text{expérimental}}$ est supérieur à $F_{\text{théorique}}$ de la table, alors l'effet est significatif. Il existe donc 1% ou 5% de risque pour que le facteur A soit gardé alors qu'en réalité il n'a aucune influence.

II.5.1.6. Plan treillis

Les plans treillis se présentent sous la forme de plans d'expériences globaux construits à partir du maillage du domaine de variation des facteurs en plans fractionnaires élémentaires à deux niveaux. Ces plans permettent de fixer les facteurs d'optimisation à des niveaux discrets et de balayer un large domaine expérimental avec un nombre réduit d'expériences. La disposition des plans fractionnaires les uns par rapport aux autres est telle que deux plans adjacents partagent le maximum d'expériences, comme le montre la figure II.39 pour le cas d'un plan treillis à 3 facteurs A, B et C prenant chacun 5 niveaux. Le plan fractionnaire élémentaire utilisé est dans ce cas, un plan 2^{3-1} .

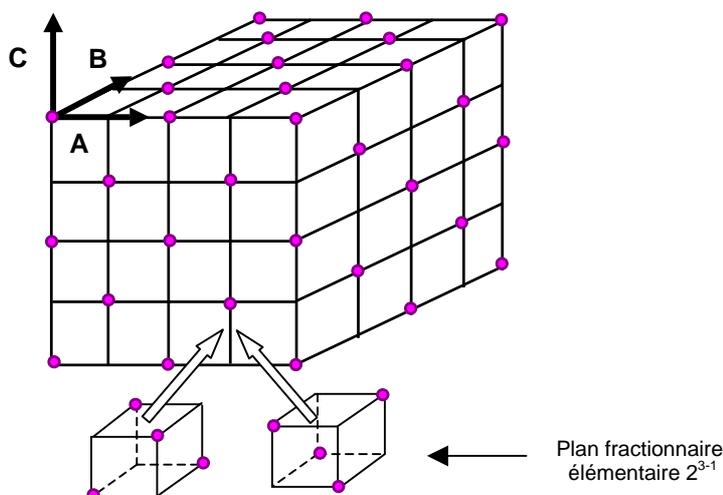


Figure II.39 : Plan treillis à 3 facteurs et 5 niveaux par facteur

L'utilisation de ces plans treillis est d'autant plus intéressante que le nombre de facteurs et de niveaux par facteur est important. En effet, pour une optimisation à six facteurs et à cinq niveaux par facteur, le plan le plus économique formant la brique élémentaire du plan treillis est un plan fractionnaire 2^{6-3} ; le plan treillis global résultant comporte alors 1900 ou 2025 expériences, suivant le générateur choisi pour le plan fractionnaire élémentaire, au lieu de 15625 expériences pour un plan complet.

Le tableau II.3 présente une comparaison du nombre d'expériences correspondant à un plan complet à k facteurs et à X niveaux par facteur à celui correspondant à un plan treillis de mêmes dimensions, pour k=3 ; 4 ; 5 ; 6 ; 7 et X= 3 ; 5 [Vivier 02].

Tableau II.3 : Comparaison du nombre d'expériences entre plans treillis et plans complets

Nombre de facteurs (k)	3		4		5		6		7	
Plan fractionnaire élémentaire minimal	2^{3-1}		2^{4-1}		2^{5-1}		2^{6-3}		2^{7-4}	
Nombre de niveaux par facteur	3	5	3	5	3	5	3	5	3	5
Nombre d'expériences (Plan treillis)	13 14	62 63	40 41	312 313	57 66	770 795	81 108	1900 2025	113 184	4664 5211
Nombre d'expériences (Plan factoriel complet)	27	125	81	625	243	3125	729	15625	2187	78125

II.5.1.7. Conclusion

Les plans d'expériences permettent une disposition optimale des expériences, au sens de la minimisation de l'erreur. Les résultats obtenus à partir d'un plan d'expériences s'apprentent bien à l'analyse et à l'interprétation à partir d'outils statistiques puissants telle que l'analyse de la variance.

Ces plans peuvent servir, soit à l'identification des paramètres influents sur une réponse, soit à la détermination de l'optimum pour un problème d'optimisation. Ils permettent aussi de définir les simulations à réaliser a priori et de considérer des facteurs discrets.

Par ailleurs, les plans d'expériences apportent une technique de minimisation du nombre de simulations à réaliser grâce aux plans fractionnaires et aux plans treillis en conservant de précieuses propriétés mathématiques.

Les plans d'expériences sont alors parfaitement adaptés à l'optimisation à partir des simulations éléments finis.

II.5.2. FORMULATION DU PROBLEME D'OPTIMISATION TRAITE

D'une façon générale, un problème d'optimisation (P) peut être exprimé sous la forme suivante [Minoux 83] :

$$(P): \begin{cases} \text{Maximiser } f(x) \\ \text{Sous les contraintes:} \\ g_i(x) \leq 0; \quad i=1, \dots, \chi \\ x \in S \in \mathbb{R}^m \end{cases} \quad (II.45)$$

Le vecteur x a pour composantes x_1, x_2, \dots, x_m qui sont les inconnues du problème ; f est la fonction objectif. L'ensemble des conditions $g_i(x) \leq 0; \quad i=1, \dots, \chi$ et $x \in S$ sont les contraintes du problème, S étant le domaine de variation des inconnues du problème.

La recherche du minimum d'une fonction $k(x)$ se ramène immédiatement au problème de maximisation de $f(x)=-k(x)$. Les contraintes d'égalité du type $h(x)=0$ peuvent être remplacées par la double inégalité $h(x) \leq 0$ et $-h(x) \leq 0$. Tout vecteur x vérifiant les contraintes est une solution du problème (P) ; une solution qui maximise $f(x)$ sur l'ensemble de toutes les solutions est une solution optimale. La résolution du problème d'optimisation du moteur pas à pas linéaire tubulaire se fera en s'appuyant sur les outils qu'offre la méthode des plans d'expériences, et ceci en trois étapes.

La première est une étape d'analyse, dans laquelle la méthode des plans d'expériences permet de rechercher l'influence de chaque facteur sur la réponse du système. En effet, tous les facteurs de paramétrisation de la structure n'ont pas tous la même influence, certains ont un effet prépondérant, d'autres un effet négligeable. C'est pourquoi une sélection des facteurs est nécessaire afin de mener la procédure d'optimisation avec un nombre réduit de facteurs. De cette façon, le nombre de simulations à réaliser peut être considérablement diminué.

La deuxième étape consiste à résoudre le problème d'optimisation. Les plans d'expériences sont également utilisés pour la recherche d'un optimum. Une stratégie particulière de choix des points expérimentaux utilisant les plans treillis est adoptée [Vivier 02]. Ces plans vont nous permettre de réaliser une optimisation à faible coût à partir de facteurs discrets et continus.

La dernière étape permet de tester la sensibilité de l'optimum aux bruits de modélisation et de construction et de dégager une zone optimale robuste. A partir des expériences réalisées, des surfaces de réponses locales sont construites. Le modèle polynomial créé par la méthode des plans d'expériences est directement utilisé pour juger de la sensibilité de l'optimum et définir une zone de stabilité dans laquelle peuvent être choisies les grandeurs optimales de l'actionneur.

Le but de la procédure d'optimisation appliquée au moteur pas à pas linéaire tubulaire est dans un premier lieu de maximiser sa force statique de démarrage, $F_{50\%}$, sous les contraintes suivantes :

- échauffement constant,
- diamètre extérieur constant,
- rayon d'entrefer constant,
- épaisseur d'entrefer constante.

La première contrainte s'impose pour la protection du bobinage d'alimentation, les trois autres contraintes ont pour objectifs, d'une part, de fixer le volume extérieur dans lequel l'optimisation de l'actionneur sera réalisée et de garder, d'autre part, les mêmes dimensions d'entrefer dont les variations sont fort influentes sur la force développée par l'actionneur.

Dans un second lieu, les paramètres géométriques de la structure seront réadaptés dans le sens de la minimisation de l'encombrement de l'actionneur afin de faire coïncider la force de démarrage $F_{50\%}$ avec la valeur imposée par le cahier des charges et pour laquelle l'actionneur a initialement été dimensionné.

Le schéma de la figure II.40 présente l'évolution de la structure et de ses performances d'une étape d'optimisation à l'autre.

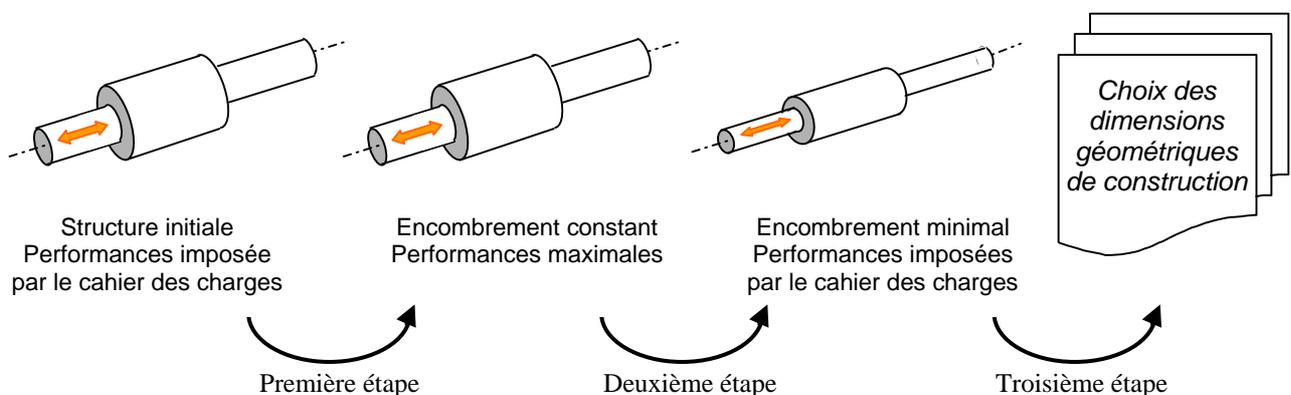


Figure II.40 : Synoptique de l'objectif des étapes d'optimisation

II.5.2.1. Détermination des facteurs influents sur la force de poussée

Le tableau II.4 présente les facteurs susceptibles d’avoir une influence sur la réponse du système, figure II.41, ainsi que les plages de variation considérées pour cette étude.

Tableau II.4 : Degrés de liberté géométriques de la structure à optimiser

Facteurs	Désignations	Minimum (mm)	Maximum (mm)
Hauteur droite d’une dent stator	hs	0	0,5
Hauteur des dents rotor et stator	rr	0,5	1
Inclinaison des dents	zr	0,508	1,016
Largeur d’encoche statorique	lb	0,5	1
Epaisseur de l’encoche extérieure d’une dent statorique	la	0,5	1
Epaisseur de la culasse	ec	0,5	1

Il est clair que de nombreux degrés de liberté ont été ajoutés au contrôle de la géométrie de façon à augmenter sa capacité d’expression et à faciliter son adaptation à l’objectif poursuivi.

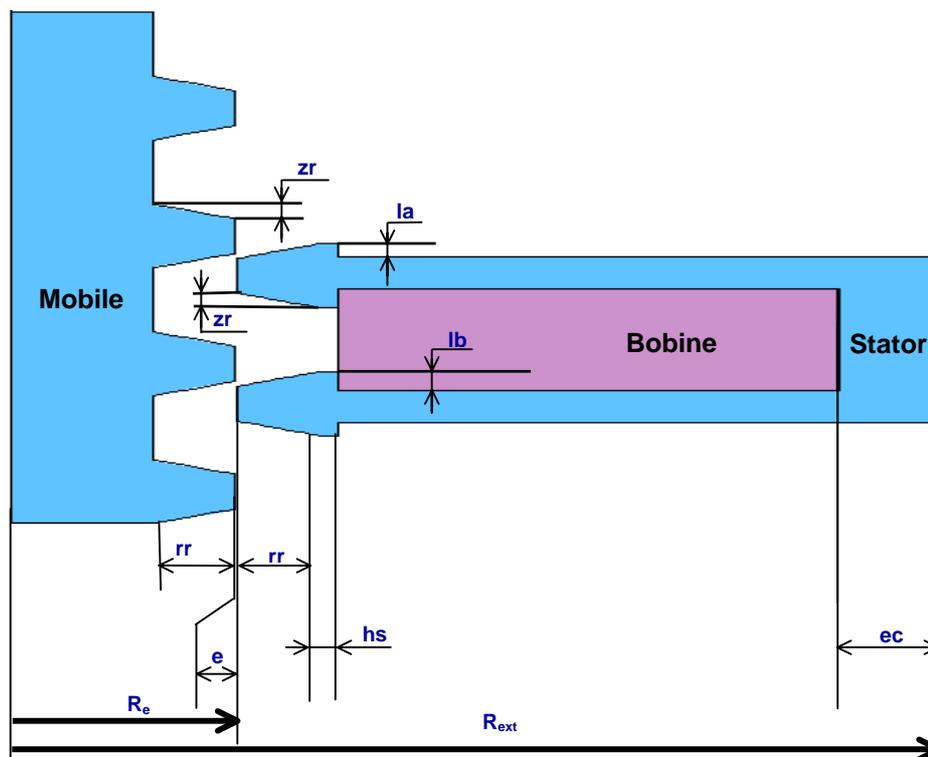


Figure II.41 : Paramétrage de la structure à optimiser

Un plan fractionnaire 2^{6-1} de générateur I=ABCDEF a permis de déterminer les facteurs les plus influents sur la réponse en effort statique de l'actionneur. Les effets des différents facteurs sont calculés pour des variations de 0,5mm sur les facteurs hs, rr, la, lb ec, et une variation de 0,508mm sur le facteur zr en rapport avec le type de maillage paramétré choisi de façon à garantir la précision du calcul de force à partir du tenseur de Maxwell. Les effets des facteurs, représentés par l'histogramme de la figure II.42 sont comparés au seuil correspondant au niveau de signification 95% pour la variable de Fisher.

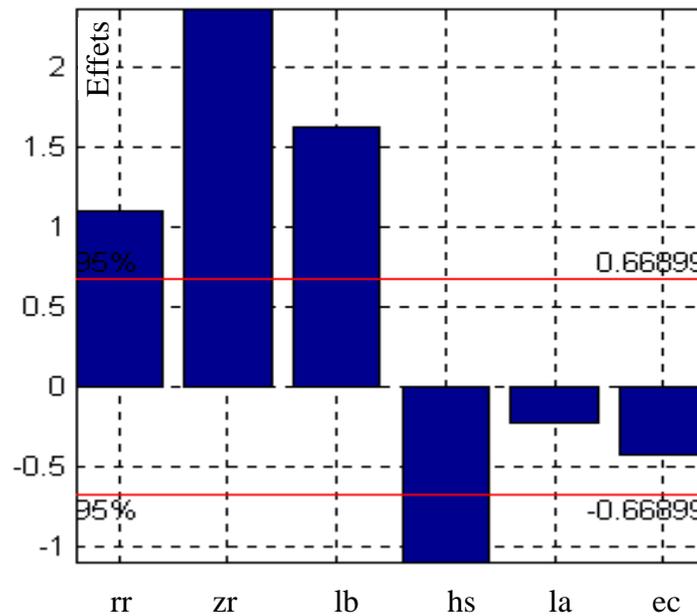


Figure II.42 : Effets des facteurs

Ces résultats montrent que :

- les facteurs rr, zr, lb et hs ont plus que 95% de chance pour que leurs effets soient significatifs, c'est à dire plus importants que le bruit de modélisation constitué par les résidus des interactions qui n'ont pas été prises en compte (le modèle considéré est sans interaction),
- les facteurs la et ec ont moins de 95% de chance pour que leurs effets soient significatifs pour la réponse.

Les facteurs qui seront retenus pour l'optimisation de l'effort de démarrage de l'actionneur sont alors rr, zr et lb; hs sera fixé à zéro puisque son effet sur la réponse que nous souhaitons maximiser est négatif.

II.5.2.2. Détermination de la force par exploration du domaine d'étude

La méthode d'optimisation utilisée est basée sur les plans d'expériences. Elle consiste à utiliser les plans treillis présentés au paragraphe II.5.1.6. En considérant les trois facteurs retenus pour l'optimisation rr , zr et lb , la figure II.43 présente le plan treillis à 5 niveaux par facteur qui sera utilisé pour l'optimisation de l'actionneur linéaire.

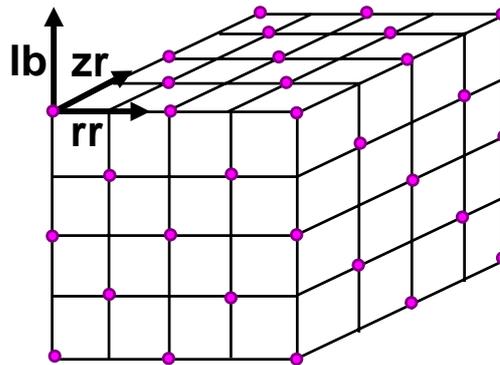


Figure II.43 : Plan treillis utilisé pour l'optimisation de l'actionneur linéaire

Le calcul de force se faisant à partir du tenseur de Maxwell, pour maintenir un taux de déformation du maillage $\delta=0,98$ constant tout au long de l'entrefer, le facteur zr doit être un multiple entier du centième de la largeur d'une dent. Par conséquent, ce facteur ne peut prendre que des valeurs discrètes sur son domaine de variation, ce qui explique le choix fait sur la méthode d'optimisation permettant de fixer zr à des niveaux discrets.

Un maillage du domaine d'étude est donc réalisé avec un pas de 0,125mm sur rr et lb , et avec un pas de 0,127mm, lié à la qualité du maillage de l'entrefer, sur zr . Les plans treillis sont utilisés afin de balayer le domaine d'étude dans le sens de l'évolution de la réponse. Ainsi, 63 expériences sont réalisées sur le premier plan à 5 niveaux et trois facteurs. Dans les mêmes conditions, un plan factoriel complet aurait nécessité 125 expériences.

En reprenant la formulation de l'équation II.45, le problème à résoudre devient :

$$(P) : \left\{ \begin{array}{l} \text{Maximiser } F_{50\%} \\ \text{Sous les contraintes :} \\ \Delta T = 43^{\circ}\text{C.} \\ R_{\text{ext}} = 46\text{mm} \\ R_e = 15,05\text{mm} \\ 2\text{mm} \leq r_r \leq 4,25\text{mm} \\ z_r = \frac{a}{100} t \text{ mm avec } t=1 \dots 30 \\ 0\text{mm} \leq l_b \leq 3,25\text{mm} \end{array} \right. \quad (\text{II.46})$$

Si l'optimum de la fonction objectif est atteint sur la frontière du plan treillis, alors celui-ci est translaté de façon à placer son centre sur l'emplacement de ce point. Ce processus est répété sur le domaine de variation des facteurs, jusqu'à ce que l'optimum devienne strictement intérieur au plan considéré ou se retrouve sur une butée.

A chaque translation, un certain nombre d'expériences est récupéré par le plan translaté. Le minimum de points récupérés correspond au cas où l'optimum se situe sur un sommet du plan initial, dans ce cas, seulement 14 expériences sont récupérées.

Si par contre, l'optimum est strictement intérieur au plan treillis, alors un plan factoriel complet à trois niveaux est construit autour de ce point ; les expériences déjà réalisées sur le domaine sont récupérées et les simulations complémentaires lancées. Si l'optimum reste inchangé, les facteurs sont fixés à leurs valeurs optimales. Sinon, la procédure de translation continue jusqu'à la convergence dans le domaine d'étude.

La Figure II.44 présente la progression de la recherche de l'optimum sur les deux derniers plans treillis et sur le plan grille autour de l'optimum qui conserve son emplacement.

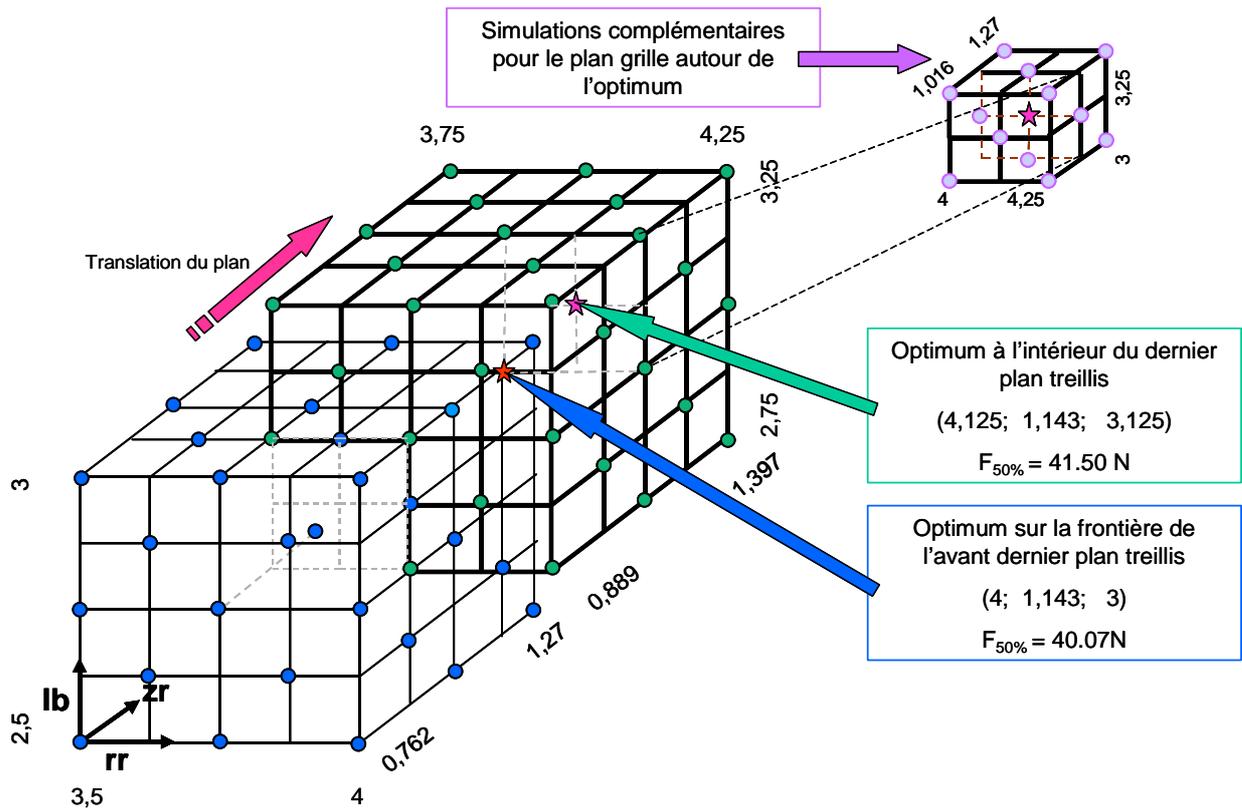


Figure II.44 : Progression de la recherche de l'optimum

La méthodologie d'exploration du domaine d'étude proposée a permis de déterminer une configuration optimale du moteur pas à pas linéaire étudié. Elle est caractérisée par : $rr=4,125\text{mm}$, $zr=1,143\text{mm}$ et $lb=3,125\text{mm}$ et une force de démarrage $F_{50\%} = 41,5\text{ N}$. Ce résultat a nécessité six translations de plans treillis soit au total environ 300 évaluations. La caractéristique de force statique développée par la structure optimale est représentée sur la figure II.45.

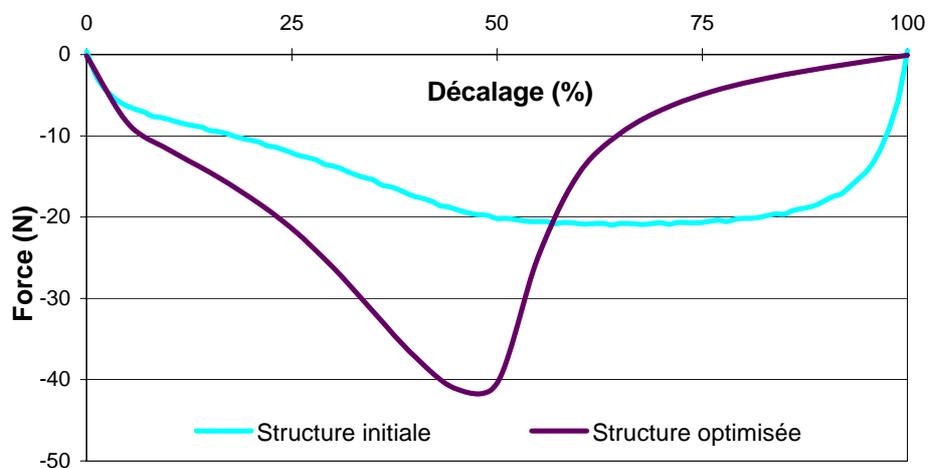


Figure II.45 : Caractéristiques statiques de la structure optimisée

Les caractéristiques statiques de la figure II.45 montrent une augmentation de l'effort statique de démarrage de 20,5N à 41,5N soit de 103%. Ce qui démontre bien la forte influence des facteurs étudiés sur la réponse de l'actionneur. Sur la figure II.46 sont représentées la structure initiale et celle optimisée sous la contrainte d'encombrement constant.

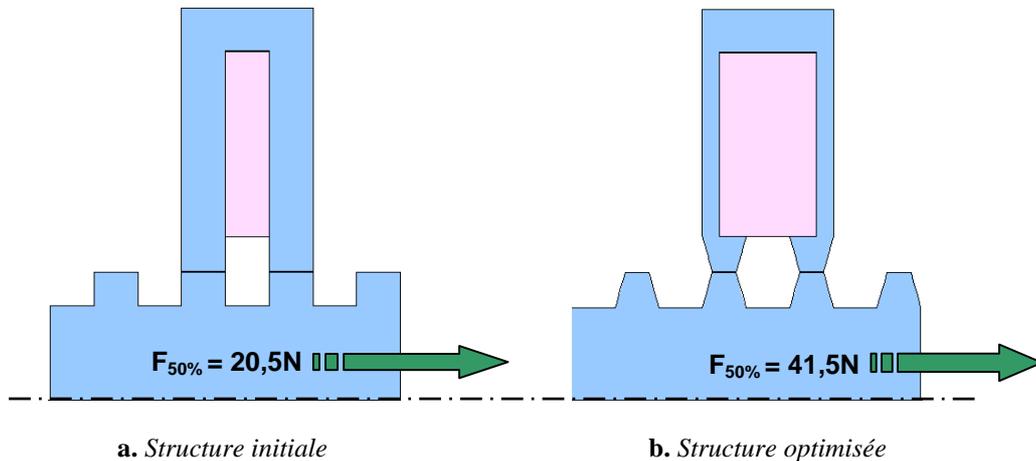


Figure II.46: Géométries initiale et optimisée de l'actionneur

Ainsi, l'effort statique de démarrage développé par l'actionneur a été maximisé alors que l'effort imposé par le cahier des charges n'est que de 20N. La deuxième étape d'optimisation consiste donc à réduire l'encombrement de l'actionneur, jusque là maintenu constant, afin d'adapter l'actionneur à son cahier des charges.

II.5.3. ADAPTATION DE LA GEOMETRIE AU CAHIER DES CHARGES

Si les performances améliorées de l'actionneur optimisé ne sont pas conformes au cahier des charges, ce qui est généralement le cas puisque les structures sont initialement dimensionnées pour répondre au cahier des charges, alors une phase de réadaptation des paramètres géométriques est nécessaire.

Les paramètres géométriques axiaux a, b et c, figure I.34, sont liés au pas mécanique de la machine. Ils sont choisis de telle sorte que la longueur active de la structure quadriphasée soit la plus courte possible. Ainsi, la réadaptation des paramètres géométriques sera exclusivement appliquée aux dimensions radiales de la machine.

Dans le cas des machines étudiées, l'expression de la force est donnée par l'équation I.52. En se référant à l'équation I.58 et aux hypothèses qui lui correspondent, il vient :

$$\frac{F_z}{F'_z} \approx \frac{J^2 R_{\text{ext}}^3}{J'^2 R'_{\text{ext}}{}^3} \quad (\text{II.47})$$

où F_z est la force développée par une machine de rayon extérieur R_{ext} et alimentée par une densité de courant J ; F'_z est la force développée par une machine de rayon extérieur R'_{ext} et alimentée par une densité de courant J' . Par ailleurs, l'échauffement thermique de la machine se traduit par une élévation de température ΔT donnée par :

$$\Delta T = \frac{P_{\text{Joule}}}{c_{\text{conv}} S_{\text{th}}} \quad (\text{II.48})$$

où c_{conv} est le coefficient de convection thermique dans l'air et S_{th} la surface d'échange thermique de la machine avec l'extérieur. Si seule la surface cylindrique de la machine contribue à l'évacuation de la chaleur, l'expression de S_{th} est donnée par :

$$S_{\text{th}} = 2\pi R_{\text{ext}}(8a + 4b + 3c) \quad (\text{II.49})$$

Ainsi, sous la contrainte d'un échauffement constant, il vient :

$$\frac{\Delta T}{\Delta T'} = \frac{P_{\text{Joule}} R'_{\text{ext}}}{P'_{\text{Joule}} R_{\text{ext}}} = 1 \quad (\text{II.50})$$

En remplaçant les pertes Joules données par l'équation I.56 dans l'équation II.50 et en tenant compte de l'expression I.58 et des hypothèses qui lui correspondent, l'équation II.47 peut se mettre sous la forme suivante :

$$\frac{F_z}{F'_z} \approx \frac{R_{\text{ext}}^2}{R'_{\text{ext}}{}^2} = \Gamma^2 \quad (\text{II.51})$$

Ainsi, il apparaît que le rapport des forces développées par deux actionneurs pas à pas linéaires tubulaires de structures semblables est proportionnel au carré du rapport de leurs rayons extérieurs. Il est donc possible de définir le réel positif Γ comme étant, d'une part, un rapport de réduction de force reliant les deux actionneurs et d'autre part, comme étant un rapport d'homothétie permettant de déduire les dimensions radiales d'un actionneur développant une force maximale F_z à partir de la connaissance des dimensions radiales d'un actionneur développant une force maximale F'_z .

Dans le cas de cette application, $F_z = 20\text{N}$ et $F'_z = 41,5\text{N}$, ainsi $\Gamma = \sqrt{\frac{20}{41,5}} = 0,7$. Le rayon extérieur de la machine ainsi que son rayon d'entrefer sont alors homothétiquement réduits de la quantité Γ . Les paramètres géométriques r_r , z_r et l_b sont fixés à leurs valeurs optimales déjà trouvées et la boucle d'optimisation est de nouveau lancée autour du point optimal déjà trouvé. Cette procédure est répétée autant de fois que nécessaire afin de converger vers la valeur de la force de démarrage imposée par le cahier des charges qui est de 20N . L'algorithme de conception optimisée aboutit en 1 itération à trois nouvelles géométries optimales toutes caractérisées par une force de démarrage de $20,1\text{N}$ avec les mêmes valeurs des paramètres $z_r = 1,143\text{mm}$ et $l_b = 3,25\text{mm}$ mais avec trois hauteurs des dents différentes $r_r \in \{4\text{mm}; 4,125\text{mm}; 4,25\text{mm}\}$.

La caractéristique statique de force développée par la structure optimale finale caractérisée par : $r_r = 4,125\text{mm}$; $z_r = 1,143\text{mm}$ et $l_b = 3,25\text{mm}$ est superposée à celles développées par la structure initiale et la structure optimisée dans la première étape, figure II.47.

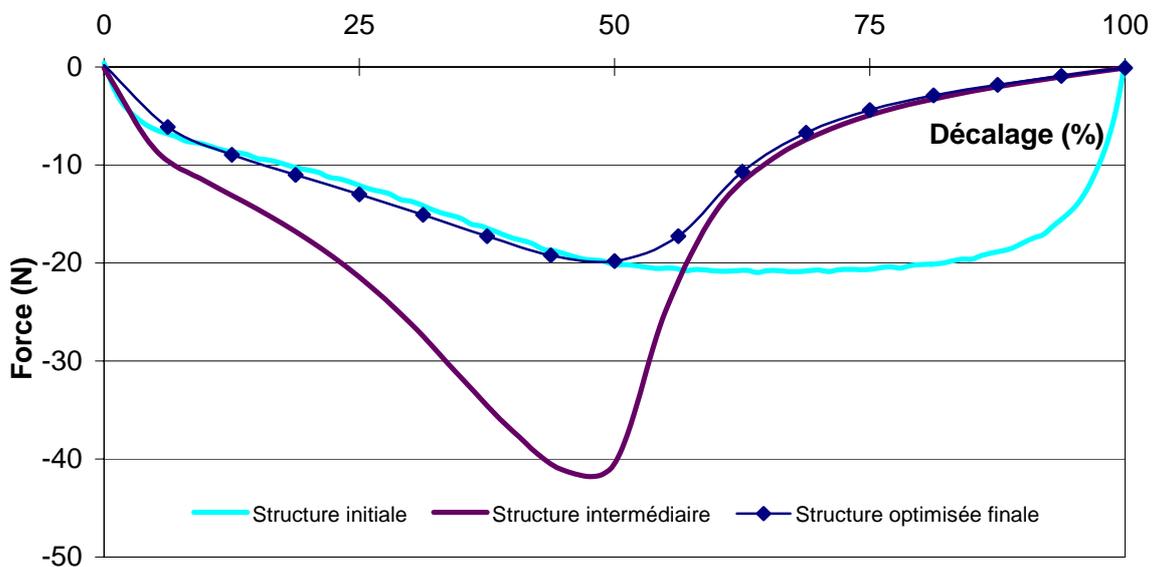


Figure II.47 : Caractéristiques statiques de force

La figure II.48 présente l'évolution de la structure au cours des deux premières étapes d'optimisation. Le gain sur l'encombrement entre la structure initiale et la structure finale est de 51%.

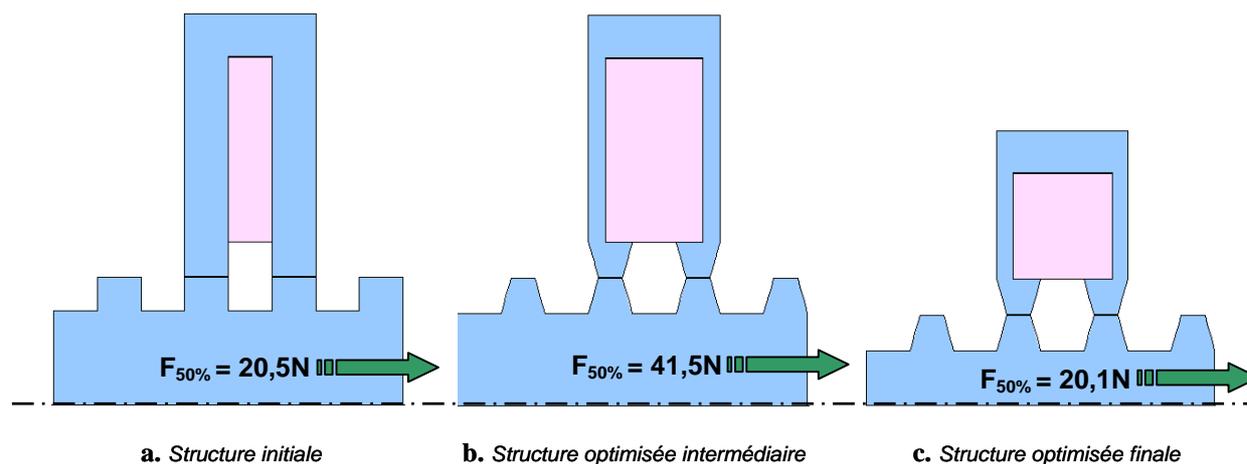


Figure II.48: Evolution de la géométrie de l'actionneur au cours de l'optimisation

II.5.4. ETUDE DE LA SENSIBILITE DES PARAMETRES GEOMETRIQUES FINAUX-ZONE DE STABILITE

II.5.4.1. Notion de bruit et de robustesse

Les structures électromagnétiques, comme tout autre produit conçu et optimisé à l'aide de modèles mathématiques simulés peuvent présenter des sensibilités plus au moins importantes, d'une part, aux incertitudes de modélisation au moment de la simulation et d'autre part aux dispersions de construction au moment de la fabrication.

Lorsque le concepteur choisit les caractéristiques d'un produit ou d'un système, il importe de les fixer avec une double optimisation qui vise à la fois le fonctionnement optimal du système et la robustesse des résultats. Trop souvent la robustesse du résultat est négligée. Les produits conçus restent donc des produits validés en laboratoire qui ont du mal à fonctionner correctement dans un contexte moins contrôlé de l'industrialisation. Par ailleurs, la disponibilité des méthodes de simulations numériques et les progrès méthodologiques, sont à la disposition du concepteur pour appréhender ces problèmes de bruits.

Ainsi, nous nous proposons dans cette partie d'étudier l'influence de quelques bruits de modélisation et de construction sur la réponse de l'actionneur optimisé et de dégager une zone de stabilité pour le choix des dimensions de l'actionneur. Pour ce faire, de petites perturbations sont volontairement introduites sur le modèle numérique de cet actionneur. Ces perturbations sont dans un premier lieu, le nombre de nœuds du maillage d'entrefer, la position de la ligne d'intégration du tenseur de Maxwell et le nombre de points considérés sur la ligne pour le calcul de la force à partir du tenseur de Maxwell, afin de simuler des erreurs numériques de modélisation. Dans un second lieu, la courbe de première aimantation du

matériau utilisé ainsi que l'épaisseur de l'entrefer et la largeur de dents sont légèrement modifiés afin de simuler les dispersions de fabrication. Des simulations éléments finis seront donc lancées sur le dernier plan factoriel à trois niveaux ayant permis de localiser l'optimum. L'analyse des résultats obtenus permettra de déterminer une zone de stabilité sur laquelle la réponse est maximale et peu sensible aux bruits. C'est à dire que si les facteurs d'optimisation r_r , z_r et l_b prennent leurs valeurs dans cette zone, alors les performances de la machine restent optimales.

II.5.4.2. Plans produits et rapport signal sur bruit

Pour étudier la sensibilité des systèmes aux facteurs bruits, TAGUCHI propose d'utiliser des plans produits dans lesquels les facteurs contrôlés, qui pilotent le système, se distinguent des facteurs bruits qui sont plutôt subis. Deux plans d'expériences sont alors construits, un premier pour les facteurs contrôlés (plan principal) et un second pour les facteurs bruits (le plan bruit). Le plan produit consiste à répéter les expériences du plan principal pour chaque configuration des facteurs bruits. Ensuite, l'utilisation du rapport signal/bruit proposé par TAGUCHI, permet de réaliser une double optimisation afin d'obtenir des systèmes qui fonctionnent de façon optimale, même si la modélisation ou la construction sont bruitées [Pillet 94].

La conception d'un système robuste consiste à concevoir celui-ci de telle sorte qu'il soit le plus possible insensible aux bruits. La traduction de ces bruits en terme de fonctionnement se fera sous la forme de dispersions plus au moins grandes dans le fonctionnement du système. Un système sera d'autant plus robuste que cette dispersion de fonctionnement sera faible.

La double optimisation consiste donc à positionner la réponse à la valeur souhaitée, en faisant en sorte que les dispersions autour de cette valeur soient les plus faibles possibles. Certains facteurs agissent sur le niveau pris par la réponse, d'autres agissent plus sur les dispersions autour de celle-ci, notamment par le biais d'interactions entre les facteurs principaux et les facteurs bruits.

Pour illustrer la notion de signal sur bruit par un exemple, la figure II.49 représente la réponse d'un système obtenue en fonction de deux facteurs A et B. Le facteur A agit sur le niveau de la réponse, par contre, le facteur B agit sur la dispersion.

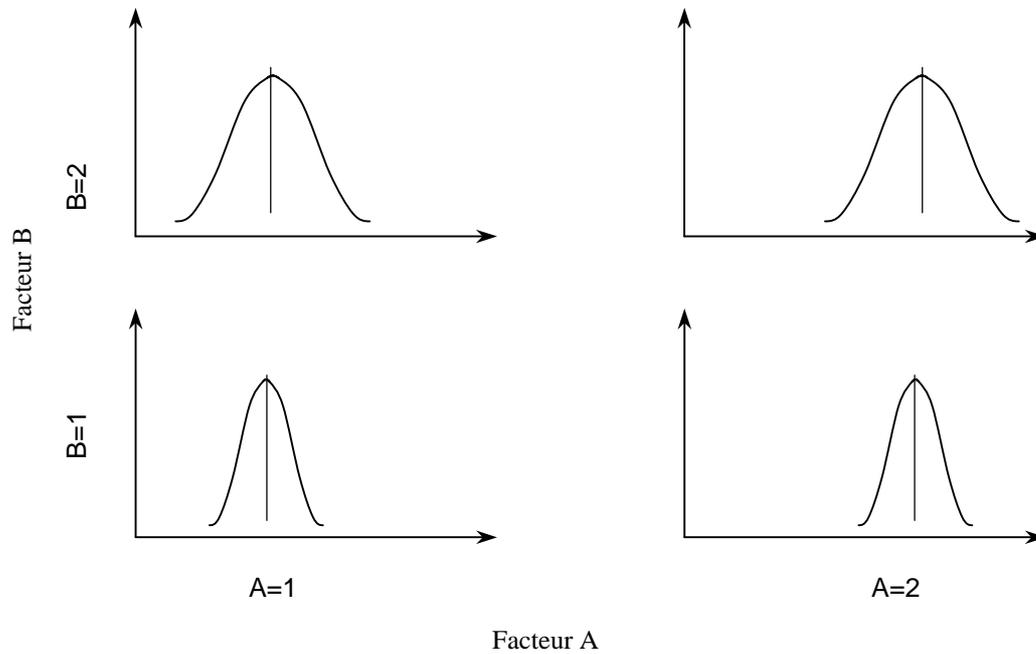


Figure II.49 : Influence sur la moyenne des réponses et la dispersion des résultats

L'optimisation d'un procédé dans le cas d'une recherche de maxima soumis à ces deux facteurs A et B consistera à figer le facteur B au niveau 1 pour diminuer la dispersion (le rendre plus robuste) et positionner A au niveau 2 de façon à obtenir le maximum recherché.

Si plusieurs facteurs et niveaux de facteurs sont considérés, alors le rapport signal sur bruit permet de mesurer la manière dont sont affectées les performances du système par les facteurs bruits. Il permet, ainsi, de déterminer les paramètres de pilotage de telle sorte qu'ils minimisent la perte engendrée par les bruits extérieurs et qu'ils augmentent la robustesse de la conception.

Dans le cas où l'optimum est un maximum Taguchi propose un rapport signal sur bruit v_i sous la forme suivante [Pillet 94], [Schimmerling 98]:

$$v_i = -10 \log \left[\frac{1}{n} \sum_{j=1}^{j=n} \left(\frac{1}{Y_{ij}^2} \right) \right] \quad (\text{II.52})$$

où v_i désigne la valeur du rapport pour une ligne du plan produit, Y_{ij} la valeur de la réponse du système à la ligne i et la colonne j du plan produit et n le nombre total d'expériences réalisées sur le plan produit.

II.5.4.3. Etude de la sensibilité de la structure aux bruits de modélisation

Le modèle éléments finis de l'actionneur linéaire tubulaire ayant permis d'optimiser sa structure a été obtenu avec :

- une densité de maillage correspondant à 100 nœuds face à une dent, (nnd=100),
- une intégration du tenseur de Maxwell sur 10000 points, (pnt=10000), de la ligne médiane de l'entrefer correspondant à la position, (pos=0,5).

L'observation de la réponse $F_{50\%}$ du modèle sur le dernier plan d'optimisation réalisé, tableau II.5, montre que le maximum correspondant à $F_{50\%}=20.101\text{N}$, est atteint pour trois configurations de facteurs caractérisées par le facteur z_r au niveau 0 et le facteur l_b au niveau 1. Ce maximum est relativement très proche des réponses grisées du tableau II.5 qui sont candidates à devenir maxima sous l'effet d'une perturbation du modèle.

Tableau II.5 : Réponse de l'actionneur sur le dernier plan d'optimisation

rr	zr	lb	$F_{50\%}$ (N)
-1	-1	-1	18,6272
-1	-1	0	18,8206
-1	-1	1	18,8854
-1	0	-1	19,5171
-1	0	0	19,8269
-1	0	1	20,101
-1	1	-1	18,2868
-1	1	0	18,6167
-1	1	1	18,9334
0	-1	-1	18,6272
0	-1	0	18,8206
0	-1	1	18,8854
0	0	-1	19,5171
0	0	0	19,8269
0	0	1	20,101
0	1	-1	18,2868
0	1	0	18,6167
0	1	1	18,9334
1	-1	-1	18,6272
1	-1	0	18,8206
1	-1	1	18,8854
1	0	-1	19,5171
1	0	0	19,8269
1	0	1	20,101
1	1	-1	18,2868
1	1	0	18,6167
1	1	1	18,9334

Il est donc impératif de s'interroger quant à la robustesse de la structure optimale et d'étudier la sensibilité aux bruits de modélisation provoqués, par exemple, par des variations relativement petites sur le nombre de nœuds, le nombre de points considérés sur la ligne d'intégration du tenseur de Maxwell ainsi que la position de cette ligne dans l'entrefer.

Ainsi, un plan produit est constitué à partir des facteurs principaux r_r , z_r et l_b et des facteurs de bruit nnd , pnt et pos .

Un plan factoriel complet à trois niveaux est considéré pour les facteurs principaux et un plan fractionnaire à deux niveaux pour les facteurs bruits. Les valeurs prises par les facteurs bruits de modélisation à chaque niveau sont données par le tableau II.6.

Tableau II.6 : *Facteurs bruits de modélisation*

Niveaux	0	1
nnd	90	110
pnt	9900	10100
pos	0,25	0,75

Le tableau II.7 présente le plan produit résultant ainsi que les écart-types σ_i et les rapports signal sur bruit de modélisation, v_i , calculés pour les vingt-sept combinaisons de facteurs principaux considérées.

Tableau II.7 : Plan produit sur le bruit de modélisation

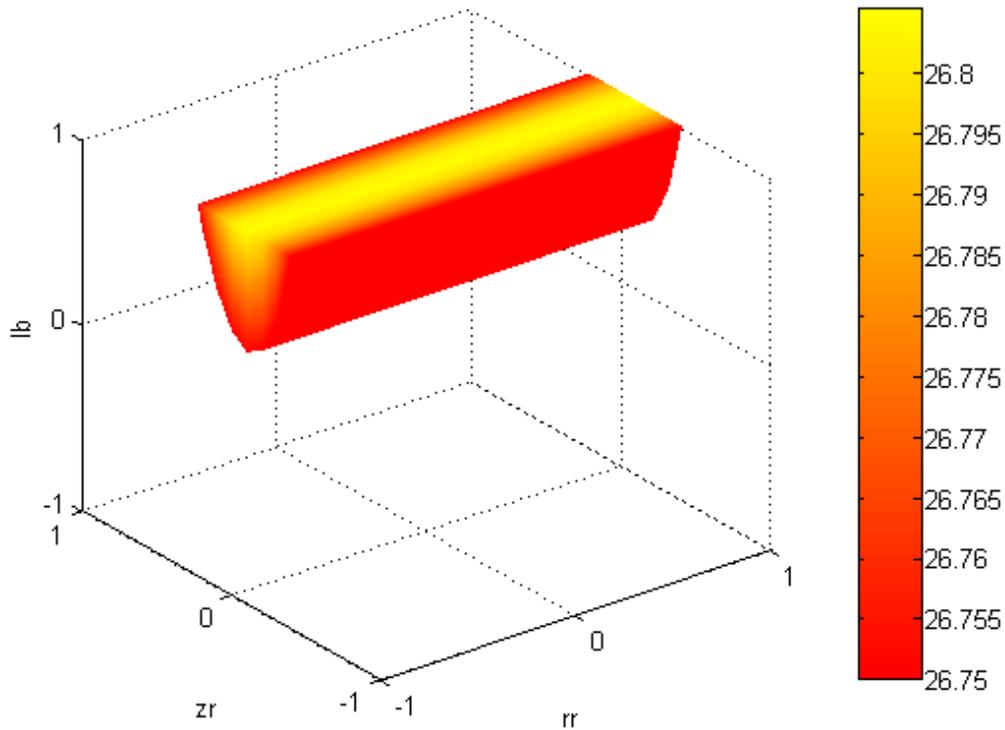
nnd			0	0	1	1		
pnt			0	1	0	1		
Pos			0	1	1	0		
rr	zr	lb	Y _{ij}				σ_i	V _i
-1	-1	-1	20,628	20,4179	20,2066	20,4835	0,17517251	26,2063474
-1	-1	0	20,829	20,6156	20,4027	20,6859	0,17753394	26,2906481
-1	-1	1	20,8948	20,6811	20,4694	20,7552	0,1775083	26,3187384
-1	0	-1	21,7336	21,3406	21,0174	21,1882	0,30573807	26,5737319
-1	0	0	22,0605	21,6549	21,3322	21,5159	0,30939772	26,7035167
-1	0	1	22,3469	21,934	21,6105	21,8034	0,31186036	26,8163171
-1	1	-1	19,6393	19,6629	19,5677	19,5418	0,05743752	25,8463337
-1	1	0	19,9843	20,0009	19,9061	19,8917	0,05483658	25,9969336
-1	1	1	20,3159	20,3251	20,2306	20,2272	0,05303665	26,1390219
0	-1	-1	20,628	20,4179	20,2066	20,4835	0,17517251	26,2063474
0	-1	0	20,829	20,6156	20,4027	20,6859	0,17753394	26,2906481
0	-1	1	20,8948	20,6811	20,4694	20,7552	0,1775083	26,3187384
0	0	-1	21,7336	21,3406	21,0174	21,1882	0,30573807	26,5737319
0	0	0	22,0605	21,6549	21,3322	21,5159	0,30939772	26,7035167
0	0	1	22,3469	21,934	21,6105	21,8034	0,31186036	26,8163171
0	1	-1	19,6393	19,6629	19,5677	19,5418	0,05743752	25,8463337
0	1	0	19,9843	20,0009	19,9061	19,8917	0,05483658	25,9969336
0	1	1	20,3159	20,3251	20,2306	20,2272	0,05303665	26,1390219
1	-1	-1	20,628	20,4179	20,2066	20,4835	0,17517251	26,2063474
1	-1	0	20,829	20,6156	20,4027	20,6859	0,17753394	26,2906481
1	-1	1	20,8948	20,6811	20,4694	20,7552	0,1775083	26,3187384
1	0	-1	21,7336	21,3406	21,0174	21,1882	0,30573807	26,5737319
1	0	0	22,0605	21,6549	21,3322	21,5159	0,30939772	26,7035167
1	0	1	22,3469	21,934	21,6105	21,8034	0,31186036	26,8163171
1	1	-1	19,6393	19,6629	19,5677	19,5418	0,05743752	25,8463337
1	1	0	19,9843	20,0009	19,9061	19,8917	0,05483658	25,9969336
1	1	1	20,3159	20,3251	20,2306	20,2272	0,05303665	26,1390219

D'après le tableau II.7, malgré les perturbations introduites sur le modèle éléments finis, l'emplacement des optima est conservé par rapport au modèle non bruité dont la réponse est donnée par le tableau II.5. Cependant, la dispersion des résultats est minimale sur la dernière ligne du tableau II.7 qui correspond au minimum des écarts types calculés sur chaque ligne du tableau.

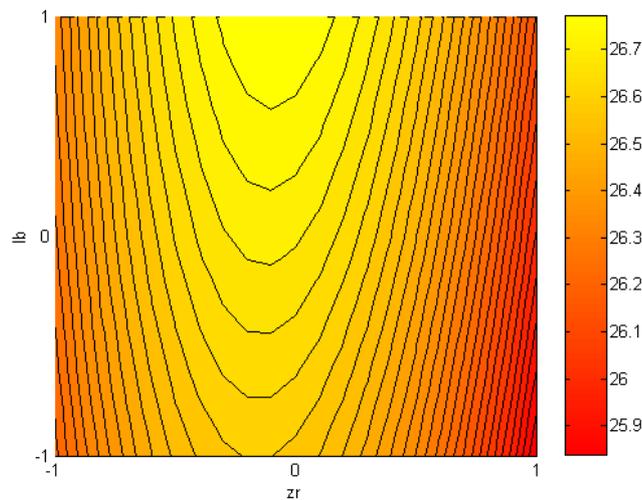
Pour déterminer une zone robuste au bruit de modélisation sur laquelle la réponse est maximale et relativement peu dispersée, le rapport signal sur bruit est modélisé sur le domaine de variation des facteurs principaux. Le modèle construit est du second ordre et tient compte des interactions entre les facteurs. Il est donné par l'équation II.53.

$$\hat{v} = \alpha_0 + \alpha_1 rr^2 + \alpha_2 zr^2 + \alpha_3 lb^2 + \alpha_4 rr + \alpha_5 zr + \alpha_6 lb + \alpha_{12} rr zr + \alpha_{13} rr lb + \alpha_{23} zr lb + \alpha_{123} rr zr lb \quad (\text{II.53})$$

L'évolution de la réponse \hat{v} , en fonction des facteurs géométriques rr , zr et lb est représentée sur la figure II.50 à partir d'un seuil minimal $\hat{v} = 26,75\text{dB}$.



a. Evolution tridimensionnelle



b. Coupe au niveau 0 de rr

Figure II.50 : Rapport signal sur bruit de modélisation en fonction de la géométrie (dB)

Sur la zone grisée de la figure II.50, la réponse du modèle éléments finis est non seulement optimale mais aussi moins sensible aux bruits de modélisation ayant pour origine le nombre de nœuds du maillage ou l'emplacement de ligne d'intégration du tenseur de Maxwell ou encore le nombre de points considérés sur cette ligne pour le calcul de force.

II.5.4.4. Etude de la sensibilité de la structure aux bruits de construction

Afin d'appréhender l'effet des dispersions de construction sur la structure optimisée de l'actionneur, l'effet d'une perturbation de construction sur la réponse du système est simulé par le modèle éléments finis. Pour ce faire, Des variations de $\pm 5\%$ sont introduites sur la courbe de première aimantation du matériau et des erreurs de $\pm 0,01\text{mm}$ sont imposées aussi bien à la largeur des dents, qu'à l'épaisseur d'entrefer, tableau II.8.

Tableau II.8 : *Facteurs bruits de construction*

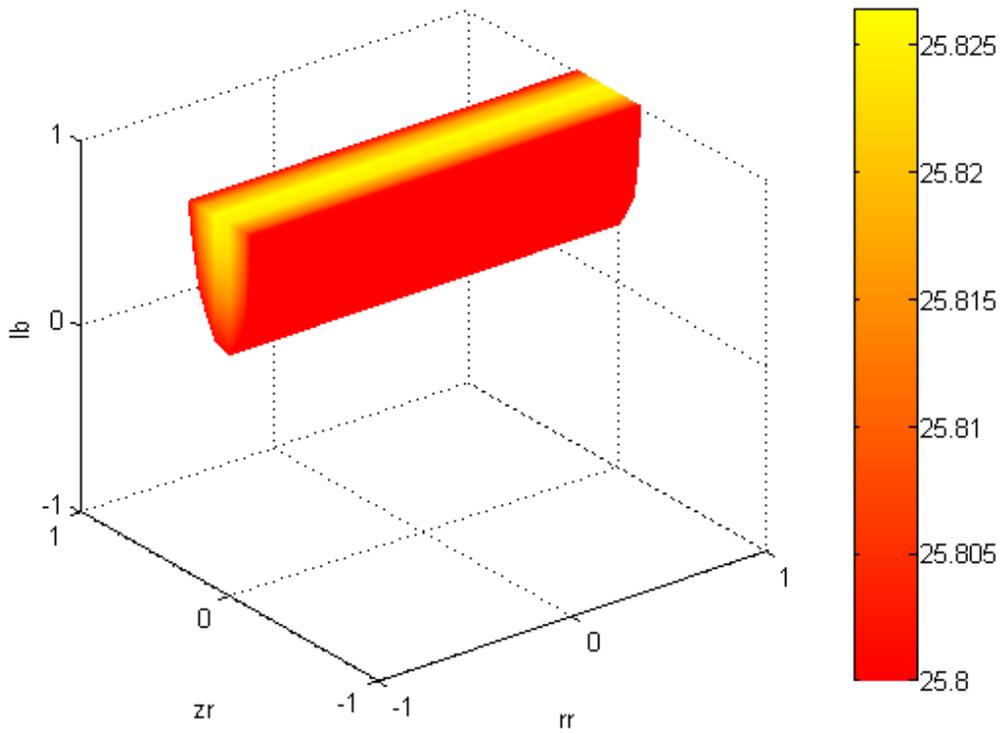
Niveaux	0	1
Courbe B-H	-5%	+5%
Entrefer	0,09	0,11
Largeur de dent	5,07	5,09

La même démarche que celle utilisée pour l'étude du bruit de modélisation est adoptée pour l'étude du bruit de construction. Le tableau II.9 présente le plan produit correspondant.

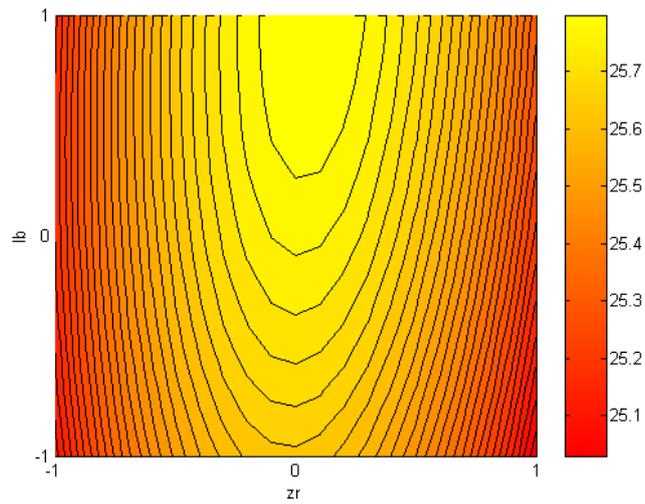
Tableau II.9 : Plan produit sur le bruit de construction

Courbe B-H			0	0	1	1		
Entrefer			0	1	0	1		
Largeur de dent			0	1	1	0		
rr	zr	lb	Y_{ij}				σ_i	v_i
-1	-1	-1	19,0831	17,1436	19,2854	16,8758	1,26293161	25,1044501
-1	-1	0	19,187	17,2949	19,3919	17,0303	1,23551467	25,1688651
-1	-1	1	19,1227	17,3258	19,345	17,0493	1,19027706	25,1647218
-1	0	-1	20,461	18,095	20,7634	17,7541	1,56282776	25,6325047
-1	0	0	20,735	18,6105	21,2488	18,0338	1,5733035	25,8075507
-1	0	1	20,9456	18,3746	21,0367	18,2688	1,5422613	25,8098828
-1	1	-1	19,2865	16,7414	19,5162	16,5652	1,59098325	25,0424591
-1	1	0	19,6076	17,0439	19,8391	16,8657	1,60286648	25,1928469
-1	1	1	19,911	17,3327	20,1439	17,1523	1,61238331	25,3333673
0	-1	-1	19,0831	17,1436	19,2854	16,8758	1,26293161	25,1044501
0	-1	0	19,187	17,2949	19,3919	17,0303	1,23551467	25,1688651
0	-1	1	19,1227	17,3258	19,345	17,0493	1,19027706	25,1647218
0	0	-1	20,461	18,095	20,7634	17,7541	1,56282776	25,6325047
0	0	0	20,735	18,6105	21,2488	18,0338	1,5733035	25,8075507
0	0	1	20,9456	18,3746	21,0367	18,2688	1,5422613	25,8098828
0	1	-1	19,2865	16,7414	19,5162	16,5652	1,59098325	25,0424591
0	1	0	19,6076	17,0439	19,8391	16,8657	1,60286648	25,1928469
0	1	1	19,911	17,3327	20,1439	17,1523	1,61238331	25,3333673
1	-1	-1	19,0831	17,1436	19,2854	16,8758	1,26293161	25,1044501
1	-1	0	19,187	17,2949	19,3919	17,0303	1,23551467	25,1688651
1	-1	1	19,1227	17,3258	19,345	17,0493	1,19027706	25,1647218
1	0	-1	20,461	18,095	20,7634	17,7541	1,56282776	25,6325047
1	0	0	20,735	18,6105	21,2488	18,0338	1,5733035	25,8075507
1	0	1	20,9456	18,3746	21,0367	18,2688	1,5422613	25,8098828
1	1	-1	19,2865	16,7414	19,5162	16,5652	1,59098325	25,0424591
1	1	0	19,6076	17,0439	19,8391	16,8657	1,60286648	25,1928469
1	1	1	19,911	17,3327	20,1439	17,1523	1,61238331	25,3333673

D'après le tableau II.9, l'emplacement du maximum varie selon que la largeur de dent est au niveau 0 ou 1 et le minimum d'écart type ne coïncide avec aucune ligne de maxima. Le calcul du rapport signal sur bruit de construction et sa modélisation sur la plage de variation des facteurs principaux permet de déterminer une deuxième zone sur laquelle le niveau de la réponse est élevé et sa dispersion par rapport aux facteurs bruit est modérée, figure II.51.



a. Evolution tridimensionnelle



b. Coupe au niveau 0 de rr

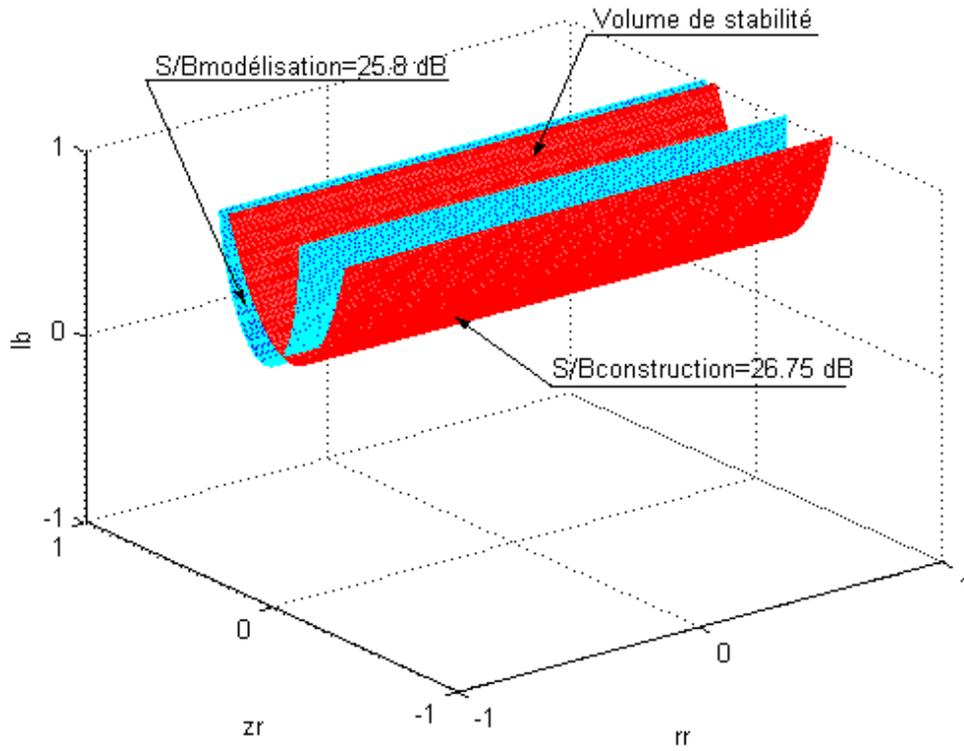
Figure II.51 : Rapport signal sur bruit de construction en fonction de la géométrie (dB)

La figure II.51 présente une zone de signal sur bruit de construction limitée par une surface d'isoreponses correspondant à $\hat{v}=25,8\text{dB}$. La projection de chaque point de cette zone sur les trois plans (r_r, z_r) ; (z_r, l_b) et (l_b, r_r) permet de déterminer une combinaison de facteurs (r_r, z_r, l_b) définissant une structure optimale développant une force maximale et offrant une robustesse par rapport aux bruits de construction considérés.

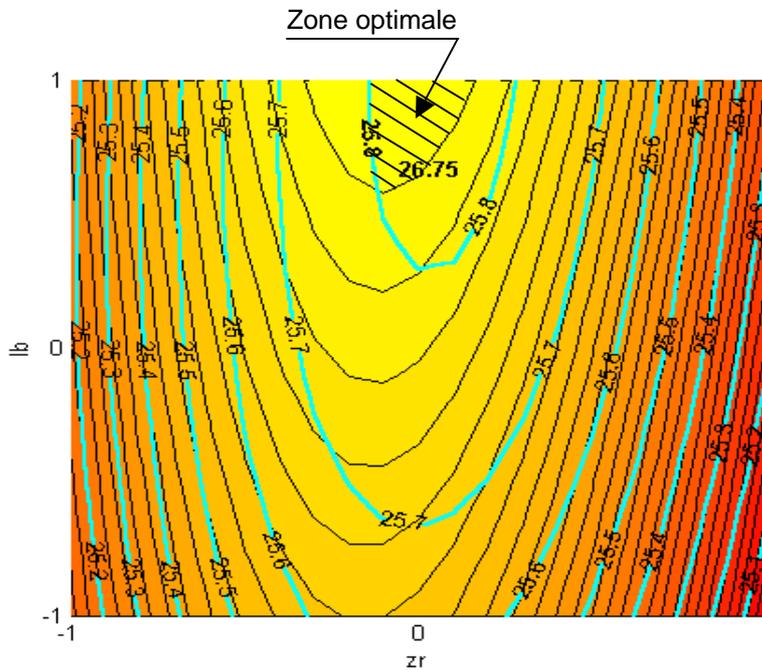
II.5.4.5. Détermination d'une zone de stabilité

L'intersection des deux zones sélectionnées de signal sur bruits de modélisation et de construction correspond à une zone stable sur laquelle le choix des facteurs principaux r_r , z_r et l_b permet de construire des structures optimales et robustes. En effet, sur cette zone de stabilité, le modèle éléments finis donne les meilleures réponses qui sont aussi les moins sensibles aux bruits de modélisation. De plus, les structures qui en découlent sont assez robustes face aux dispersions sur les cotes et les matériaux utilisés pour la fabrication de l'actionneur optimisé.

Les seuils de signaux sur bruits tolérés sont choisis par le concepteur. La figure II.52 présente une zone de stabilité délimitée par l'intersection de deux surfaces d'isoreponses correspondant respectivement à un seuil minimal de 26,75dB sur le rapport signal sur bruit de modélisation et un seuil minimal de 25,8dB sur le rapport signal sur bruit de construction.



a. Intersection tridimensionnelle des deux zones



b. Coupe au niveau 0 de rr

Figure II.52 : Zone de stabilité pour le choix des facteurs d'optimisation

Ainsi, toute structure optimale, c'est à dire, alliant maximum de force et robustesse aux bruits peut-être définie par le choix de combinaisons de facteurs d'optimisation (r_r, z_r, l_b) à l'intérieur de la zone de stabilité déterminée.

La détermination de cette zone de stabilité a donc permis d'élargir la notion d'optimum ponctuel à la notion de zone optimale sur laquelle toutes les géométries sont équivalentes à partir d'un seuil minimal de bruit fixé par le concepteur.

II.6. ELABORATION D'UNE METHODOLOGIE DE CONCEPTION OPTIMISEE

Dans cette partie, nous reprenons la méthodologie générale de conception optimisée que nous avons appliquée et élaborée pour les structures électromagnétiques. Cette méthodologie repose essentiellement sur trois étapes qui sont : le dimensionnement de la structure, le calcul de ses performances et l'optimisation de ses caractéristiques. Pour ce faire, des outils de dimensionnement, de modélisation et d'optimisation ont été développés et sont réutilisables immédiatement en ce qui concerne la déclinaison d'une gamme d'actionneurs linéaires. Cependant, la démarche est générale et peut s'appliquer à la conception de toute machine.

Le dimensionnement permet dans une première étape, de définir une structure initiale répondant aux besoins du concepteur exprimés dans le cahier de charges. Cette structure n'est pas nécessairement celle qui répond le mieux aux exigences de ce cahier de charges.

Dans une deuxième étape, la construction d'un modèle mathématique de la structure tenant compte des phénomènes physiques auxquels le concepteur s'intéresse, permet de calculer les performances de la structure.

La troisième étape consiste à choisir une méthode d'optimisation permettant de chercher la structure qui s'adapte le mieux aux besoins du cahier de charges en se basant sur les modèles élaborés.

Cette démarche a été mise en œuvre pour la conception optimisée de l'actionneur linéaire étudié et a nécessité l'élaboration de plusieurs modèles. En premier lieu, nous avons élaboré un modèle de dimensionnement analytique, par réseaux de réductances paramétrés. Ensuite, nous avons construit un modèle numérique paramétré basé sur la résolution des équations de Maxwell par la méthode des éléments finis permettant de calculer avec précision les performances de ces actionneurs. Ces deux modèles paramétrés sont implémentés dans le processus de conception optimisée décrit par l'organigramme de la figure II.53.

Dans le cadre de cette application, le modèle numérique est résolu en utilisant le solveur statique du logiciel de conception assistée par ordinateur PC-Opéra 2D. La procédure d'optimisation, basée sur l'utilisation des plans d'expériences est gérée par le logiciel d'optimisation Sophemis élaboré au sein du laboratoire L2EP.

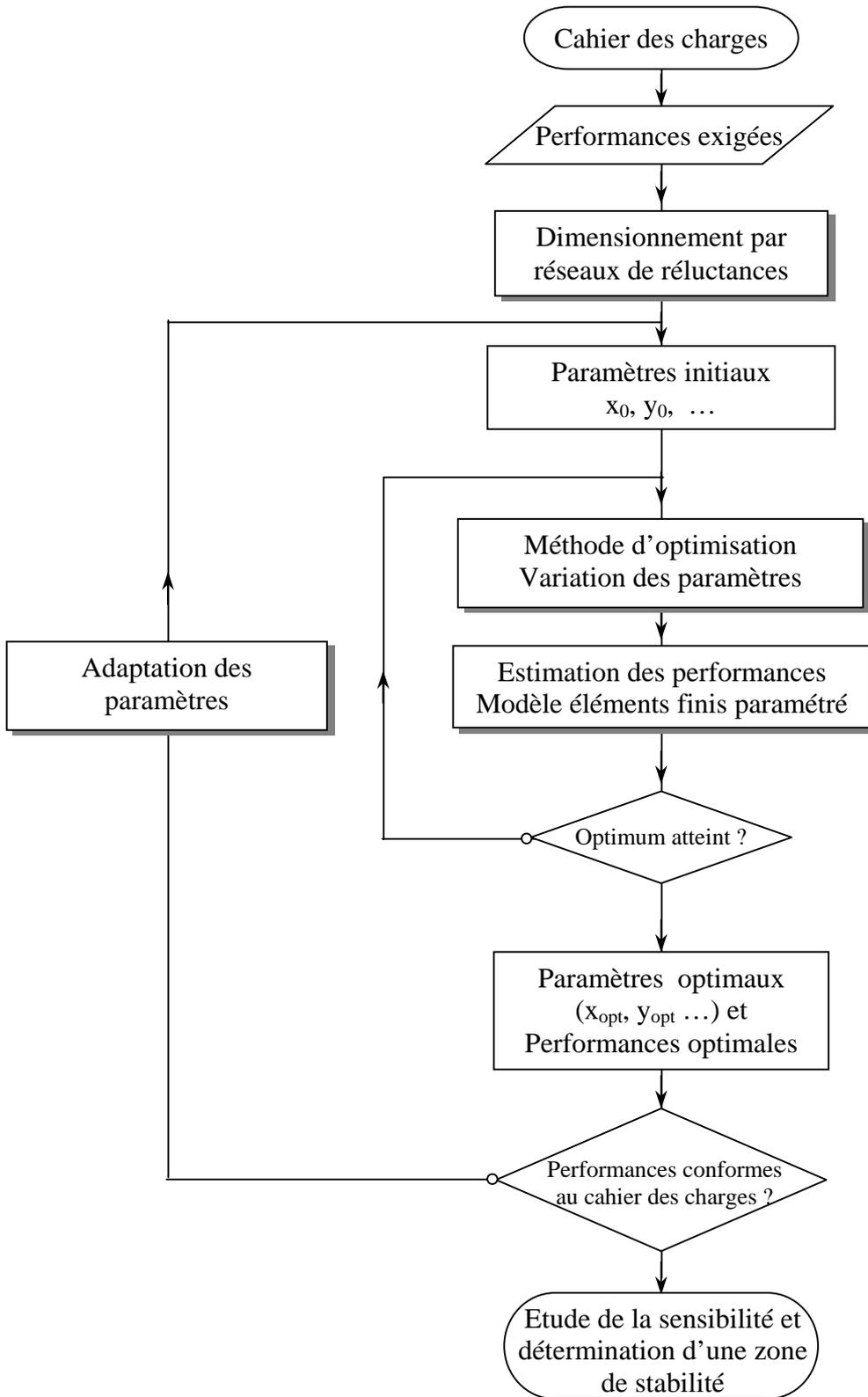


Figure II.53 : Organigramme de l'approche de conception optimisée proposée

Le point de départ est donc le cahier de charges dans lequel sont présentées les performances exigées de l'actionneur à concevoir.

Ces données sont utilisées pour le dimensionnement d'une structure initiale en utilisant le modèle analytique basé sur les réseaux de réluctances. Ainsi, les paramètres géométriques et électromagnétiques d'une configuration initiale répondant au cahier des charges sont déterminés.

Dans un second lieu, la méthode d'optimisation choisie impose des variations à certains paramètres de la structure initiale jugés influent sur la réponse du système. Pour chaque nouvelle configuration, les performances de l'actionneur sont déterminées à partir du modèle éléments finis.

Lorsque l'optimum est atteint, un dernier test est réalisé sur la conformité des performances atteintes avec celles exigées par le cahier des charges. Dans le cas où les performances de la structure s'avèrent acceptables, une étude de sensibilité de l'optimum aux bruits de modélisation et de construction est lancée afin de déterminer une zone de stabilité sur laquelle les structures sont optimales et robustes. Dans le cas contraire, les paramètres initiaux sont réadaptés.

Les modèles réseaux de réluctances et éléments finis élaborés sont complètement paramétrés. Leur fiabilité a été testée par rapport sur un prototype qui a permis de les valider. Ces modèles peuvent alors être utilisés pour la conception de toute variante de la gamme d'actionneurs linéaires tubulaires à réluctance variable.

L'utilisation des plans d'expériences pour l'optimisation a servi d'une part, à la détermination des facteurs influents sur la réponse du système dans une étape de screening et d'autre part à la localisation de l'optimum dans une étape d'optimisation proprement dite. Toutefois, les résultats d'un screening dépendent de la fonction objectif d'optimisation et peuvent être réutilisés dans le cas de cahiers de charges à objectifs semblables.

Par ailleurs, cette méthodologie peut être proposée pour la conception optimisée des structures électromagnétiques en général. Elle présente en effet, un aspect modulaire qui permet au concepteur de choisir ses modèles mathématiques et sa méthode d'optimisation. Elle présente également l'avantage d'utiliser une démarche de maximisation facile à formuler dans l'optique de satisfaire le compromis entre les exigences du cahier de charges et les

performances développées par la structure conçue. La clé de cette approche est le processus de réadaptation des paramètres géométriques aux cahiers de charges. Enfin, l'étude de la sensibilité de la structure optimale aux perturbations qu'elle peut éventuellement subir permet de déterminer une zone stable garantissant l'optimalité de la solution vis à vis de la variabilité des choix de simulation et également vis à vis de la variabilité dans les procédés de réalisation.

II.7. CONCLUSION

Dans ce chapitre, nous avons développé une méthodologie de conception optimisée qui a été appliquée avec succès au cas du moteur pas à pas linéaire tubulaire à réluctance variable étudié.

Les résultats obtenus ont montré l'efficacité de cette méthodologie qui a permis de réduire l'encombrement de l'actionneur de 51% sous la contrainte d'échauffement constant par simple action sur la forme de la denture.

L'étude des performances de l'actionneur a montré d'une part, la prépondérance des phénomènes d'entrefer et d'autre part, la dépendance de la précision du modèle éléments finis considéré vis à vis du maillage de cette zone. En effet, l'utilisation du tenseur de Maxwell nécessite un maillage d'entrefer dense et régulier afin de fournir des résultats précis qui ont été validés par les essais pratiqués sur le prototype.

La démarche d'optimisation proposée permet d'explorer l'espace de conception en limitant le nombre de simulations et converge rapidement vers la solution optimale. Une première étape a consisté à maximiser la réponse du système sous des contraintes d'échauffement et d'encombrement constants, en figeant les valeurs des diamètres extérieur et d'entrefer. Ensuite, l'étude de l'effet de ces contraintes sur la réponse a permis de réadapter les performances de l'actionneur au cahier des charges en une seule itération. De plus, l'utilisation des plans treillis pour l'optimisation a réduit considérablement le nombre de simulations par comparaison à des plans factoriels complets et a permis de prendre en compte un facteur discret.

Par ailleurs, l'étude de la sensibilité de la structure optimale aux bruits de modélisation et de construction a abouti à la définition d'une zone de stabilité sur laquelle le produit conçu présente une robustesse, au sens de Taguchi, lui permettant de fonctionner correctement dans un environnement de fabrication industriel.

La méthodologie proposée est tout à fait générale et peut s'appliquer à la conception de nombreux dispositifs électrotechniques.

CHAPITRE III :

PERFORMANCES DYNAMIQUES ET PRECISION DE POSITIONNEMENT

TABLE DES MATIERES

III.1. INTRODUCTION.....	124
III.2. POSITION DU PROBLEME	125
III.3. MODELISATION DU SYSTEME EN REGIME DYNAMIQUE	126
III.3.1. Formulation d'un modèle du moteur réalisé	126
III.3.2. Détermination des paramètres du modèle	128
III.3.3. Comparaison des réponses expérimentale et simulée	130
III.4. METHODE PROPOSEE POUR L'AMELIORATION	133
DE LA PRECISION DE POSITIONNEMENT	133
III.4.1. Idée de base de la méthode.....	133
III.4.2. Distribution du champ magnétique dans la machine	133
III.4.3. Construction des surfaces de réponses force en fonction de la position et du courant.....	141
III.4.3.1. Surfaces de réponses bidimensionnelles	141
III.4.3.2. Surfaces de réponses tridimensionnelles.....	144
III.4.4. Utilisation des surfaces de réponses pour le positionnement.....	147
III.4.4.1. Positionnement en pas entier.....	147
III.4.4.2. Positionnement en micropas.....	149
III.4.4.2.1. Principe de la méthode proposée.....	149
III.4.4.2.2. Génération du micropas	149
III.4.4.2.3. Etude du comportement dynamique par simulation.....	154
III.5. ESSAIS SUR PROTOTYPE.....	160
III.5.1. Description du banc d'essais	160
III.5.2. Caractéristiques statiques de force - comparaison éléments finis / essais.....	161
III.5.3. Positionnement en pas entiers	163
III.5.4. Positionnement en micropas.....	165
III.6. CONCLUSION	169

III.1. INTRODUCTION

Pour étudier les performances dynamiques des moteurs pas à pas, les lois d'évolution des couples électromagnétiques, dans le cas rotatif, et des forces électromagnétiques, dans le cas linéaire, sont généralement supposées parfaitement sinusoïdales [Kant 89], [Yoshida 96], [Ben Salah 02 b], [Ben Saad 01].

Les résultats obtenus au deuxième chapitre ont, par ailleurs, montré que les caractéristiques de forces développées par l'actionneur linéaire étudié ne peuvent être assimilées à des sinusoïdes et qu'elles sont fortement influencées par l'état magnétique de l'actionneur et par sa géométrie interne, la forme de la denture notamment.

Dans ce troisième chapitre, une stratégie de commande est développée à partir d'un modèle dynamique de l'actionneur étudié. Elle est basée sur l'utilisation des surfaces de réponses, construites à partir de résultats éléments finis, donnant, d'une part, la force en fonction de la position du mobile et des courants d'alimentation des phases et permettant d'autre part de déterminer les courants d'alimentation nécessaires pour un positionnement précis en boucle ouverte.

Dans la dernière partie de ce chapitre, les résultats des essais pratiqués sur un prototype quadriphasé de 0,2mm d'entrefer sont présentés.

III.2. POSITION DU PROBLEME

Le comportement dynamique des moteurs pas à pas en vue de leur commande est généralement étudié en régime non saturé, sous des hypothèses de variation sinusoïdale de la force électromagnétique de poussée et de symétrie parfaite des phases [Ben Amor 99], [Khidiri 86].

Néanmoins, lorsque la variation de la réluctance est à l'origine du mouvement, ces actionneurs sont utilisés en régime de forte saturation maximisant la force par unité de volume. Des phénomènes magnétiques non linéaires apparaissent alors et affectent considérablement les performances des moteurs [François 00]. Des effets de bord sont de plus induits par la géométrie de l'actionneur linéaire et entraînent des dissymétries importantes entre les différentes phases [Bolopion 84], [Favre 00], [Eastham 02], [El Amraoui 02 d].

Aussi est-il nécessaire de développer une stratégie de commande prenant en compte le comportement magnétique des actionneurs linéaires et permettant donc d'assurer un positionnement précis aussi bien pour des déplacements en pas entiers qu'en pas fragmentés [El Amraoui 02 b].

Cette stratégie est élaborée sur la base de l'utilisation de surfaces de réponses donnant la force en fonction de la position du mobile et des courants d'alimentation des phases, pour la résolution de l'équation mécanique du mouvement. Ces surfaces de réponses, vont permettre de faire le lien entre les simulations éléments finis fournissant des résultants précis mais coûteux en temps de calcul et une modélisation dynamique nécessitant un nombre important d'évaluations de la force en fonction de la position et des courants d'alimentation.

III.3. MODELISATION DU SYSTEME EN REGIME DYNAMIQUE

La nature impulsionnelle de l'alimentation des moteurs pas à pas induit des problèmes spécifiques [El Amraoui 02 c]. L'étude par simulation de ces problèmes, est menée en considérant l'actionneur modélisé par une équation mécanique classique et alimenté à partir de sources de courant idéales, la commande du système supposé de masse constante étant réalisée en boucle ouverte.

III.3.1. FORMULATION D'UN MODELE DU MOTEUR REALISE

Le prototype utilisé pour les essais dynamiques est quadriphasé. Son stator résulte de l'assemblage de quatre phases cylindriques élémentaires séparées par des anneaux amagnétiques, figure II.32. La partie mobile glisse à l'intérieur du stator en maintenant un entrefer de 0,2mm. Les anneaux amagnétiques, dimensionnés de façon à maintenir le pas mécanique de l'actionneur et la périodicité du mouvement, sont supposés, dans un premier temps, assurer le découplage magnétique des quatre phases.

Pour un fonctionnement en pas à pas, chaque position initiale du mobile correspond à un décalage de 50%, entre les dents du stator et celles du mobile, dans le cas d'un recul d'un pas et à un décalage de -50% dans le cas d'une avance d'un pas. Par contre, la position finale correspond dans les deux cas à une position alignée pour laquelle le décalage est de 0%.

La réalisation d'un cycle électrique entraîne le déplacement de la partie mobile sur quatre pas mécaniques, soit 10,16mm. L'alimentation successive des quatre phases entraîne une succession de réponses indicielles.

La figure III.1 présente la réponse indicielle brute en position relevée sur un oscilloscope numérique et celle filtrée. La réponse brute est obtenue par excitation de l'une des phases de l'actionneur par un échelon de courant de 300Atr, le mobile étant initialement décalé de -50% par rapport à la position alignée. Le filtrage de la réponse utilisant la fonction 'filter' de Matlab a réduit les bruits de mesure mais introduit un faible décalage temporel entre la réponse brute et celle filtrée.

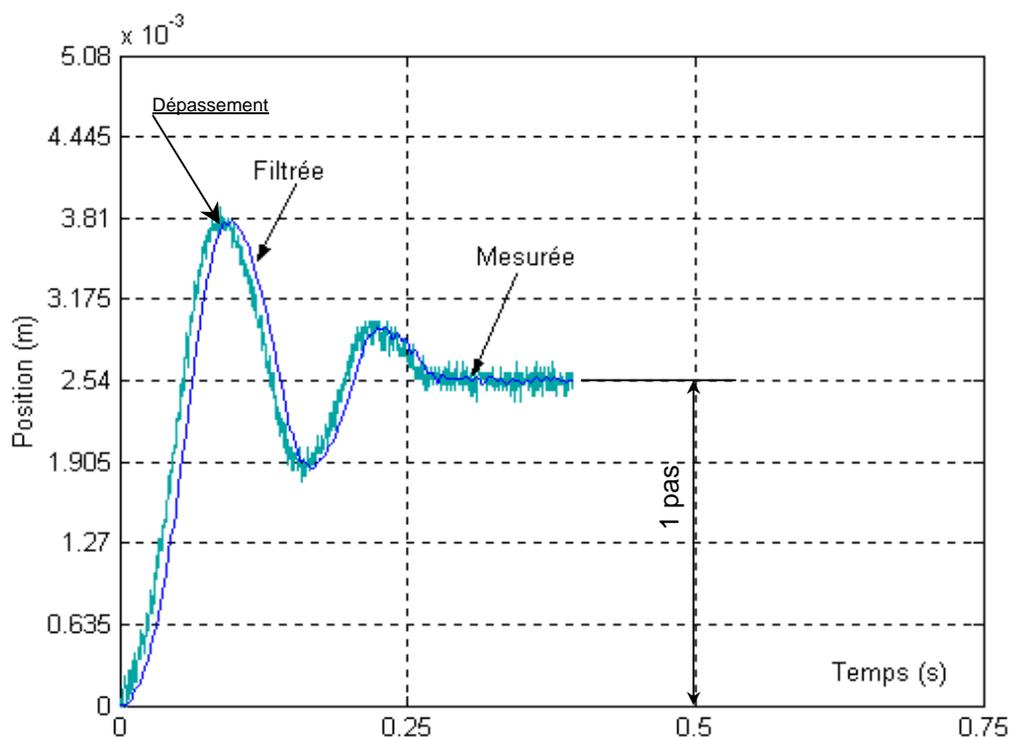


Figure III.1 : Réponses brute et filtrée en position de l'actionneur excité par un échelon de courant

D'après la figure III.1, le mouvement de la partie mobile est oscillatoire présentant un dépassement important. Les oscillations sont dues à l'énergie cinétique accumulée en cours du mouvement et dissipée par les frottements. Un modèle mathématique décrivant le comportement dynamique de cet actionneur est développé dans ce qui suit.

D'après la relation fondamentale de la dynamique, le mouvement de la partie mobile de l'actionneur peut être décrit par l'équation III.1 [Grellet 97].

$$m \frac{d^2z}{dt^2} = F_z - F_r \quad (\text{III.1})$$

avec :

m : la masse de la partie mobile et de la charge (Kg),

$\frac{d^2z}{dt^2}$: l'accélération de la partie en mouvement (m.s^{-2}),

F_z : la force motrice (N),

F_r : la force résistante (N).

Le moteur équilibre à l'arrêt une force résistante F_r , qui est généralement décomposée en un frottement sec $f_0 \text{signe}\left(\frac{dz}{dt}\right)$ dépendant du signe de la vitesse et un terme F_c dépendant de la charge de l'actionneur [Abignoli 91 b], [Ben Amor 00]. Pour prendre en compte l'évolution oscillatoire amortie de la figure III.1, semblable à celle d'un pendule, il convient de faire intervenir dans l'équation III.1 un frottement visqueux $\xi \frac{dz}{dt}$ qui englobe toutes les pertes proportionnelles à la vitesse.

La décomposition de l'effort résistant, permet de réécrire l'équation III.1 sous la forme [Jufer 95], [Grellet 97]:

$$m \frac{d^2z}{dt^2} + \xi \frac{dz}{dt} = F_z - f_0 \text{signe}\left(\frac{dz}{dt}\right) - F_c \quad (\text{III.2})$$

m , f_0 et ξ étant des paramètres intrinsèques de l'actionneur supposés constants.

Il est à noter que la force motrice F_z de l'équation III.2 évolue en fonction de la position et de la configuration d'alimentation. Pour les fonctionnements à basse fréquence que nous considérons, l'effet des courants de Foucault est supposé négligeable devant celui de l'effort statique confondu ici avec la force motrice. Cette hypothèse est sans influence sur le régime stationnaire du moteur pas à pas caractérisé par une vitesse nulle.

III.3.2. DETERMINATION DES PARAMETRES DU MODELE

Ayant déterminé, par simulation éléments finis, la caractéristique statique de force, développée par la première phase de l'actionneur quadriphasé alimentée par 300Atr, en fonction de la position du mobile, l'identification de la réponse dynamique correspondante à cette même phase avec la variable z de l'équation III.2 permet de déterminer les coefficients de frottement visqueux ξ et sec f_0 [Bruniaux 88]. Pour ce faire, l'équation III.2, discrétisée dans le temps avec un pas h , conduit, dans le cas d'un fonctionnement à vide, $F_c=0$, à l'équation suivante :

$$m(B)_k = (F_z)_k - [A]_k(C) \quad (\text{III.3})$$

où :

$$(\mathbf{F}_z)_k = \begin{pmatrix} F_{z1,300} \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \\ F_{zk-2,300} \end{pmatrix} \quad \text{vecteur des forces} \quad (\text{III.4})$$

$$(\mathbf{B})_k = \begin{pmatrix} \frac{z_3 - 2z_2 + z_1}{h^2} \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \\ \frac{z_k - 2z_{k-1} + z_{k-2}}{h^2} \end{pmatrix} \quad \text{vecteur des accélérations} \quad (\text{III.5})$$

$$[\mathbf{A}]_k = \begin{bmatrix} \frac{z_2 - z_1}{h} & \text{signe} \left(\frac{z_2 - z_1}{h} \right) \\ \cdot & \cdot \\ \cdot & \cdot \\ \cdot & \cdot \\ \frac{z_{k-1} - z_{k-2}}{h} & \text{signe} \left(\frac{z_{k-1} - z_{k-2}}{h} \right) \end{bmatrix} \quad \text{matrice des vitesses} \quad (\text{III.6})$$

$$(\mathbf{C}) = \begin{pmatrix} \xi \\ f_0 \end{pmatrix} \quad \text{vecteur des paramètres} \quad (\text{III.7})$$

L'estimation $\hat{\mathbf{C}}$ du vecteur des paramètres, au sens des moindres carrés, nécessite le calcul de la pseudo-inverse de la matrice A, au sens de Penrose par exemple [Minoux 83], il vient :

$$(\hat{\mathbf{C}}) = \left[[\mathbf{A}]_k^t [\mathbf{A}]_k \right]^{-1} [\mathbf{A}]_k^t \cdot ((\mathbf{F}_z)_k - m(\mathbf{B})_k) \quad (\text{III.8})$$

Ainsi, afin de calculer les paramètres intrinsèques ξ et f_0 du vecteur (C), la réponse dynamique filtrée de la figure III.1 est tout d'abord discrétisée avec un pas de 4ms.

Les quantités $F_{z_j, 300}$, indiquant les valeurs prises par la force électromagnétique aux positions z_j , $1 < j \leq k$, et pour un courant $N_i = 300 \text{ A}$, sont ensuite calculées par interpolation du vecteur force, déterminé à partir des résultats éléments finis, pour les mêmes positions z_j de la partie mobile de l'actionneur.

La résolution de l'équation matricielle III.8 pour une partie mobile de masse 5Kg donne: $\xi = 65 \text{ Nsm}^{-1}$ et $f_0 = 0,1 \text{ N}$. Ces paramètres sont utilisés dans la suite pour les simulations dynamiques.

III.3.3. COMPARAISON DES REponses EXPERIMENTALE ET SIMULEE

Un couplage magnétique-mécanique peut être réalisé grâce à l'association des résultats éléments finis, relatifs au calcul de la force électromagnétique développée par l'actionneur, à l'équation mécanique du mouvement. L'équation différentielle non linéaire obtenue, ne pouvant pas être intégrée de façon analytique, est résolue numériquement en utilisant la méthode de Range-Kutta d'ordre 4 qui a permis la détermination de la valeur de la position à chaque intervalle de temps h , pris relativement petit. [El Amraoui 98 b], [Ben Salah 99], [Ben Amor 00].

Sur la figure III.2, sont représentées la réponse dynamique relevée expérimentalement et celle obtenue par simulation numérique du modèle élaboré caractérisé par les constantes identifiées pour un intervalle de temps de $[0 ; 0,25]$ seconde.

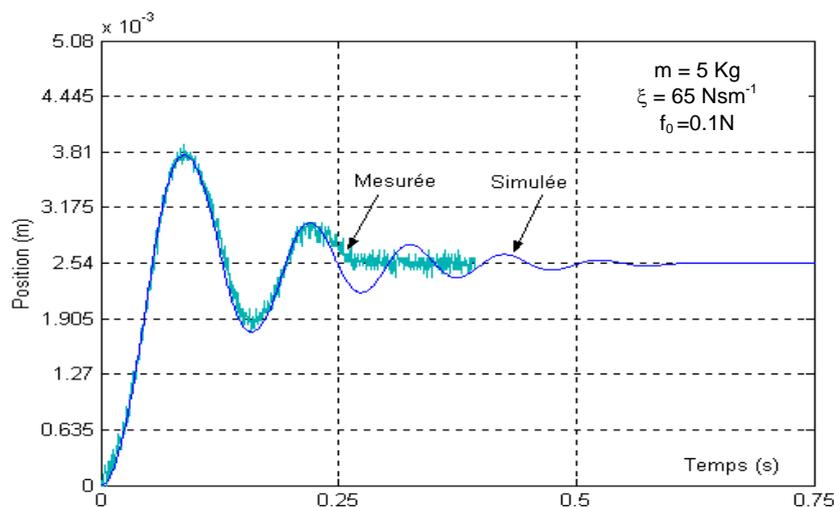


Figure III.2 : Réponses dynamiques expérimentale et simulée
Cas d'un intervalle d'observation $[0 ; 0,25]$ seconde

L'analyse comparée de ces réponses montre d'une part, une bonne prise en compte par le modèle de l'amplitude et de la largeur des dépassements et d'autre part une persistance d'oscillations pour celui-ci. Les écarts observés peuvent avoir différentes origines, agissant séparément ou en combinaison. Elles peuvent être dues entre autres à :

- la qualité du filtrage, la réponse expérimentale qui même filtrée, pouvant présenter de petites ondulations et fausser aussi le calcul ponctuel de la vitesse et de l'accélération par différences finies,
- La non prise en compte dans l'équation III.2 de certains phénomènes physiques pouvant se produire réellement durant le déplacement de la partie mobile de l'actionneur,
- un problème de conditionnement de la méthode d'identification, ...

L'identification de la caractéristique filtrée sur l'intervalle de temps [0 ; 0,4] aboutit aux nouvelles valeurs de paramètres : $\xi=30\text{Nsm}^{-1}$ et $K_0=1,82\text{N}$. La caractéristique dynamique simulée correspondant à ces coefficients est représentée sur la figure III.3.

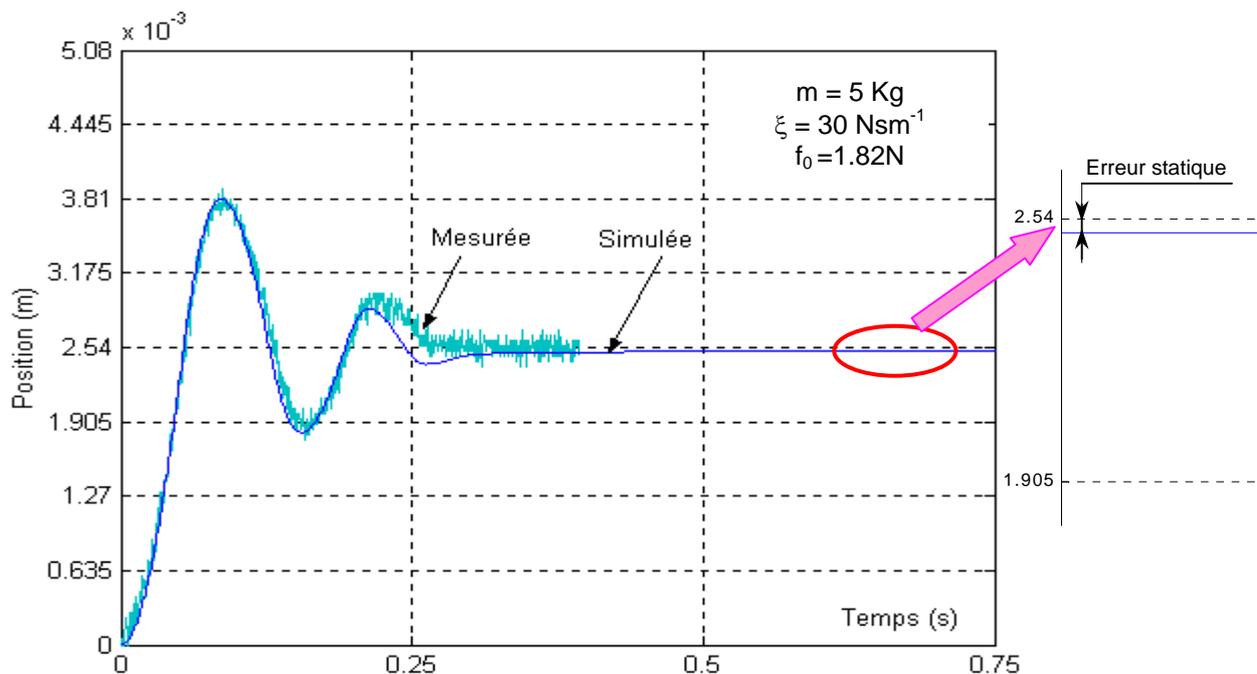


Figure III.3: Réponses dynamiques expérimentale et simulée
Cas d'un intervalle d'observation [0 ; 0,4] seconde

D'après la figure III.3, il est clair qu'avec les nouveaux coefficients ξ et f_0 , le régime oscillatoire du mobile est plus rapidement amorti. Toutefois, une erreur statique apparaît sur

la position finale. Cette erreur est due à la valeur élevée du coefficient de frottement sec qui d'une part, participe à une atténuation plus rapide des oscillations et introduit, d'autre part, une erreur statique sur la position finale dépendant du signe de la vitesse juste avant son annulation. Si l'effet de cette erreur statique sur la réponse dynamique n'est pas très important dans notre cas, c'est grâce à l'importance de la pente de la caractéristique de force statique au voisinage de la position d'équilibre, figure III.4.

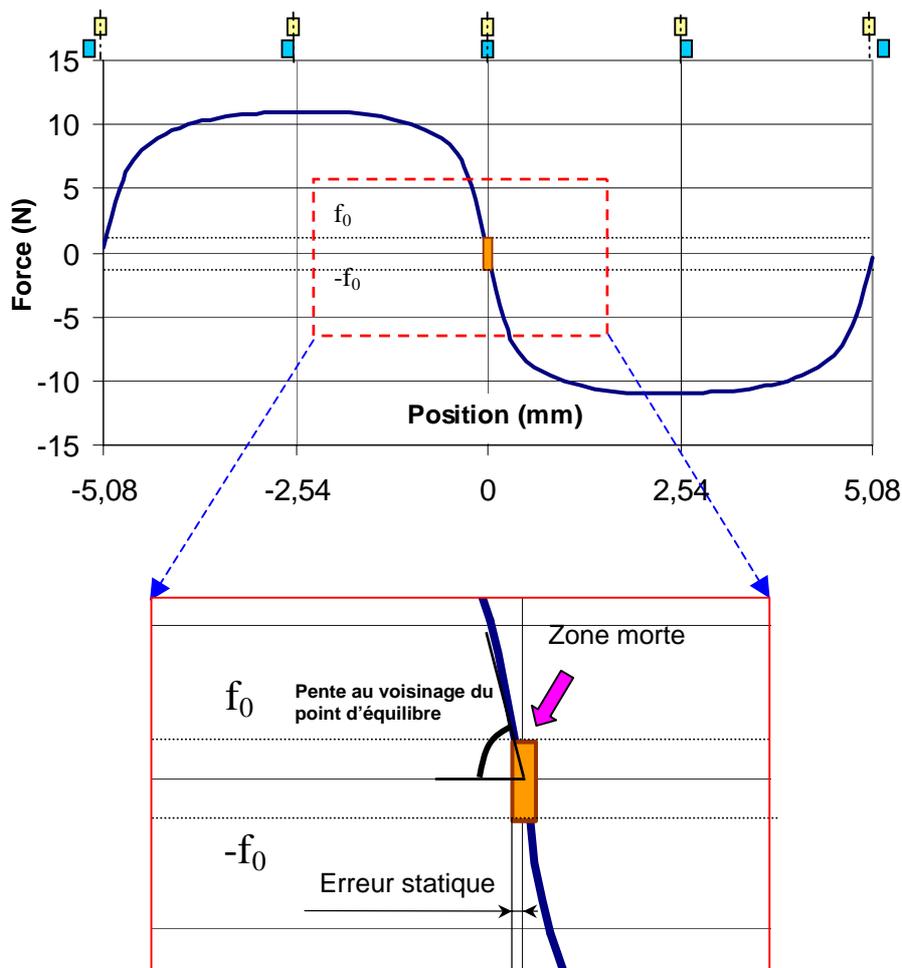


Figure III.4 : Influence du frottement sec sur la précision de positionnement

Ainsi, l'existence d'un frottement sec important crée une zone morte autour de la position d'équilibre, qui est d'autant plus large que la pente de la caractéristique de force statique est faible au voisinage de la position d'équilibre. Par conséquent, la force utile pour le déplacement de la charge est réduite et la précision de positionnement est perdue. En effet, en présence de frottement sec important, la force développée par l'actionneur va devoir compenser non seulement l'effet de la charge mais aussi celui du frottement sec. De plus, la position d'équilibre, normalement ponctuelle, est dispersée sur la zone morte qui correspond à un frottement sec plus important que la force utile.

III.4. METHODE PROPOSEE POUR L'AMELIORATION DE LA PRECISION DE POSITIONNEMENT

La modélisation du comportement dynamique de l'actionneur va nous permettre maintenant d'étudier sa réponse à différents régimes de sollicitation, grâce à un couplage avec des simulations éléments finis réalisées sur l'actionneur linéaire quadriphasé.

III.4.1. IDEE DE BASE DE LA METHODE

La conception par éléments finis de l'actionneur étudié a permis de mettre en évidence des dissymétries importantes sur la force de translation développée par l'actionneur surtout en régime de forte saturation magnétique.

A partir de cette constatation, une stratégie de commande adaptée, exploitant les résultats éléments finis pour l'estimation ponctuelle de la force électromagnétique à partir du tenseur de Maxwell est recherchée. Pour cela, des surfaces de réponses sont élaborées pour déterminer les courants d'alimentation des phases, nécessaires au positionnement précis, sur un cycle électrique complet, de l'actionneur quadriphasé étudié.

Des surfaces de réponses fournissant pour chaque position du mobile la force développée par l'actionneur sont ainsi générées, pour la combinaison de courants choisie.

La prise en compte de la non-linéarité du matériau magnétique ainsi que de l'augmentation de la densité de maillage induisent évidemment des temps de simulation élevés. A titre d'exemple, la résolution du problème magnétostatique pour l'actionneur linéaire quadriphasé, avec un processeur Pentium® III-800MHz, sur un cycle électrique complet nécessite environ 12 heures pour 33 positions du noyau et pour une valeur donnée des courants.

III.4.2. DISTRIBUTION DU CHAMP MAGNETIQUE DANS LA MACHINE

Compte tenu de l'importance de la qualité du maillage sur la précision du calcul de force par éléments finis, le maillage considéré est choisi semblable à celui retenu au deuxième chapitre pour le calcul de force à partir du tenseur de Maxwell. Il est constitué de deux bandes de triangles rectangles juxtaposées au niveau de l'entrefer et libre à l'extérieur. Ainsi, pour un entrefer de 0,2mm, 50 nœuds de maillage par largeur de dent sont utilisés afin d'obtenir un taux de déformation de 0,98. Avec cette densité de maillage au niveau de l'entrefer, la

modélisation de l'actionneur quadriphasé nécessite approximativement le même nombre de nœuds que la modélisation de l'actionneur monophasé d'entrefer 0,1mm.

La figure III.5 présente le maillage exploité. Les figures III.6 et III.7 montrent la distribution du flux pour les quatre phases de la machine alimentées successivement pour réaliser une période électrique, d'abord, la phase 1 afin d'aligner les dents du mobile avec les siennes, figure III.6.a, ensuite, la phase 2, figure III.7.a, puis la phase 3, figure III.7.b et finalement la phase 4, figure III.6.b.

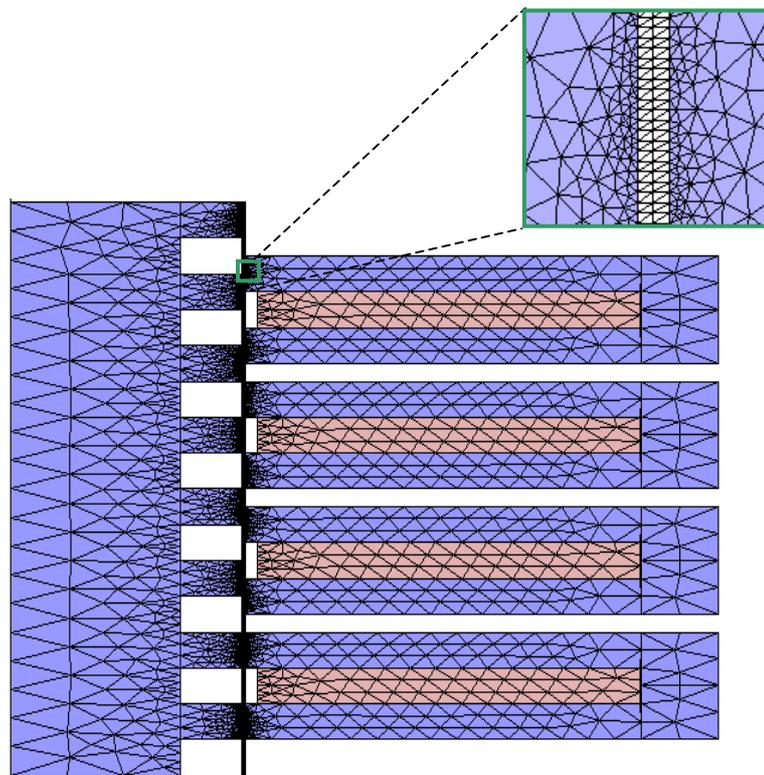


Figure III.5 : Maillage éléments finis de l'actionneur étudié

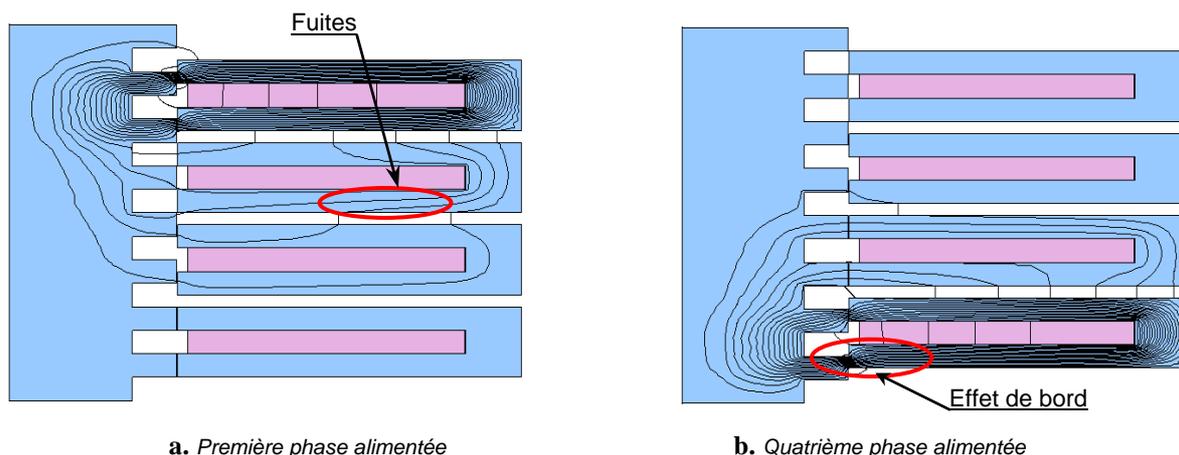


Figure III.6 : Distribution de l'induction et des lignes de flux dans les phases d'extrémités de la machine

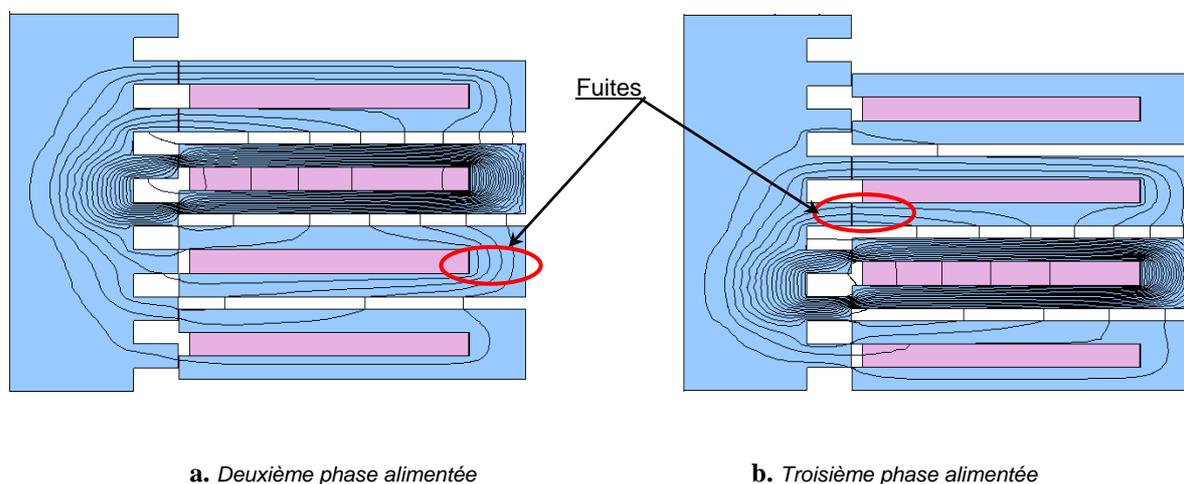


Figure III.7 : Distribution de l'induction et des lignes de flux dans les phases centrales de la machine

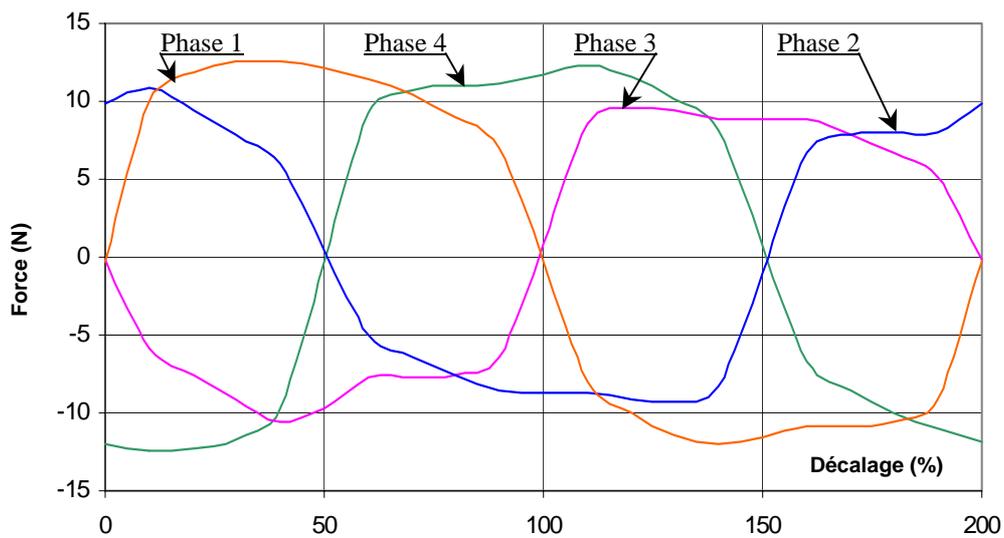
Les figures III.6 et III.7 montrent par ailleurs une dissymétrie magnétique importante entre les phases centrales et les phases extrêmes, principalement due aux effets de bords, entraînant une saturation locale du circuit magnétique [Bolopion 84].

Sur ces figures apparaissent aussi des fuites magnétiques à travers les phases non alimentées de la machine malgré l'existence de séparateurs amagnétiques entre celles-ci. Ces phases engendrent la création de forces parasites qui réduisent la force globale développée par l'actionneur. L'hypothèse de découplage parfait des phases statoriques n'étant ainsi plus vérifiée, il s'avère donc nécessaire de considérer un modèle quadriphasé complet de la machine.

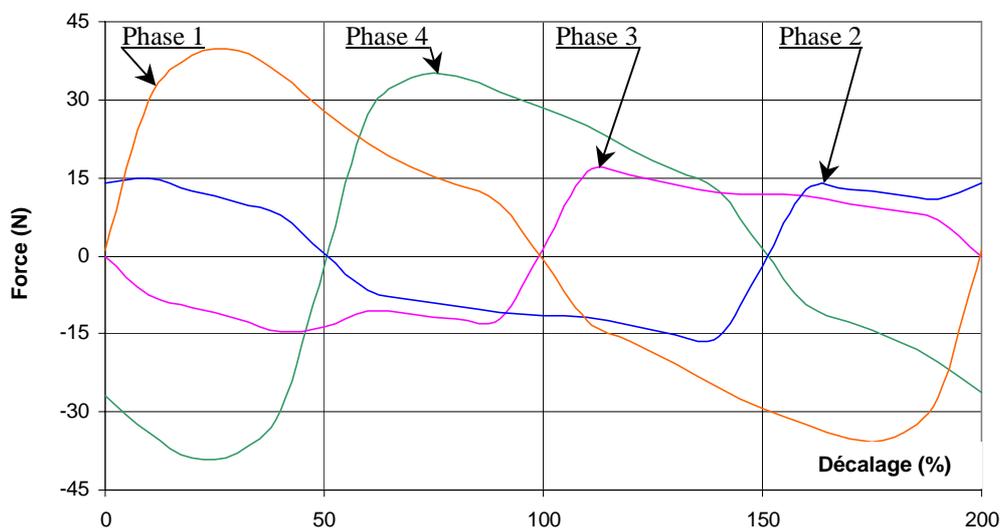
La saturation magnétique, observée sur les figures III.6 et III.7 étant au voisinage de 1,7 Tesla au niveau de l'entrefer, montre que le circuit magnétique est utilisé au maximum de ses possibilités. Par ailleurs, une certaine symétrie dans la répartition du champ entre les phases d'extrémités et également entre les phases centrales peut être constatée.

Pour un pas élémentaire de la machine de 2,54mm et un petit déplacement Δz de 0,3175mm de la partie mobile par rapport au stator, une série de simulations éléments finis a été lancée à partir du solveur statique éléments finis Opéra 2D, pour déterminer la force pour chaque position prise par la partie mobile sur une période électrique de 10,16mm.

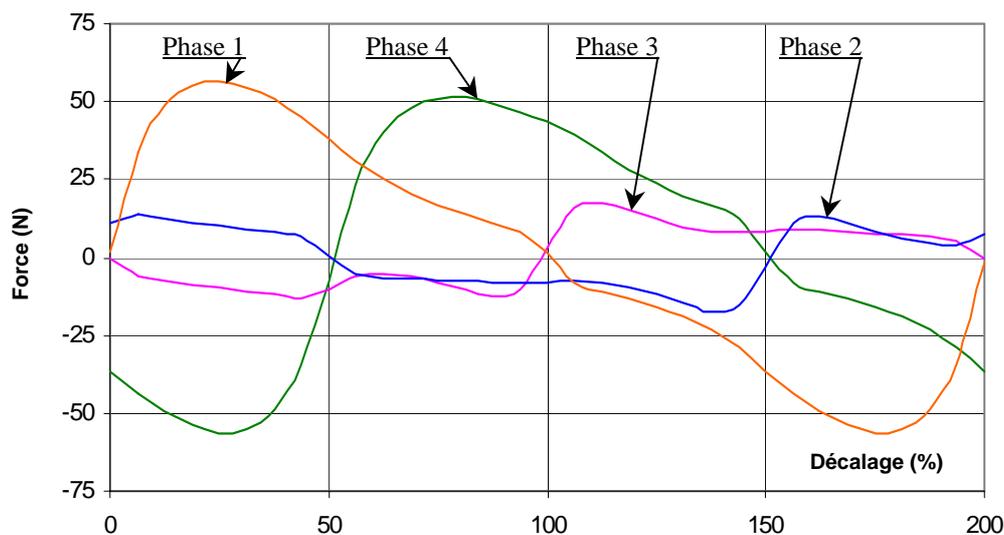
Les allures des caractéristiques statiques de la force électromagnétique sur une période électrique sont présentées sur la figure III.8 pour de faible, moyenne et forte saturations correspondant respectivement à des courants d'alimentation de 300Atr, 600Atr et 900Atr, chaque phase étant alimentée séparément.



a. Faible saturation $N_i=300Atr$



b. Moyenne saturation $N_i=600Atr$



c. Forte saturation $N_i=900Atr$

Figure III.8 : Caractéristiques statiques de force électromagnétique

Les figures III.8.a, III.8.b et III.8.c mettent en évidence l'existence d'un couplage magnétique entre les différentes phases qui est d'autant plus élevé que l'alimentation des phases est importante. Elles montrent aussi que l'augmentation du courant d'alimentation contribue à l'élévation de la force statique développée par les phases d'extrémité beaucoup plus que les phases centrales dans lesquelles des fuites importantes apparaissent sur leurs cotés. La figure III.9 présente la distribution des lignes de flux sur une phase centrale alimentée par 300, 600 et 900 Atr pour un décalage de 50%.

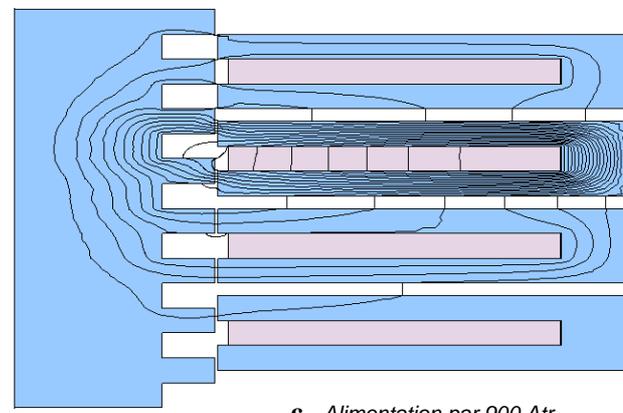
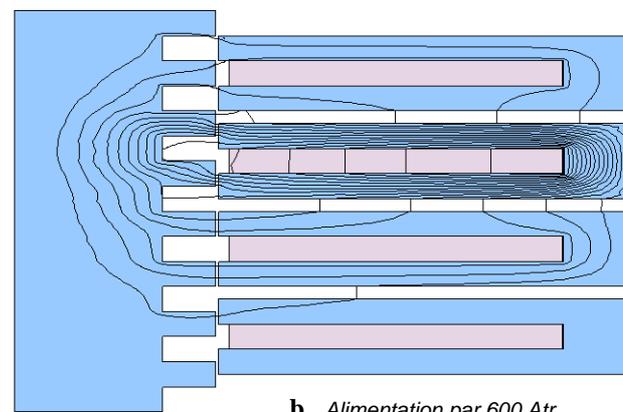
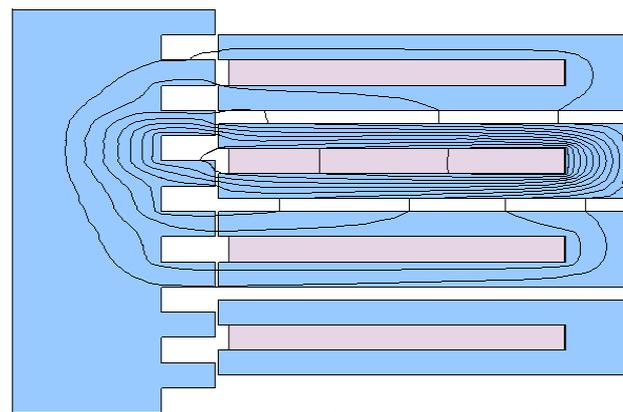
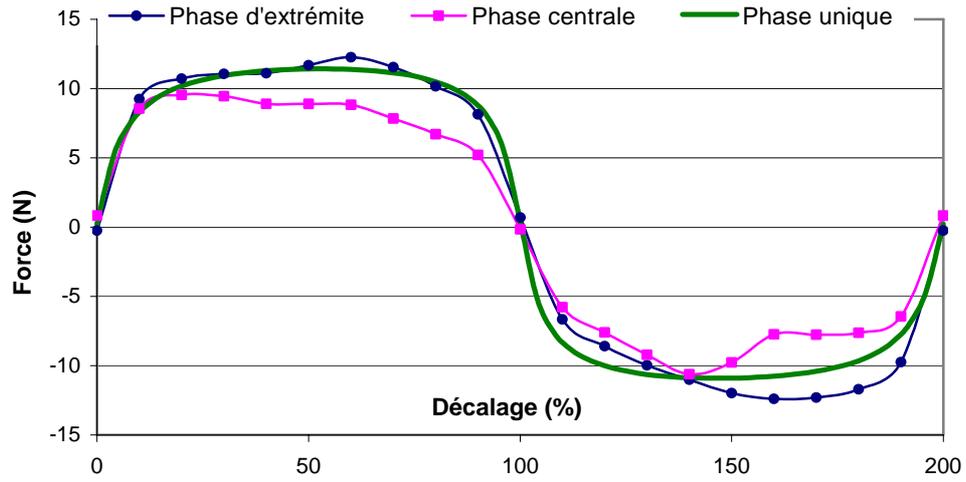


Figure III.9: Distribution des lignes de flux créées par une phase centrale

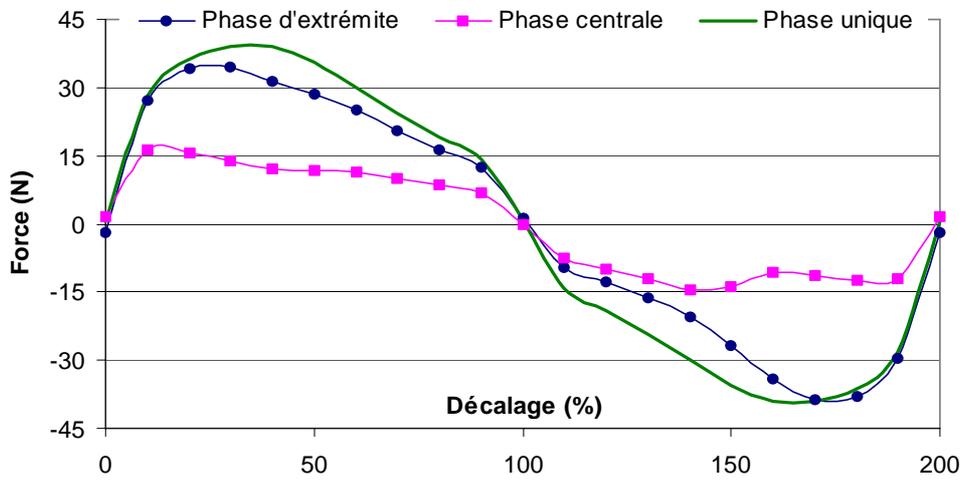
La figure III.9 montre l'influence de l'augmentation du courant d'alimentation sur les fuites développées par la phase centrale et non pas sur sa propre saturation qui est à l'origine de la création de la force.

La figure III.10 présente, une comparaison entre les caractéristiques de force statique développée par une phase de l'actionneur lorsqu'elle est seule, ou alors placée à l'extrémité des quatre phases ou encore placée au milieu. Cette figure montre un déséquilibre magnétique entre les phases d'extrémité et les phases centrales ainsi qu'un phénomène d'osmose magnétique faisant de sorte que la force développée par une phase d'extrémité soit supérieure à celle développée par une phase entourée par de l'air des deux cotés.

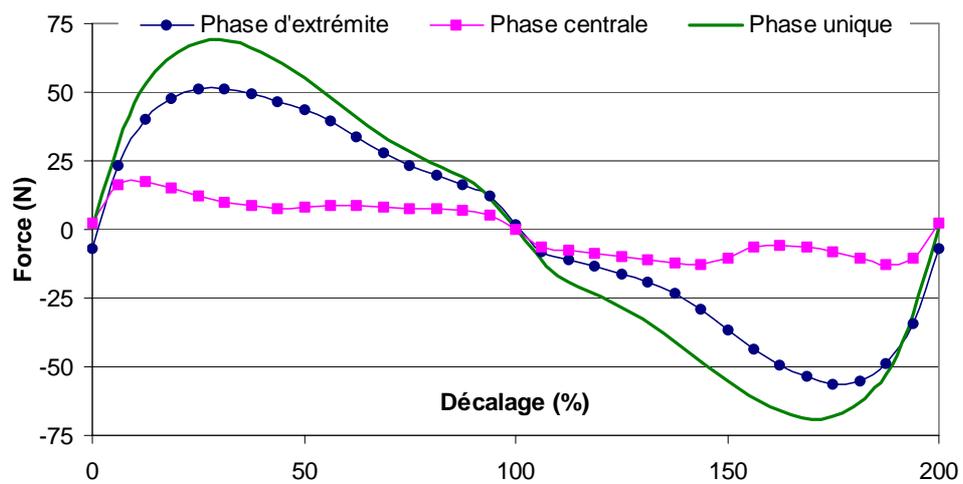
Ainsi, l'effet de saturation modifie considérablement les caractéristiques de forces suivant que la bobine se trouve au centre du dispositif ou sur une extrémité. Le comportement dynamique de l'actionneur pas à pas dépend donc de ces caractéristiques et est affectée par leurs dissymétries.



a. Alimentation par 300Atr



b. Alimentation par 600 Atr



c. Alimentation par 900Atr

Figure III.10 : Caractéristiques statiques de force électromagnétique

III.4.3. CONSTRUCTION DES SURFACES DE REPONSES FORCE EN FONCTION DE LA POSITION ET DU COURANT

Pour l'estimation du comportement dynamique de l'actionneur en tenant compte des effets de saturation magnétique et des dissymétries existantes entre les différentes phases, nous proposons dans cette partie de construire différents types de modèles de la force électromagnétique développée par l'actionneur à partir des valeurs prises par celle ci pour différentes positions de la partie mobile et pour différentes intensités de courants d'alimentations des quatre phases de l'actionneur :

- un premier modèle bidimensionnel $F_z(z, Ni)$ élaboré pour le cas où une seule phase de l'actionneur est alimentée.
- Un second modèle tridimensionnel $F_z(z, Ni1, Ni2)$ construit pour le cas où deux phases successives de l'actionneur sont simultanément alimentées, permettant le positionnement en micropas, paragraphe III.4.4.2.

III.4.3.1. Surfaces de réponses bidimensionnelles

La force électromagnétique développée par l'actionneur est calculée par éléments finis en 33 positions, uniformément réparties sur le cycle électrique de fonctionnement de l'actionneur, et ceci pour chacune des quatre phases les quatre phases de l'actionneur et pour cinq valeurs de courant d'alimentation 100, 200, 300, 600 et 900 Ampères-tours ; soit au total 165 résultats de simulation.

Le choix des niveaux de courant entre lesquels la force est estimée à partir d'un modèle du premier ordre, a été guidé par le calcul de la force statique développée par l'actionneur monophasé alimenté par différents seuils de courant pour plusieurs positions du mobile.

La figure III.11 montre l'évolution parabolique de la force pour les faibles valeurs de courant inférieures à 300Atr et une évolution à peu près linéaire pour des courants compris entre 300 et 600Atr et supérieurs à 600Atr.

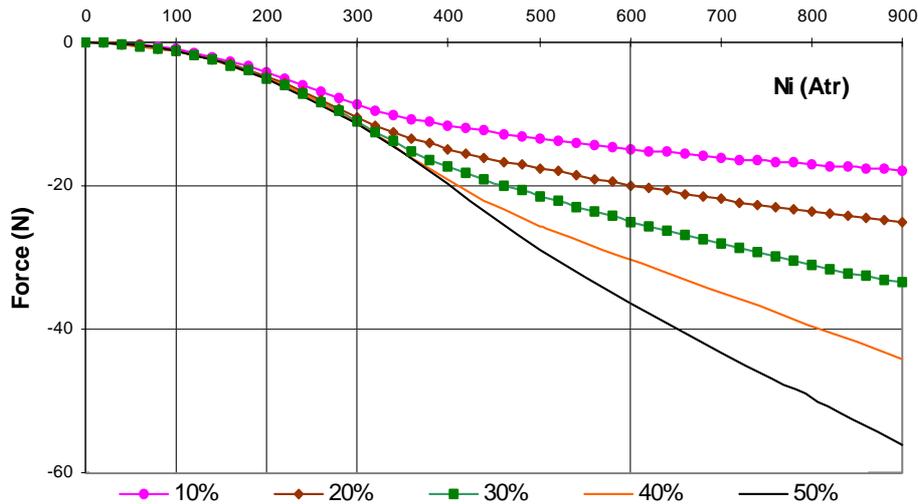


Figure III.11 : Evolution de la force en fonction de l'alimentation et de la position pour une structure monophasée

Afin de construire un modèle continu de la force en fonction de la position et de l'amplitude du courant, une interpolation du domaine global est réalisée sous forme d'un maillage en sous-domaines. Des simulations éléments finis ont été effectuées pour les quatre sommets de chaque maille afin de construire un modèle bilinéaire de la force sur le sous-domaine correspondant à cette maille.

La disposition des points de simulation dans un domaine de fonctionnement, noté $D_{i,j}$: position du mobile - courant de la phase, avec $i \in \{1, \dots, 33\}$ et $j \in \{1, 2, 3, 4, 5, 6\}$ est présentée sur la figure III.12, le niveau $j=1$ correspondant à un courant d'alimentation nul et donc à une force statique nulle quelle que soit la position du mobile.

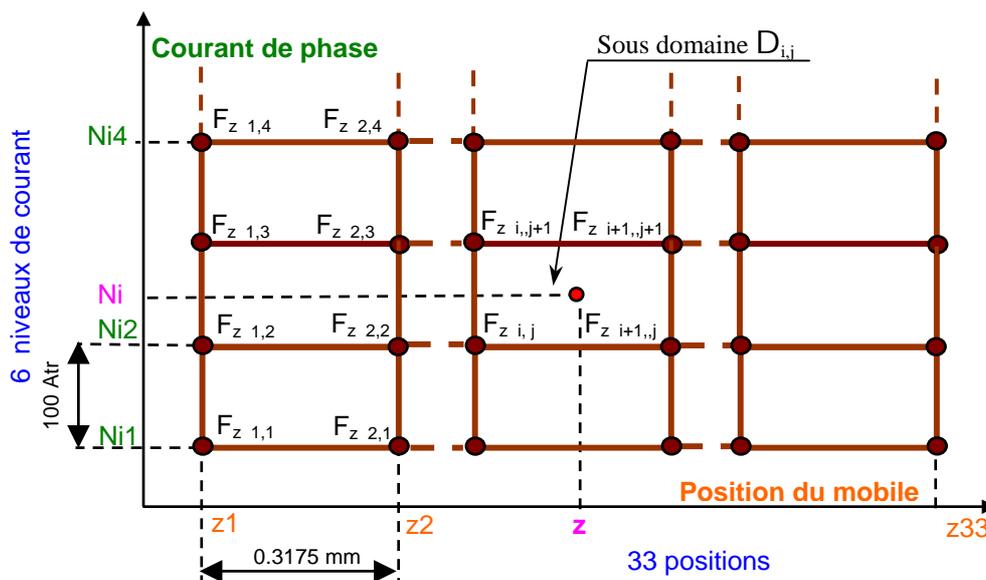


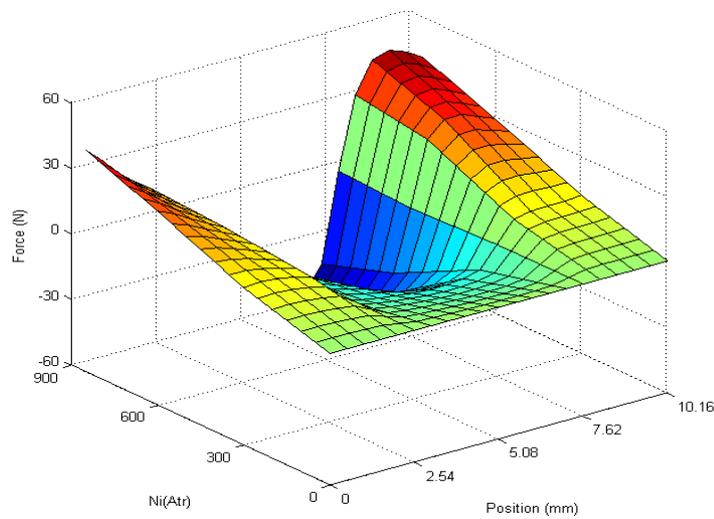
Figure III.12 : Disposition des points de simulation

Le modèle bilinéaire de la force, élaboré sur chaque sous domaine $D_{i,j}$ de la figure III.12, s'écrit sous la forme :

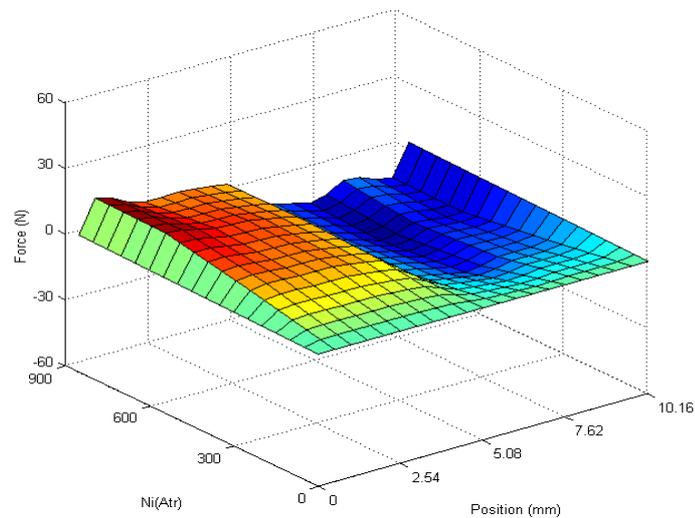
$$F_z(z, Ni) = \mu + \alpha Ni + \beta z + \delta z Ni \quad (III.9)$$

μ , α , β et δ des paramètres calculés à partir des valeurs prises par la force $F_{z_{i,j}}$, $F_{z_{i,j+1}}$, $F_{z_{i+1,j}}$ et $F_{z_{i+1,j+1}}$ aux différents sommets du sous domaine $D_{i,j}$.

Des surfaces de réponses force en fonction de la position et du courant d'alimentation $F_z(z, Ni)$, sont présentées sur la figure III.13. Elles sont construites sur un cycle électrique pour une phase d'extrémité et une phase centrale, alimentées par des courants inférieurs à 900Atr.



a. Phase d'extrémité alimentée



b. Phase centrale alimentée

Figure III.13 : Surfaces de réponse force en fonction du courant d'alimentation et de la position du mobile

Ce type de surface de réponse peut être utilisé pour l'estimation de la valeur de la force électromagnétique développée par l'actionneur pour différentes positions de la partie mobile et pour différents courants d'alimentation.

Le modèle ainsi développé permet donc d'avoir la force de poussée F_z d'obtenir la force de poussée pour une amplitude de courant $Ni1$ de 0 à 900Atr et pour une position z de 0 à 10,16mm, figure III.14.

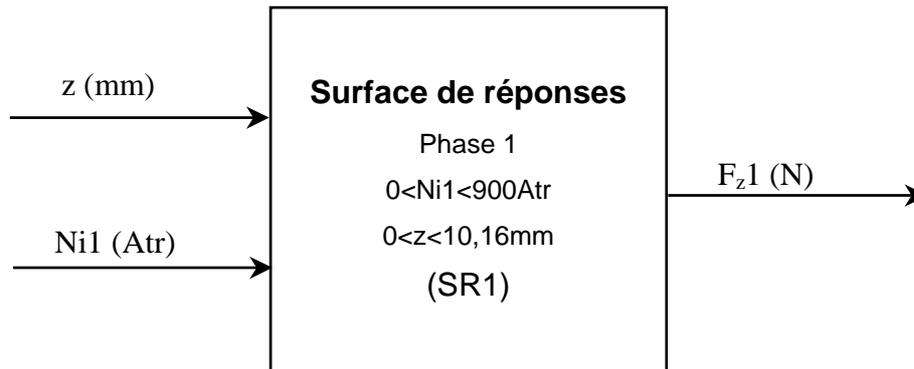


Figure III.14 : Surfaces de réponses bidimensionnelles

En procédant de la même manière que précédemment, quatre surfaces de réponses SR1, SR2, SR3 et SR4 sont construites pour les quatre phases de l'actionneur. Le modèle élaboré correspondant a été testé par des simulations éléments finis sur une dizaine de cas repérés par des positions et des intensités de courant différentes. L'erreur ne dépassant pas 5% pour les dix cas considérés, ce modèle est donc adapté pour le développement de stratégies de commandes tenant compte des effets de saturation magnétique, comme nous allons le montrer dans ce qui suit.

III.4.3.2. Surfaces de réponses tridimensionnelles

Lorsque deux phases de l'actionneur sont simultanément alimentées, l'actionneur peut avoir des positions d'équilibre artificiel entre ses positions d'équilibre naturel. Ainsi, pour chaque triplet : position prise par la partie mobile de l'actionneur, courant d'alimentation de la phase 1 et courant d'alimentation de la phase 2, correspond une force électromagnétique. Pour construire un modèle d'évolution de la force électromagnétique, des sous domaines d'interpolation tridimensionnelle sont réalisés à l'intérieur du domaine global. La force électromagnétique est calculée par éléments finis en 33 positions uniformément réparties sur

le cycle électrique de fonctionnement de l'actionneur et ceci pour les quatre phases et pour les cinq valeurs de courant d'alimentation correspondants à 100, 200, 300, 600 et 900 Atr.

La figure III.15 présente la disposition des points de simulation dans le domaine de fonctionnement, $D_{i,j,k}$: position-courant de la phase 1 - courant de la phase 2, avec : $i \in \{1, \dots, 33\}$, $j \in \{1, 2, 3, 4, 5, 6\}$ et $k \in \{1, 2, 3, 4, 5, 6\}$. La combinaison $j=1, k=1$ correspond à un courant d'alimentation nul sur les deux phases et par conséquent à une force nulle sur toute la période de positionnement.

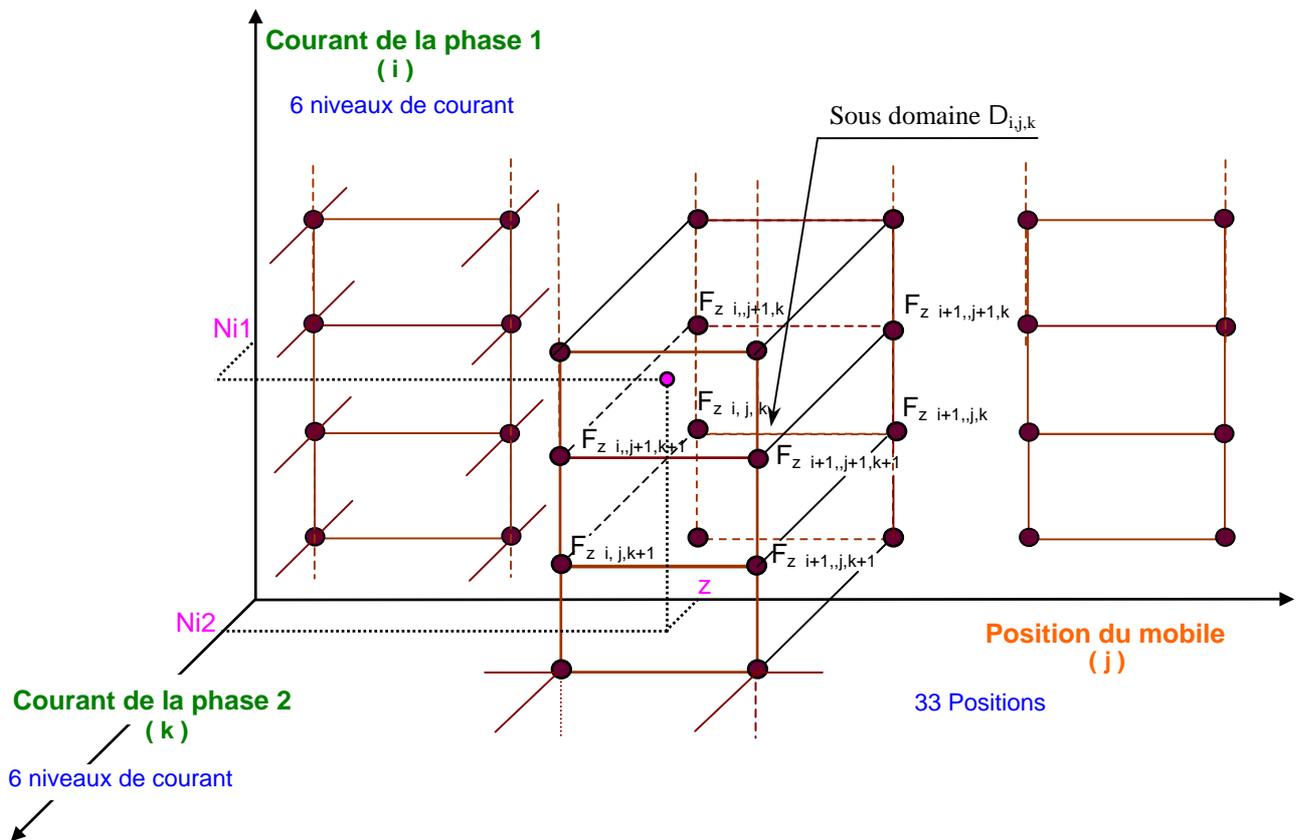


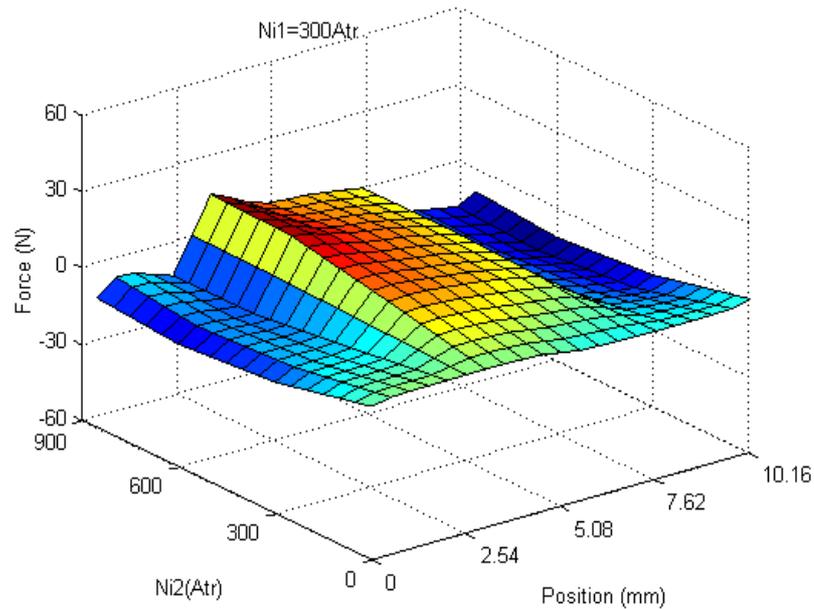
Figure III.15 : Disposition des points de simulation pour une valeur fixée du courant dans la phase 2

Sur chaque sous-domaine de la figure III.15 un modèle de force électromagnétique est développé à partir d'un plan factoriel complet à deux niveaux et trois facteurs [Goupy 96] :

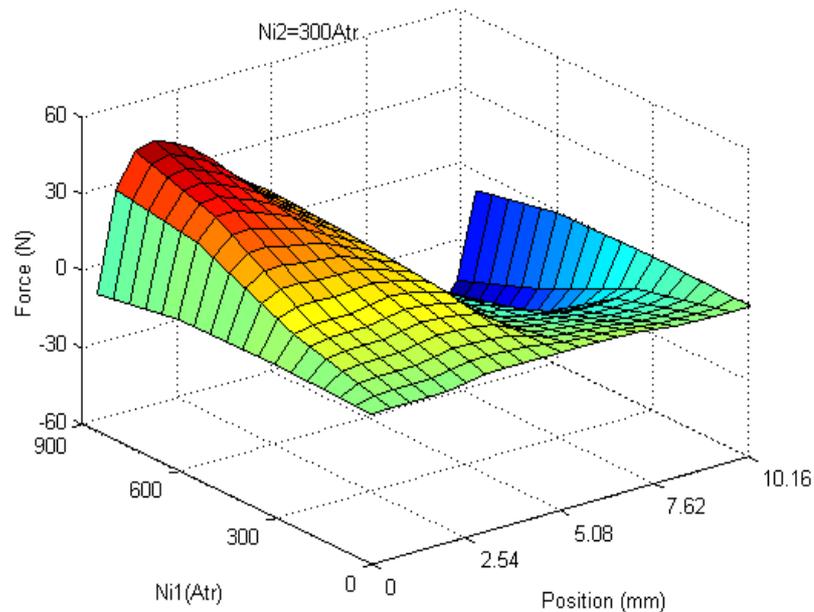
$$F_z(z, Ni1, Ni2) = \mu + \alpha Ni1 + \beta Ni2 + \delta z + \varepsilon z Ni1 + \gamma z Ni2 + \eta Ni1 Ni2 + \lambda z Ni1 Ni2 \quad (III.10)$$

μ , α , β , δ , ε , γ , η et λ étant les coefficients du modèle déterminés à partir des valeurs prises par la force électromagnétique $F_{z i j k}$, $F_{z i+1 j k}$, $F_{z i j+1 k}$, $F_{z i j k+1}$, $F_{z i+1 j+1 k}$, $F_{z i+1 j k+1}$, $F_{z i j+1 k+1}$ et $F_{z i+1 j+1 k+1}$, aux sommets du sous domaine D_{ijk} .

Une surface de réponses globale $F_z(z, Ni1, Ni2)$ peut être ainsi construite pour chaque couple de phases simultanément alimentées sur le domaine global de fonctionnement. La figure III.16 présente deux surfaces de réponses de force de poussée correspondants à une phase d'extrémité, repérée par l'indice 1 et une autre centrale repérée par l'indice 2.



a. Phase centrale alimentée par un courant variable $Ni2$ pour $Ni1=300Atr$



b. Phase d'extrémité alimentée par un courant variable $Ni1$ pour $Ni2=300Atr$

Figure III.16 : Surfaces de réponses de la force de poussée en fonction de la position et des courants d'alimentation

Ce type de surfaces de réponses permet de :

- déterminer la valeur de la force électromagnétique pour n'importe quelles valeurs de la position et du courant à l'intérieur du domaine d'étude.
- calculer les courants d'alimentation des phases de l'actionneur afin de permettre à l'actionneur de développer une force nulle à vide et d'acquérir une position d'équilibre qu'elle soit naturelle ou artificielle.

III.4.4. UTILISATION DES SURFACES DE REPONSES POUR LE POSITIONNEMENT

Pour le moteur étudié, il est envisagé dans cette partie d'élaborer une nouvelle stratégie de commande utilisant les surfaces de réponses : force électromagnétique en fonction de la position et des courants d'alimentation. Cette stratégie de commande a pour objectif d'assurer une bonne précision de positionnement de l'actionneur aussi bien pour des déplacements en pas entiers qu'en pas fragmentés.

III.4.4.1. Positionnement en pas entier

Les quatre surfaces de réponses bidimensionnelles, SR1, SR2, SR3 et SR4 sont périodiques de période 10,16mm par rapport au déplacement de la partie mobile. Elles sont, par ailleurs, activées par une logique de commande pour générer la force F_z nécessaire à la résolution de l'équation mécanique du mouvement.

Par exemple, pour générer un déplacement sur quatre pas mécaniques, sur une période de temps T , la surface de réponse SR1 correspondant à la première phase est utilisée, tout d'abord, pour la détermination de la force développée par l'actionneur sur l'intervalle de temps $[0, T/4]$. Ensuite, la surface de réponses SR2 est utilisée, sur l'intervalle de temps $[T/4, T/2]$, puis, la surface de réponses SR3 sur l'intervalle $[T/2, 3T/4]$ et finalement la surface de réponses SR4 sur l'intervalle $[3T/4, T]$.

La figure III.17 présente un schéma synoptique de la résolution de l'équation mécanique utilisant les quatre surfaces de réponses pour un positionnement en pas entier.

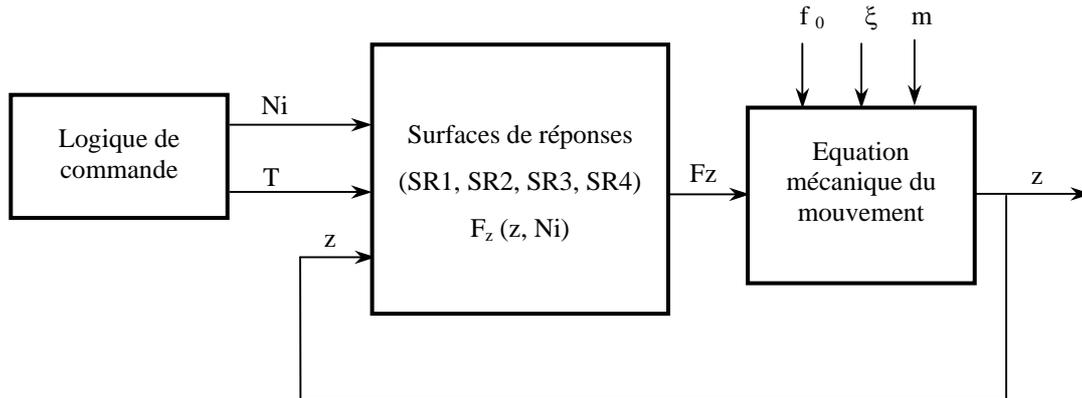


Figure III.17 : Synoptique de la simulation dynamique en pas entiers

Ce schéma peut être aussi généralisé au cas de l'alimentation des quatre phases par des niveaux de courants différents sur des périodes de temps différentes.

Sur la figure III.18 sont représentées les évolutions dynamiques de l'actionneur sur quatre pas mécaniques pour deux intensités différentes de courant.

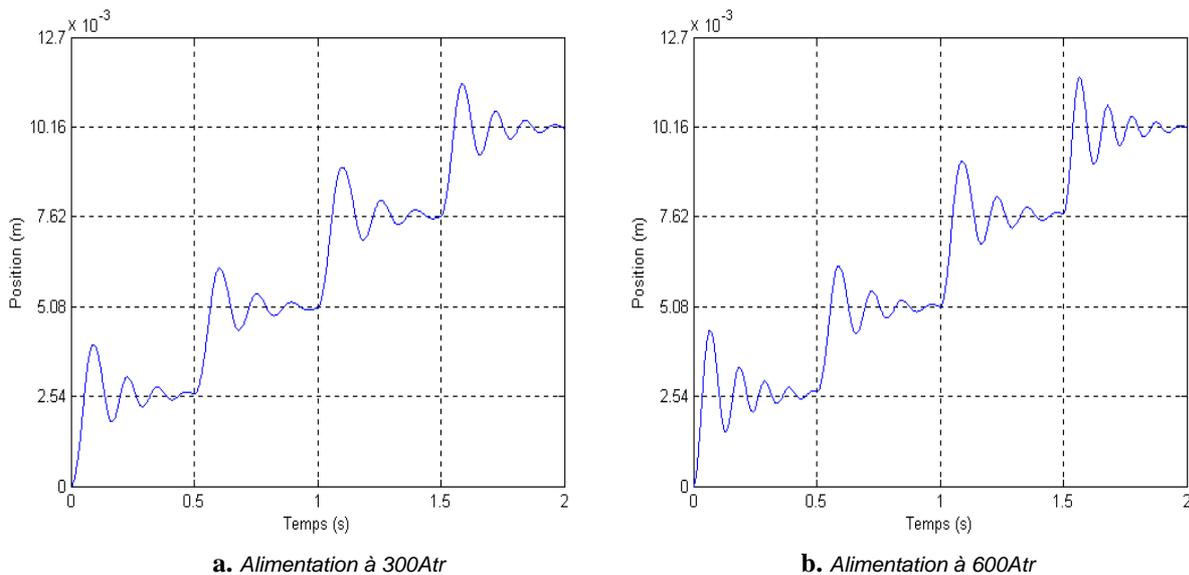


Figure III.18 : Réponses dynamiques de l'actionneur sur quatre pas

Les dissymétries observées entre les différents pas de la figure III.18 montrent l'influence de la prise en compte des phénomènes magnétiques sur la réponse dynamique de l'actionneur. Cette réponse présente une montée plus rapide et des amplitudes d'oscillations plus importantes lorsque le courant d'alimentation est élevé.

III.4.4.2. Positionnement en micropas

III.4.4.2.1. Principe de la méthode proposée

Si une seule phase de la machine est alimentée, alors, la partie mobile atteint sa position d'équilibre lorsque la force électromagnétique s'annule. Partant de ce principe, si deux phases sont alimentées simultanément, il suffit que la force électromagnétique globale développée par celles-ci s'annule pour que la partie mobile atteigne une nouvelle position d'équilibre, cette fois-ci artificiel [El Amraoui 00]. Le choix des phases à alimenter simultanément, repose principalement sur le signe des forces électromagnétiques dans le domaine de fonctionnement stable de l'actionneur. En effet, pour que la force électromagnétique globale s'annule, il faut que l'une des phases développe une force positive et que la seconde phase arrive à compenser celle-ci par une force négative, pour atteindre la position d'équilibre artificiel souhaitée.

III.4.4.2.2. Génération du micropas

L'inversion de la surface de réponses $F_z(z, Ni1, Ni2)$ est exploitée pour la détermination des courants $Ni1$ et $Ni2$ permettant à l'actionneur de positionner sa partie mobile en z .

Dans le cas d'un fonctionnement à vide, le doublet $(Ni1, Ni2)$ est calculé de manière à ce que la force électromagnétique globale développée par l'actionneur soit nulle. Ainsi la condition d'équilibre imposée par l'équation III.2 est vérifiée et l'actionneur s'arrête sur le micropas tant que l'alimentation des deux phases est maintenue.

Pour mettre en œuvre le principe du positionnement en micropas présenté, les premières simulations avaient pour objectif de déterminer, à la position statique z , le courant $Ni2$ permettant à la deuxième phase de générer une force égale et opposée à celle développée par la première phase alimentée par un courant $Ni1$. Le courant $Ni2$ a ainsi été déterminé par inversion de la surface de réponse $SR2(z, Ni)$; c'est à dire en cherchant l'intersection de cette surface de réponses avec le plan $F_z = -F_1$ à la position z , où F_1 est la valeur de la force développée par la première phase à cette même position z .

Pour illustrer cette démarche, nous nous sommes intéressé au positionnement de l'actionneur sur un demi-pas. Pour une première phase initialement alimentée par un courant $Ni1=300Atr$, la deuxième phase est alimentée par un courant $Ni2=580Atr$ afin de compenser les 9N développés par la première phase sur le demi-pas. La figure III.19 présente les caractéristiques de force développée par la première phase de l'actionneur alimentée par

300Atr, la deuxième phase alimentée par 580Atr et les deux phases simultanément alimentées par ces deux courants.

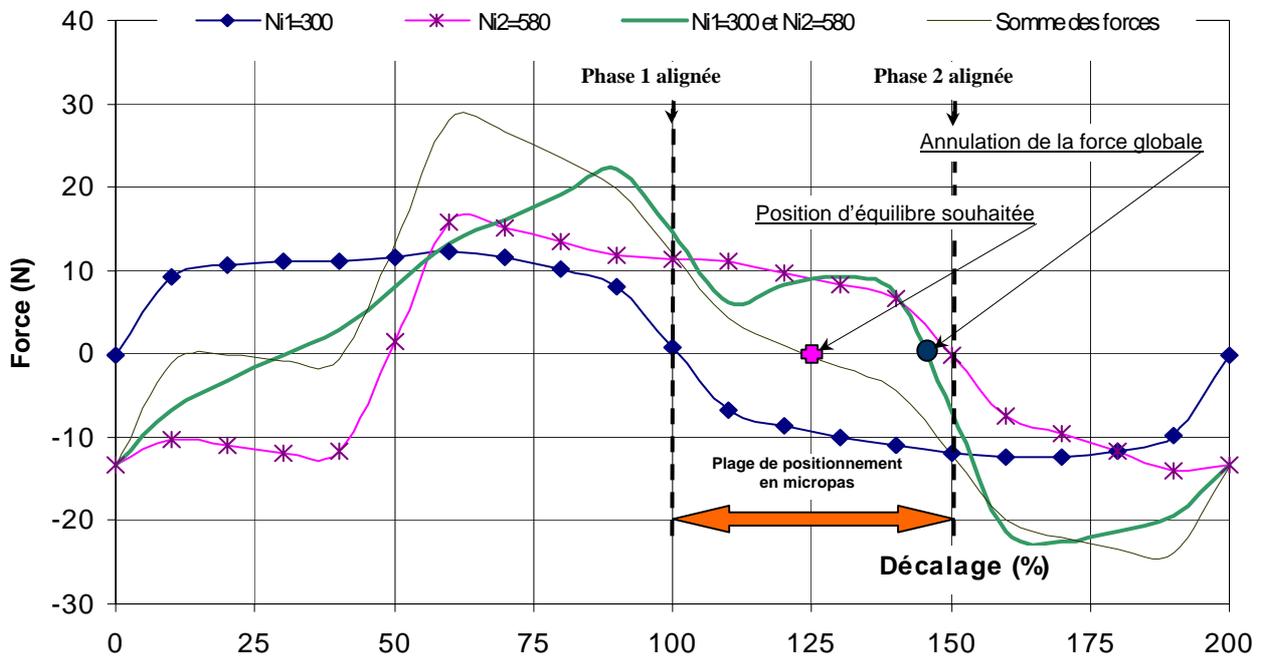
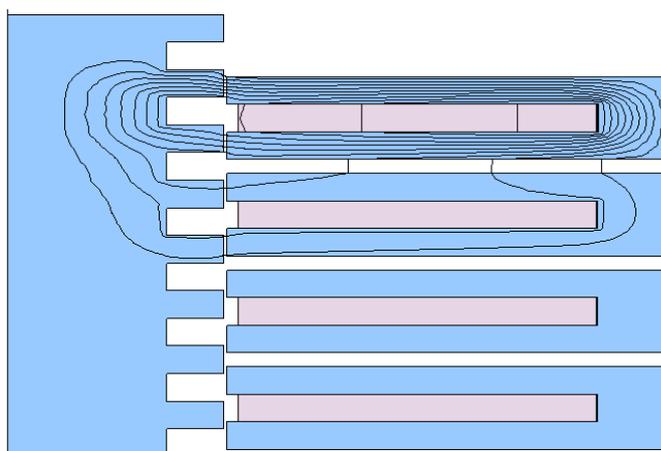


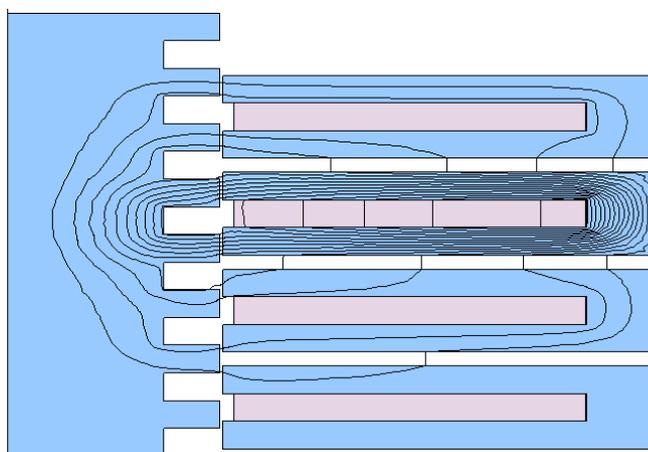
Figure III.19 : Forces électromagnétiques développées pour un positionnement en demi-pas

La somme des deux caractéristiques de force développée par les deux phases alimentées séparément est représentée en trait fin sur la figure III.19. Elle s'annule une seule fois sur la plage de positionnement en micropas, entre la position d'équilibre naturel de la première phase et celle de la deuxième phase. Cependant, la position sur laquelle s'annule la caractéristique de force déterminée à partir des simulations éléments finis pour les deux phases simultanément alimentées par Ni1=300Atr et Ni2=580Atr ne correspond pas à la position d'équilibre souhaitée. Ceci peut être expliqué par l'existence d'un couplage magnétique important entre les deux phases qui ne peut être négligé malgré la présence de séparateurs amagnétiques, figure III.20.

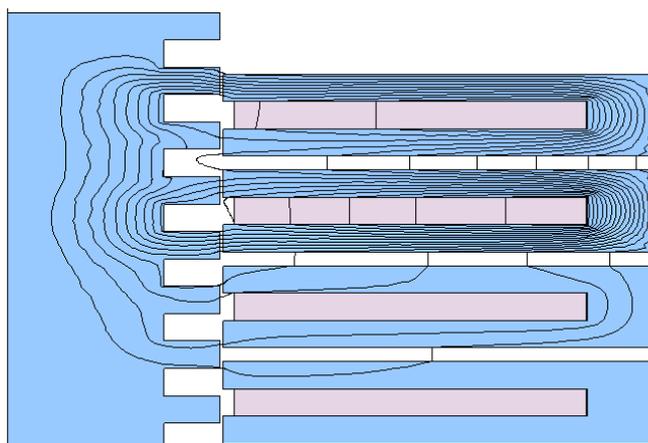
Partant de cette constatation, une autre solution consiste à construire des surfaces de réponses en fonction de la position du mobile et du courant d'alimentation de la première phase et de la deuxième phase, qui tiennent compte du couplage magnétique de façon à pouvoir déterminer avec plus de précision les courants d'alimentation nécessaires pour le positionnement en micropas.



a. Première phase alimentée par $Ni1=300Atr$



b. Deuxième phase alimentée par $Ni2=580Atr$



c. Première phase alimentée par $Ni1=300Atr$
et deuxième phase alimentée par $Ni2=580Atr$

Figure III.20 : Effet de couplage magnétique lorsque deux phases sont alimentées

Ainsi, quatre surfaces de réponses tridimensionnelles SR12, SR23, SR34 et SR41 correspondant respectivement à l'alimentation simultanée des couples de phases (1,2), (2,3), (3,4) et (4,1) de l'actionneur sur la plage de fonctionnement sont exploitées pour la détermination des courants d'alimentation nécessaires pour le positionnement en micropas. La figure III.21, montre l'évolution des courants d'alimentation pour le positionnement sur plusieurs micropas en alimentant la phase 1 et la phase 2 de l'actionneur. Les fractions de pas considérés vont de 1/8 jusqu'à 7/8.

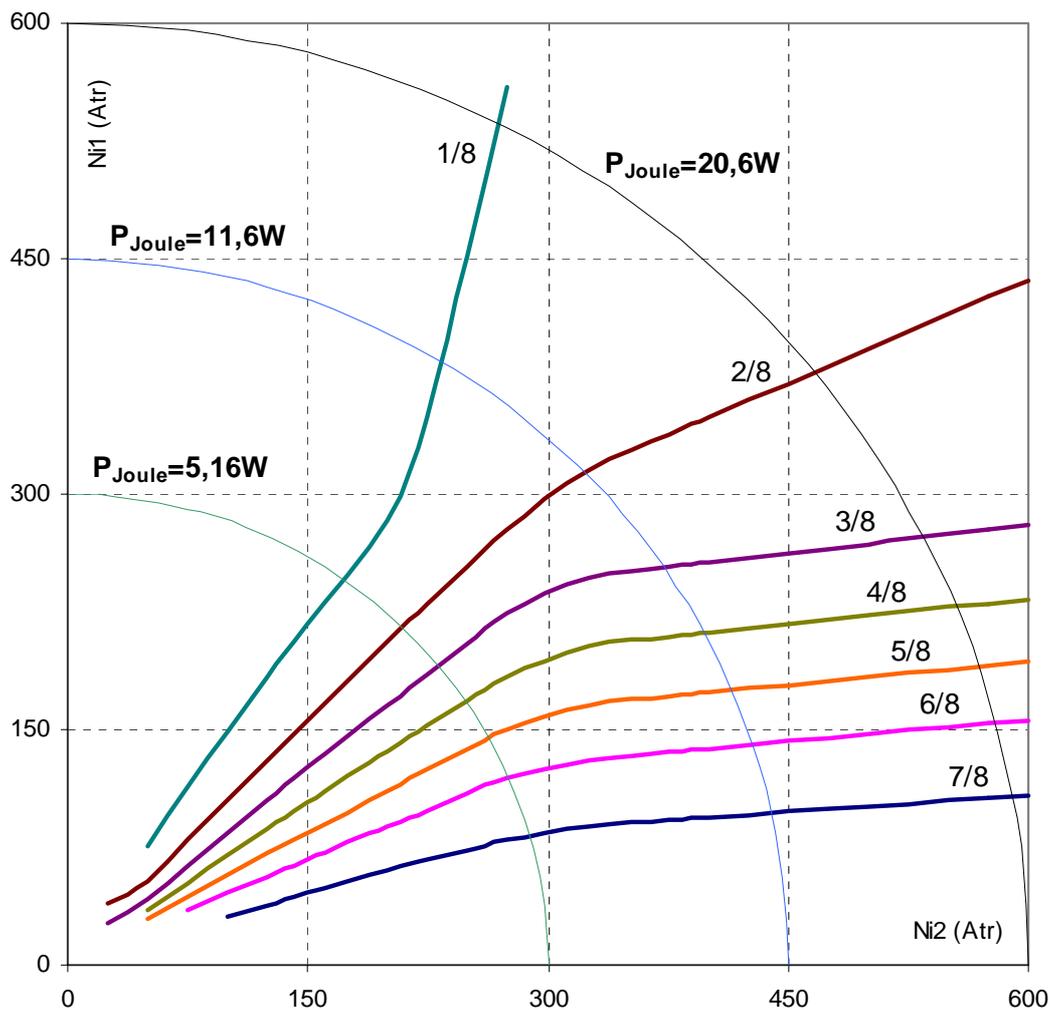


Figure III.21 : Evolution des courants d'alimentation pour un positionnement en micropas

Les quarts de cercle présentés sur la figure III.21 correspondent chacun à l'ensemble de points pour lesquels les pertes Joules sont constantes et égales à celles occasionnées par l'alimentation d'un seul bobinage, de 530 spires de résistance 18Ω , par 300, 450 et 600Atr.

Le tableau III.1 donne des exemples de micropas et les courants de phases correspondants, se trouvant sur le quart de cercle $P_{Joule}=20,6W$ de la figure III.21.

Tableau III.1 : Courant d'alimentation des phases pour un positionnement en micropas

micropas	Courant d'alimentation de la phase 1 (Ni1 Atr)	Courant d'alimentation de la phase 2 (Ni2 Atr)
Position initiale	600	0
1/8 de pas	536	269
1/4 de pas	377	466
3/8 pas	272	534
1/2 de pas	228	554
5/8 de pas	190	569
3/4 de pas	154	573
7/8 de pas	108	590
1 pas	0	600

La figure III.22 montre l'importance la dissymétrie existante entre une phase centrale et une phase d'extrémité. En effet, si ces deux phases avaient la même contribution, la sollicitation de l'actionneur par deux courants Ni1 et Ni2 d'intensités égales correspondrait à un positionnement sur un demi-pas et non sur un fragment de pas compris entre 0,125 et 0,25.

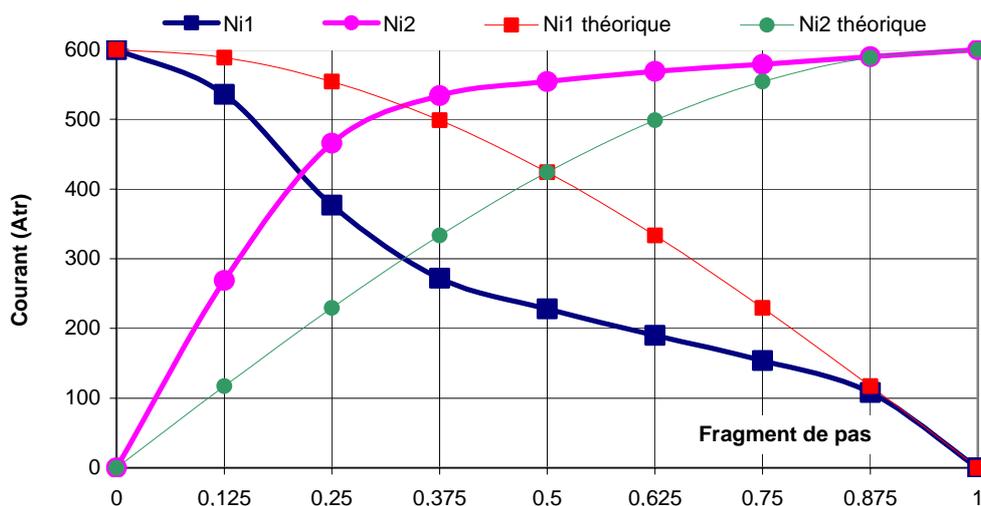


Figure III.22 : Surfaces de réponses de la force de poussée en fonction de la position

En trait fin sont représentées sur la figure III.22 les formes théoriques des courants à évolutions sinusoïdales permettant un positionnement en micropas en l'absence des effets de bord et de couplage magnétique mais à pertes Joules équivalentes. Ces derniers sont alors très éloignés des valeurs proposées.

III.4.4.2.3. Etude du comportement dynamique par simulation

Deux phases de l'actionneur linéaire étudié sont simultanément alimentées par des courants $Ni1$ et $Ni2$ pour le positionnement du mobile sur un micropas.

L'étude du comportement dynamique d'un tel actionneur est réalisée par simulation conformément au schéma synoptique de la figure III.23.

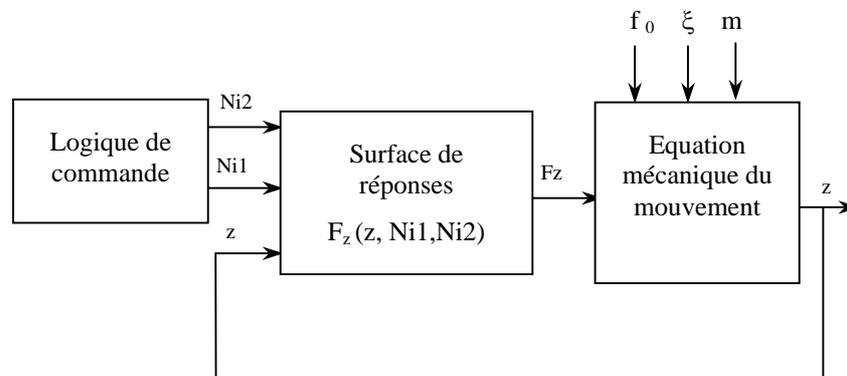


Figure III.23 : Schéma synoptique du modèle dynamique de la machine étudiée

Le pas de résolution numérique de l'équation mécanique du mouvement III.2 étant fixé à $10\mu s$, des simulations sont réalisées en vue de la fragmentation d'un pas entier en huitièmes et en quarts de pas. Pour ce faire, une phase d'extrémité est alimentée par un courant $Ni1$ et une phase centrale par un courant $Ni2$ conformément au tableau III.1. Les résultats obtenus, pour deux vitesses de déplacement différentes sont présentés sur les figures III.24, III.25, III.26 et III.27.

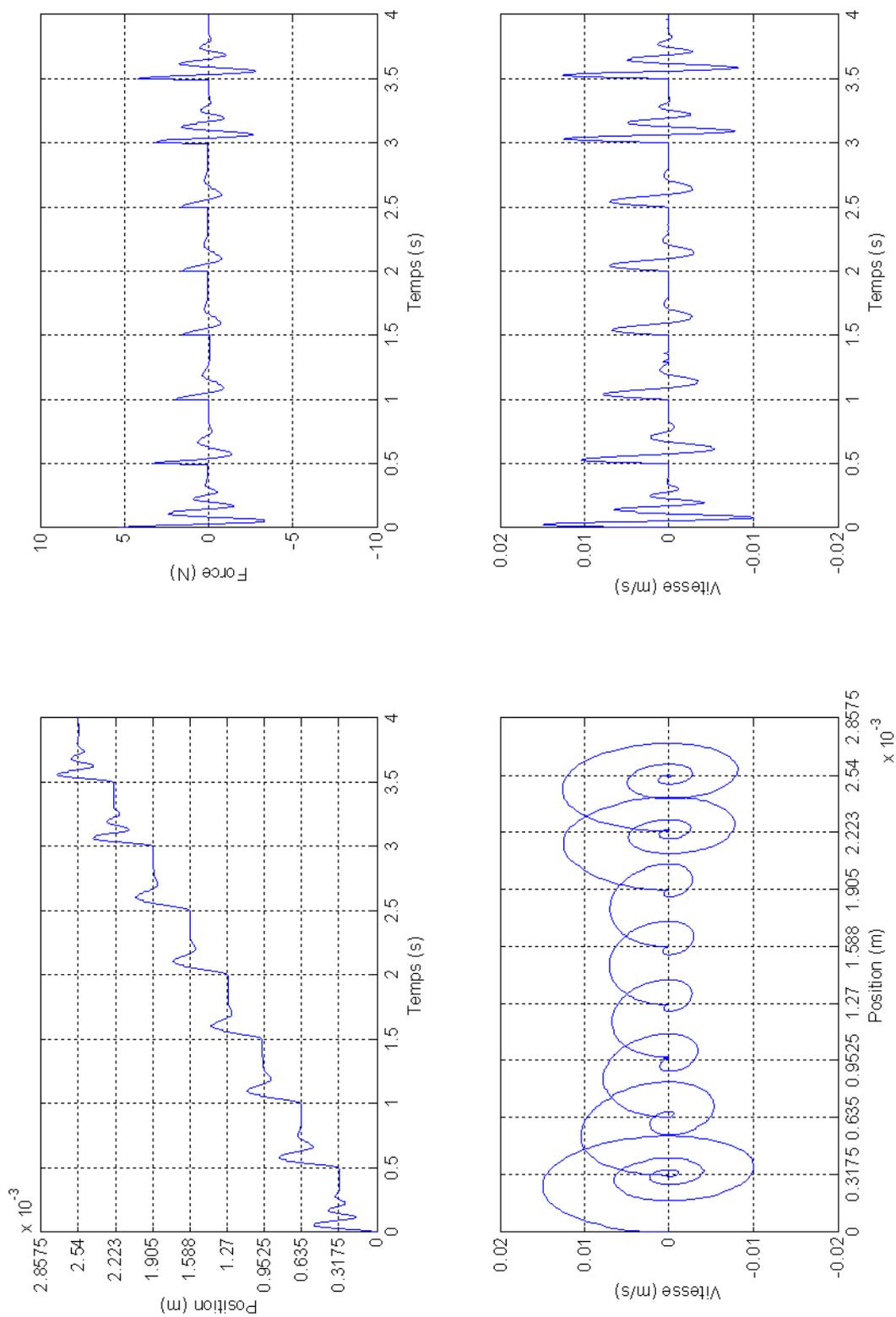


Figure III.24 : Positionnement sur huit fragments de pas en 4 secondes

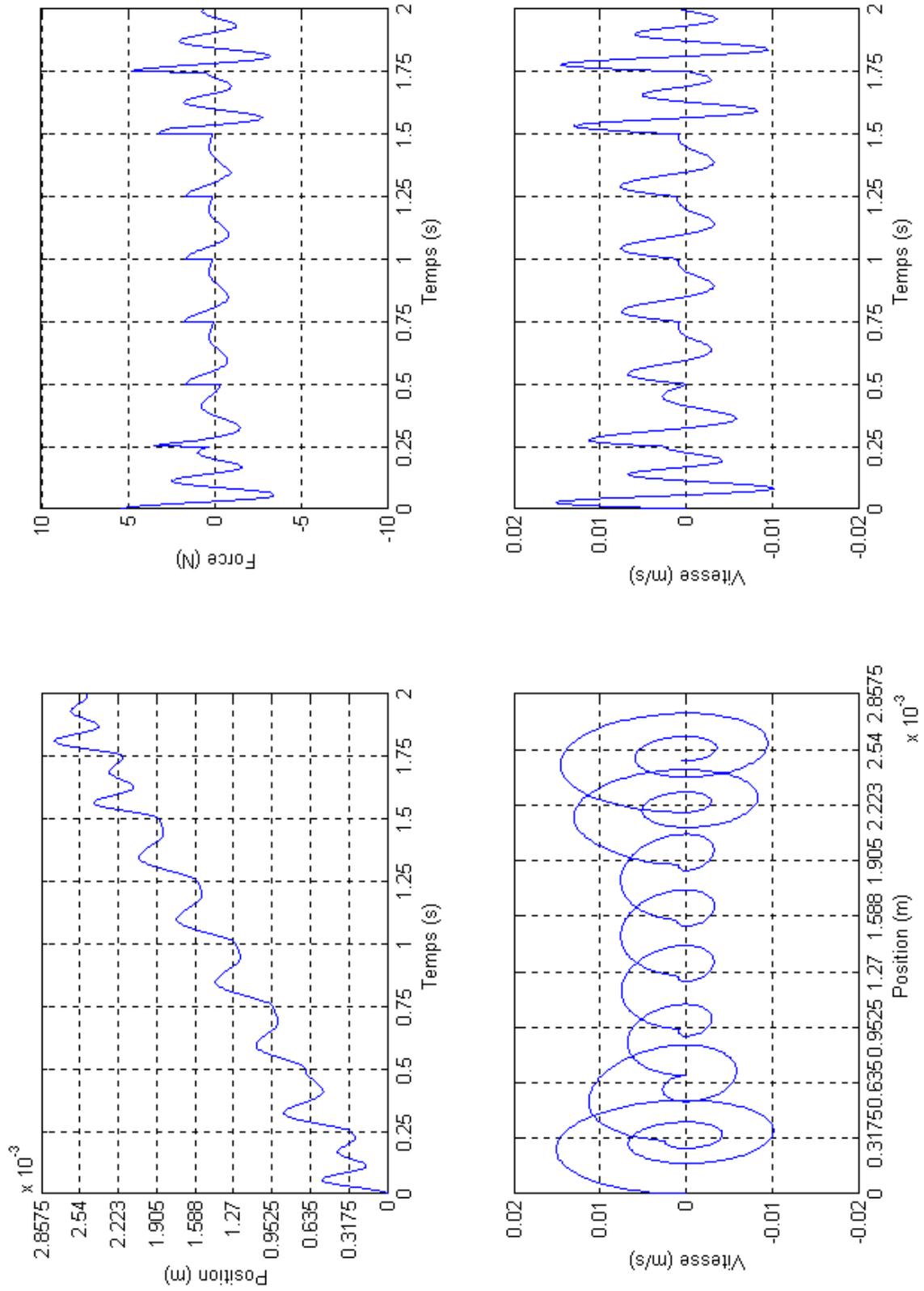


Figure III.25 : Positionnement sur huit fragments de pas en 2 secondes

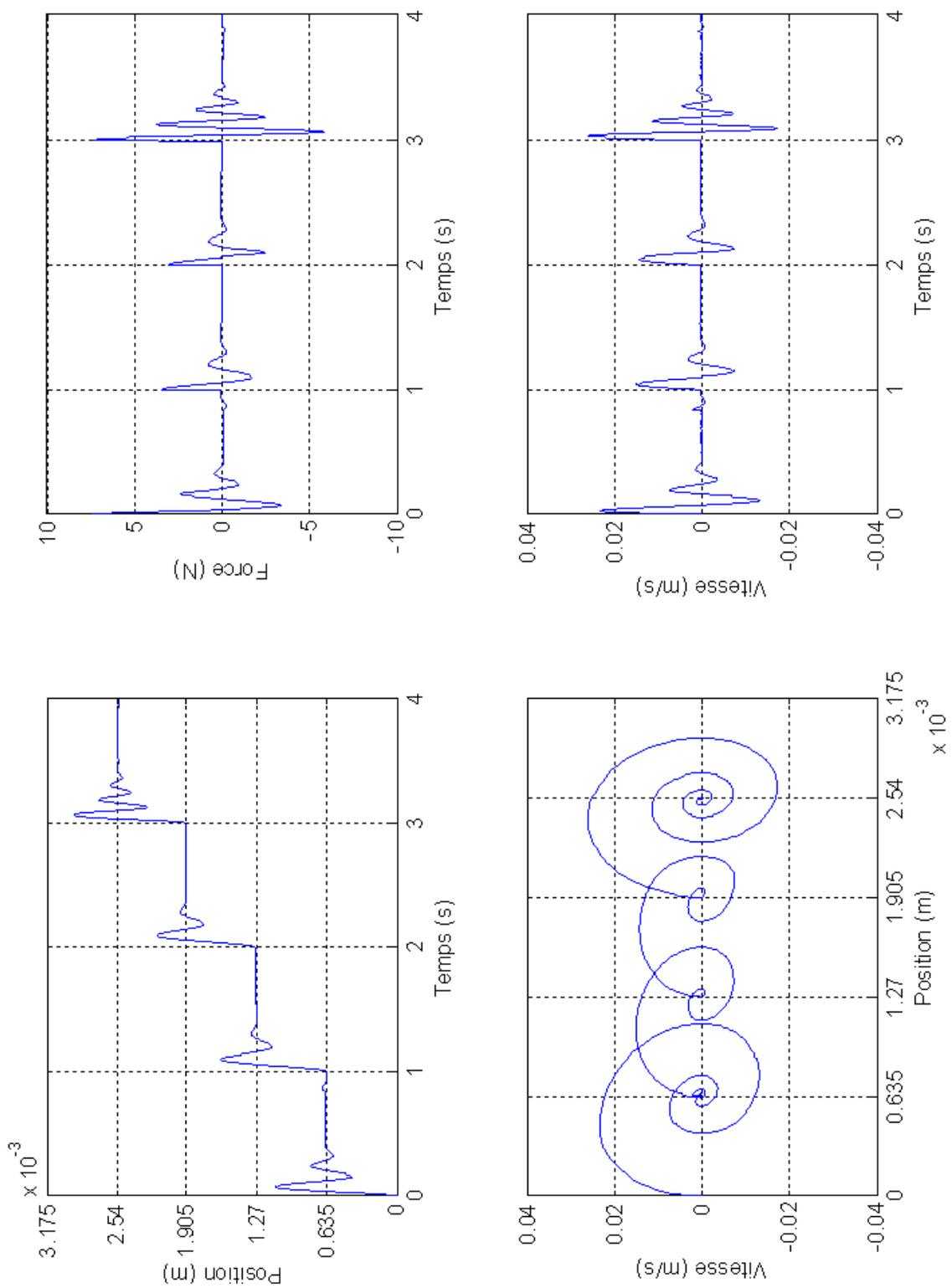


Figure III.26 : Positionnement sur quatre fragments de pas en 4 secondes

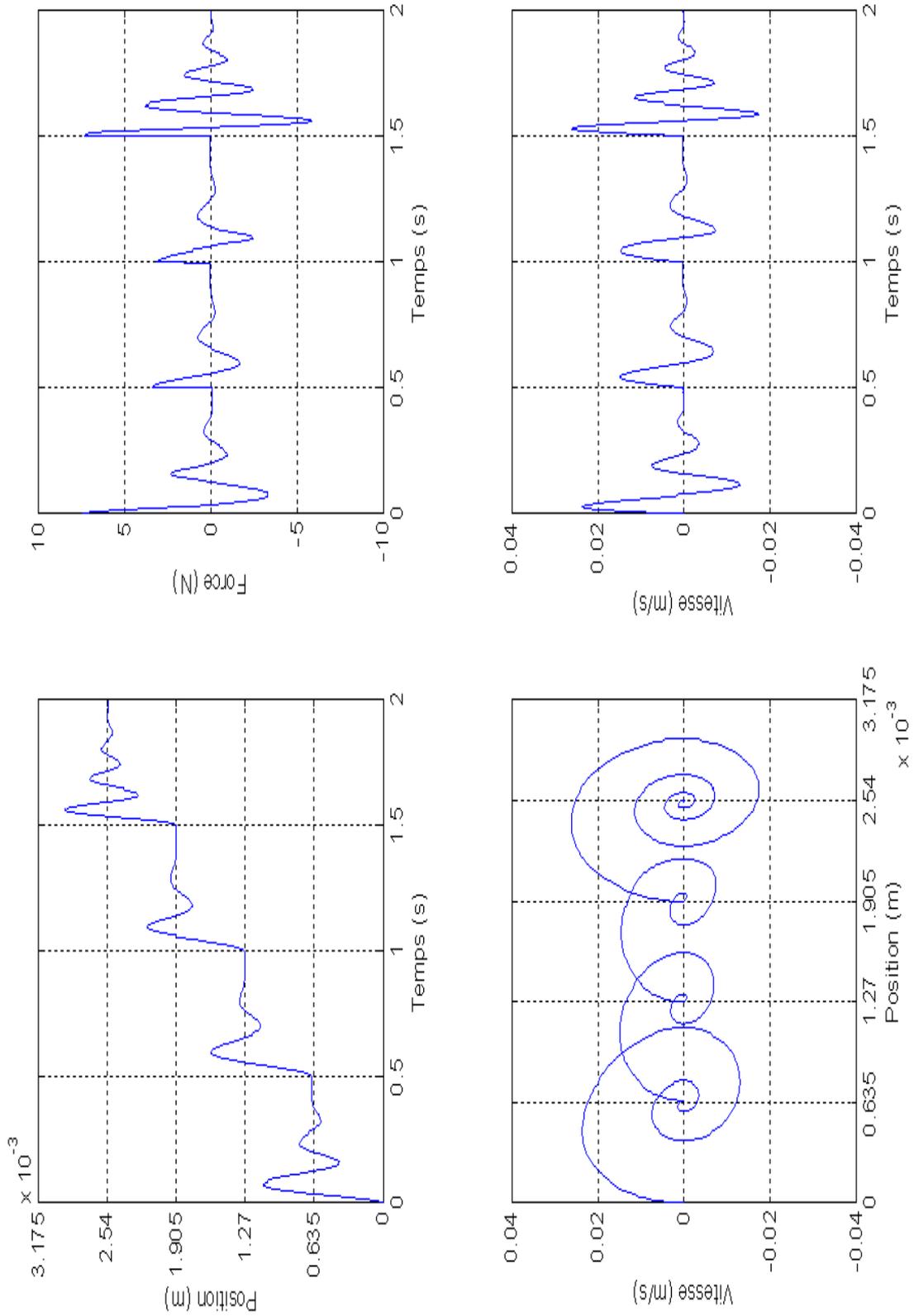


Figure III.27 : Positionnement sur quatre fragments de pas en 2 secondes

Les résultats de simulation présentés sur les figures III.24, III.25, III.26 et III.27, illustrent la précision de positionnement en micropas pour les courants d'alimentation déterminés à partir de la méthode proposée.

La comparaison des figures III.24 et III.26 sur lesquelles le positionnement atteint son régime établi sur chaque micropas, montre l'influence du nombre de fragments par pas sur les amplitudes des oscillations. En effet, plus le nombre de micropas au sein du pas est élevé plus les oscillations autour de la position d'équilibre sont atténuées.

Par ailleurs, pour un pas fragmenté en huit micropas sur deux secondes, figure III.25, les oscillations autour de la position d'équilibre sont plus importantes que pour ce même régime de fragmentation sur quatre secondes, figure III.24. Ceci peut être expliqué par le fait que l'énergie cinétique emmagasinée dans l'actionneur n'est pas encore totalement dissipée lorsque la commande impose au mobile de se déplacer dans le premier cas et qu'elle l'est déjà dans le second cas.

Sur les quatre figures, il est clair que l'évolution de la caractéristique dynamique de force présente des pentes faibles au premier passage par zéro sur chaque micropas. Ces pentes, sont variables d'un micropas à un autre au sein du même pas, affectant la précision de positionnement en micropas en présence de frottement sec. Si de plus, la pente est très faible ou le frottement sec est très important, alors la zone morte s'élargit autour de la position d'équilibre. Ce frottement sec entrave donc le bon fonctionnement de l'actionneur tout en limitant les possibilités de fragmentation du pas.

La représentation de la vitesse en fonction de la position montre par ailleurs que pour les quatre régimes de fonctionnement considérés, le positionnement en micropas est plus énergétique sur le début et la fin du pas mécanique.

III.5. ESSAIS SUR PROTOTYPE

Les essais réalisés ont pour objectif, d'une part, l'étude de la validité des résultats obtenus par simulation pour le modèle dynamique de l'actionneur quadriphasé et d'autre part d'étudier la possibilité de faire fonctionner l'actionneur en micropas en réduisant le déséquilibre qui existe entre une phase d'extrémité et une phase centrale par action sur l'alimentation.

III.5.1. DESCRIPTION DU BANC D'ESSAIS

Le moteur pas à pas linéaire quadriphasé réalisé est commandé via un convertisseur de puissance par un micro-ordinateur. Une carte multifonctions National Instrument[®] assure la communication entre le commutateur de puissance et le micro-ordinateur. Le programme de commande est élaboré sous un environnement LabView[®]. Plusieurs autres programmes sont élaborés afin de faire varier la vitesse de déplacement, le nombre de pas, le sens du mouvement, ect.

La Figure III.28 présente le schéma synoptique du banc d'essais réalisé.

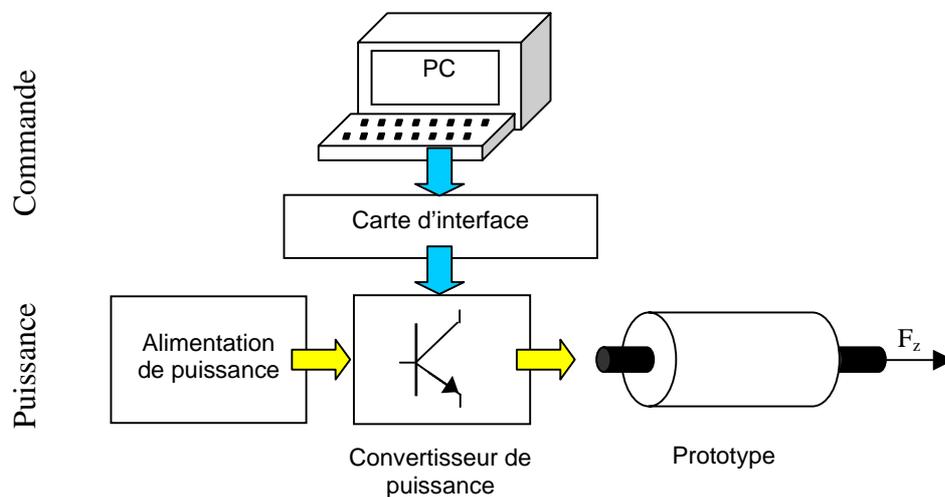


Figure III.28: Schéma synoptique du banc d'essais réalisé

La commande assure la succession des ordres de commutation de phase à un rythme compatible avec les fonctions à réaliser. Compte tenu du caractère synchrone du moteur pas à pas, cette commande est prévue en boucle ouverte.

Le convertisseur est constitué de transistors fonctionnant alternativement en régime saturé ou bloqué. Pour éviter les surtensions à la coupure, le convertisseur est conçu de façon à assurer la décroissance progressive du courant au moyen d'un circuit auxiliaire d'extinction [Crivii 97]. Le convertisseur de puissance utilisé fonctionne en commutateur de courant. Il renferme quatre bras indépendants. Chaque bras est conçu autour d'un transistor bipolaire de puissance fonctionnant en bloqué-saturé. Le circuit de commande est isolé galvaniquement du circuit de puissance par des optocoupleurs. Le schéma électronique d'un bras est représenté sur la figure III.29 [Ben Salah 97], [El Amraoui 98 a], [Ben Amor 99].

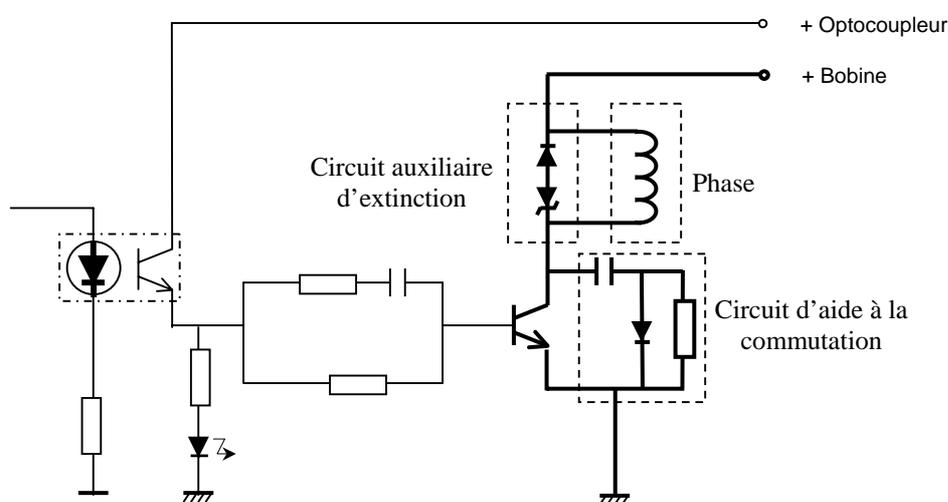
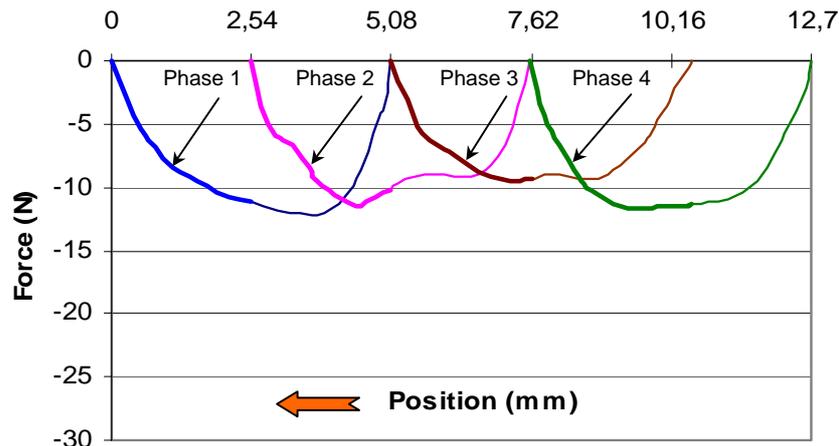


Figure III.29 : Bras du convertisseur de puissance

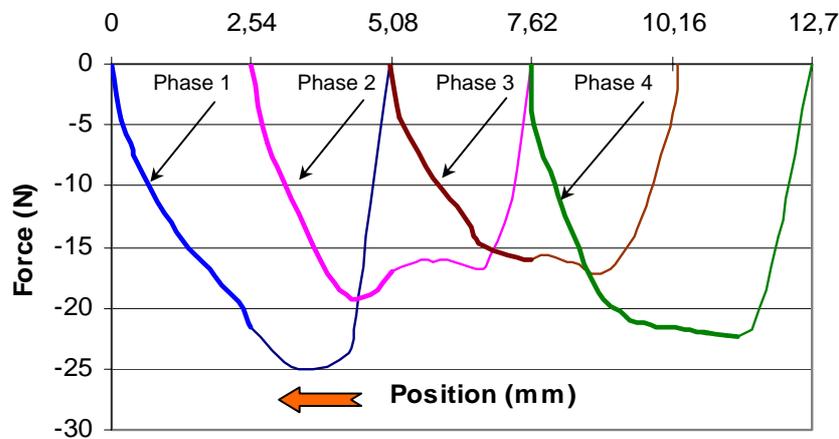
III.5.2. CARACTERISTIQUES STATIQUES DE FORCE - COMPARAISON ELEMENTS FINIS / ESSAIS

Le banc d'essais de la figure II.34 est utilisé pour la détermination des caractéristiques de forces statiques développées par les quatre phases de l'actionneur. Celles-ci sont représentées en valeurs absolues sur la figure III.30 pour 300Atr et 450Atr.

La plage linéaire du capteur de force utilisé s'étend jusqu'à 20N, les mesures supérieures à cette valeur se trouvent sur la zone de saturation du capteur et sont par conséquent sous estimées.



a. Alimentation à 300Atr



b. Alimentation à 450Atr

Figure III.30 : Force développée par les quatre phases du prototype

Les quatre branches de caractéristiques représentés en gras sur la figure III.30 correspondent à la plage de fonctionnement utile de l'actionneur qui s'étend de la position de démarrage jusqu'à la position d'équilibre. La figure III.30 met en exergue les dissymétries existantes entre une phase centrale et une phase d'extrémité qui sont d'autant plus importantes que le courant d'alimentation est élevée conformément aux constatations faites en simulations numériques.

La figure III.31 présente une comparaison entre les caractéristiques statiques déterminées à partir des éléments finis pour 300Atr et celles mesurées.

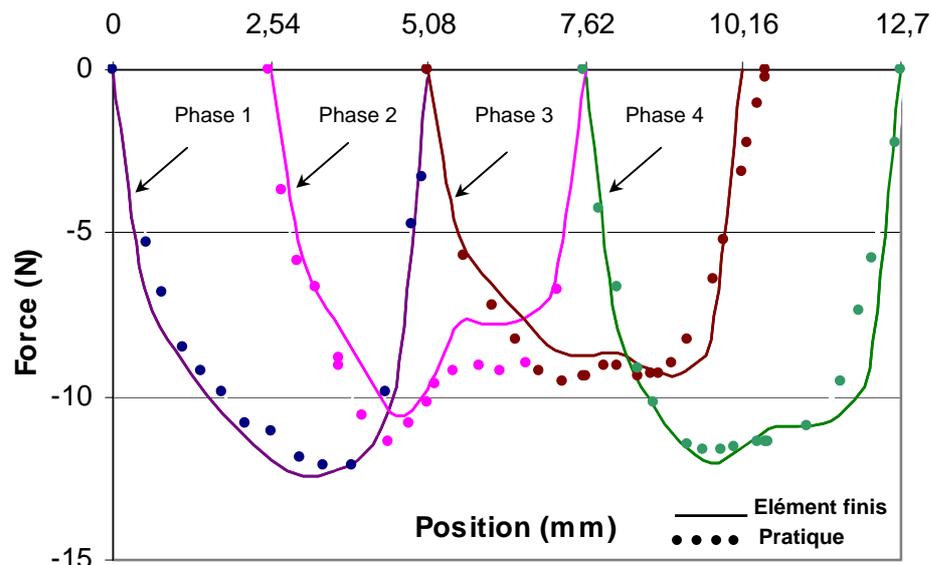
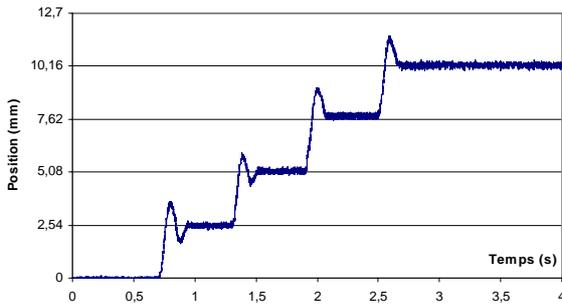


Figure III.31 : Comparaison calcul-expérience

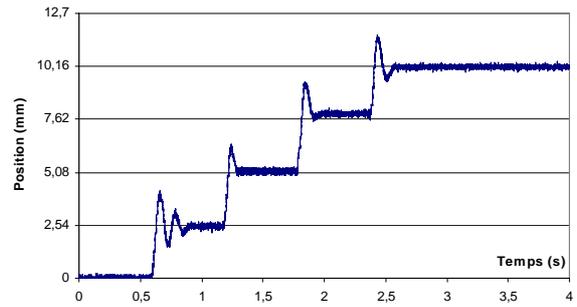
Les forces de démarrage mesurées coïncident pratiquement avec celles simulées, l'erreur sur ces positions ne dépasse pas 10%. Les écarts observés entre les caractéristiques simulées et celles mesurées peuvent être dus aux erreurs de mesures, à la précision des capteurs et à la connaissance limitée des matériaux magnétiques utilisés pour la réalisation du prototype.

III.5.3. POSITIONNEMENT EN PAS ENTIERS

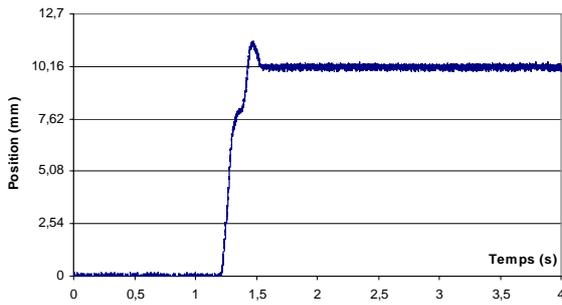
Sur la figure III.32 est représentée l'évolution de la position sur 4 pas mécaniques pour des fréquences de commutation différentes et pour des courants d'alimentation différents.



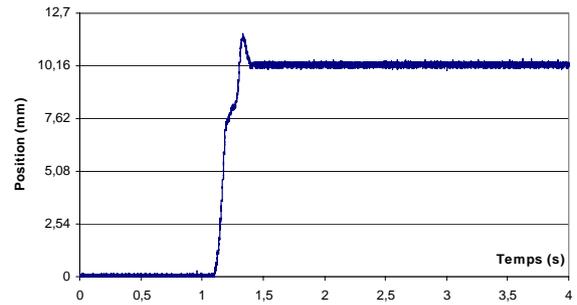
a. Avance de 4 pas à la fréquence 1,7Hz sous 300Atr



b. Avance de 4 pas à la fréquence 1,7Hz sous 450Atr



c. Avance de 4 pas à la fréquence 17Hz sous 300Atr



d. Avance de 4 pas à la fréquence 17Hz sous 450Atr

Figure III.32 : Réponse dynamique pour différents régimes d'alimentation et de commutation

Les caractéristiques de la figure III.32 montrent qu'une augmentation du courant d'alimentation, rend la montée de la réponse dynamique plus rapide mais augmente aussi l'amplitude des dépassements.

La figure III.32.d est obtenue pour une fréquence maximale de commutation des phases à 450Atr. Pour des fréquences plus élevées, l'actionneur n'obéit plus aux ordres de commutation. Cependant, cette fréquence de commutation peut être légèrement augmentée, sans perte de synchronisme, pour une alimentation de 300Atr. La réponse obtenue pour la fréquence limite est dans ce cas donnée par la figure III.33. Elle est obtenue pour une fréquence de commutation de 17,3Hz qui correspond à une vitesse moyenne de fonctionnement de 56mm/s.

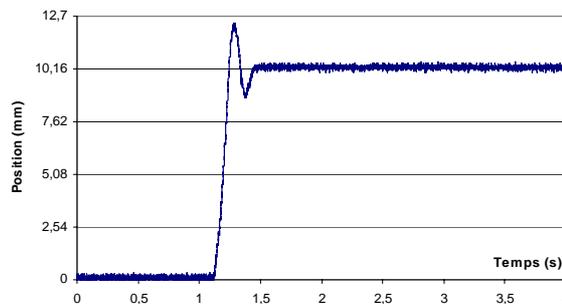


Figure III.33 : Avance de 4 pas à la fréquence 17,3Hz sous 300Atr

III.5.4. POSITIONNEMENT EN MICROPAS

L'alimentation simultanée d'une phase d'extrémité et d'une phase centrale de l'actionneur par des courants déséquilibrés a permis de vérifier la possibilité de faire fonctionner le prototype en micropas.

La figure III.34 illustre les positions d'équilibre intermédiaire prises par l'actionneur alimenté par les différentes combinaisons de courants (i_1, i_2) correspondant aux ampères-tours du tableau III.1 pour des bobinages de 530 spires. Sur cette même figure sont représentées les positions d'équilibre simulées.

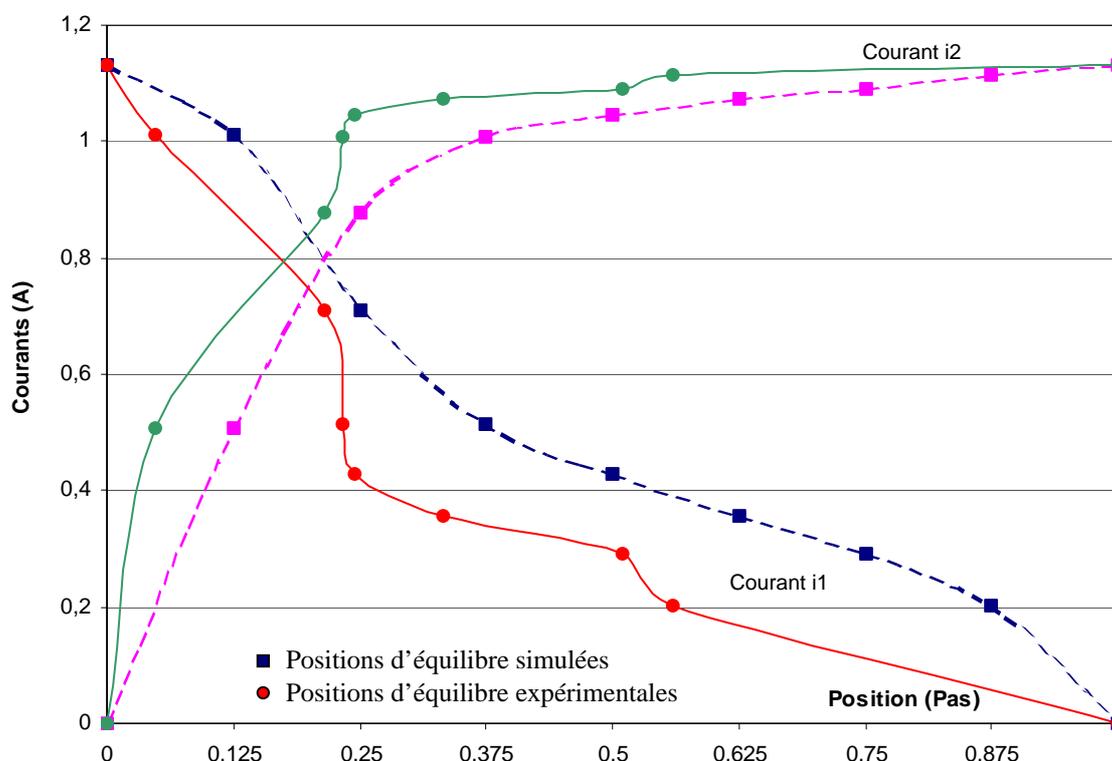


Figure III.34 : Positionnement en micropas

Les résultats de la figure III.34 montrent une forte dissymétrie entre la phase d'extrémité et la phase centrale qui est plus importante que celle estimée par les simulations. L'erreur sur le positionnement est d'autant plus importante que le fragment de pas est grand. Ceci est essentiellement dû aux fortes augmentations du courant de la phase2 nécessaires pour compenser la force créée par la phase1 sur le premier demi-pas, et à son évolution faible sur le deuxième demi-pas qui fait que une petite variation de i_2 induit une grande variation de la position. D'après les caractéristiques expérimentales, le positionnement sur sept huitièmes de pas nécessite un courant inférieur à 0,1A sur la phase 1, difficile à atteindre avec précision en pratique.

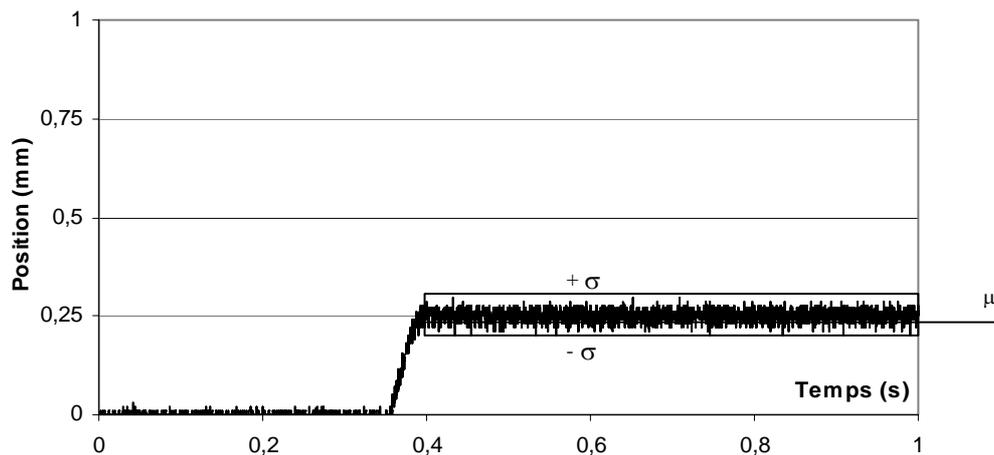
Les courants d'alimentation théoriques, nécessaires pour un positionnement en quarts de pas avec des pertes Joule fixées à 11,6W sont déterminés à partir de la surface de réponses SR12. Les valeurs du courant i_1 trouvées sont fixées et les courants i_2 sont réajustés de façon à permettre au mobile de se positionner effectivement sur les quarts de pas visés. Le tableau III.2 présente les valeurs théoriques des courants i_1 et i_2 ainsi que les valeurs expérimentales de i_2 déterminées pratiquement.

Pour la première série d'expériences réalisées, l'alimentation simultanée des deux premières phases de l'actionneur par les couples de courant $(i_1, i_{2\text{expérimental}})$ a permis de positionner le mobile de l'actionneur sur les quarts de pas. Cependant, la répétition des expériences a montré que le positionnement est entaché d'erreurs plus au moins importantes suivant le quart de pas considéré. Chaque expérience a été répétée dix fois et un écart-type σ a été calculé pour chaque quart de pas, tableau III.2.

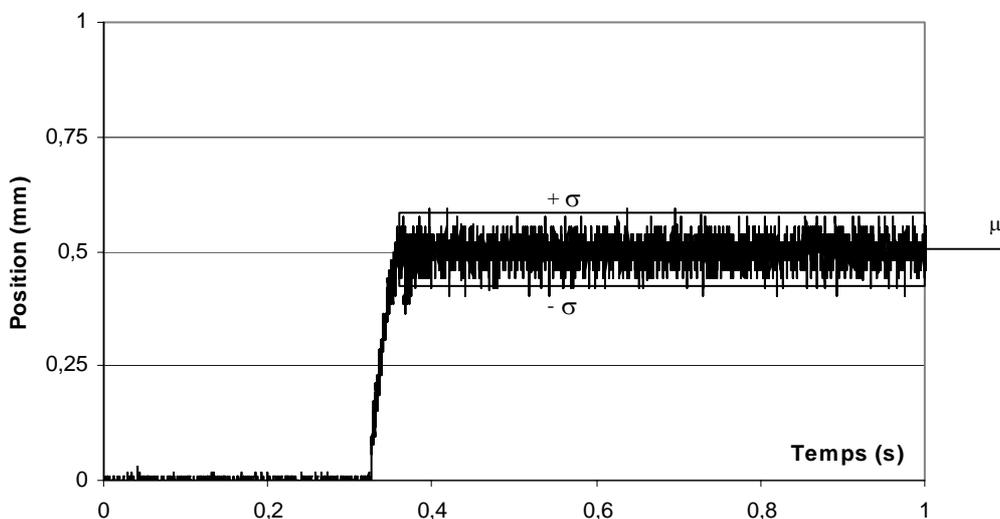
Tableau III.2 : Courants d'alimentation pour un positionnement en quarts de pas

micropas	Courant d'alimentation de la phase 1 : i_1 (A)	Courant d'alimentation de la phase 2 : $i_{2\text{théorique}}$ (A)	Courant d'alimentation de la phase 2 : $i_{2\text{expérimental}}$ (A)	σ
Position initiale	0,85	0	0	0,005
1/4 de pas	0,66	0,33	0,8	0,023
2/4 de pas	0,43	0,73	1,2	0,034
3/4 de pas	0,28	0,79	1,4	0,086
1 pas	0	0,85	0,85	0,005

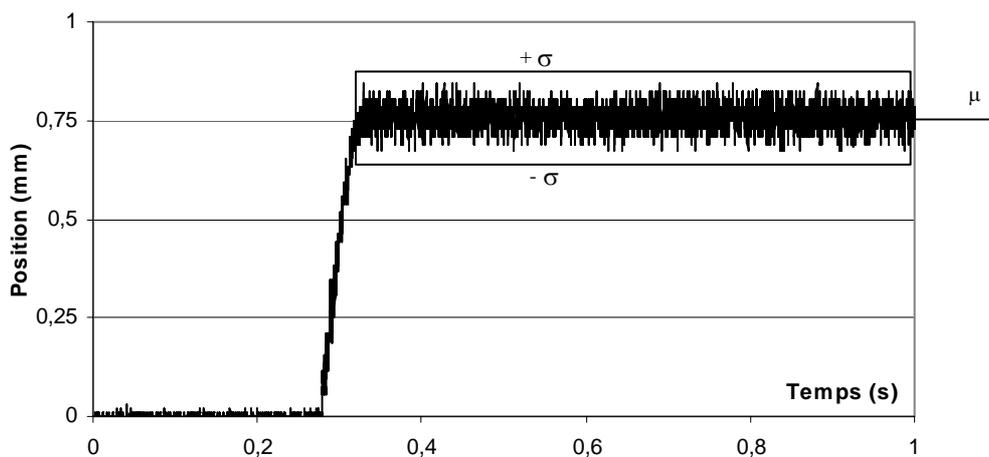
La figure III.35 présente les réponses dynamiques de l'actionneur sollicité par les courants i_1 et $i_{2\text{expérimental}}$ du tableau III.2. La position d'équilibre possible s'inscrit dans une bande expérimentale centrée sur la moyenne des réponses mesurées et limitée par $\pm\sigma$.



a. Positionnement sur un quart de pas



b. Positionnement sur un demi pas



c. Positionnement sur trois quart de pas

Figure III.35 : Positionnement en micropas de l'actionneur

Ces résultats ainsi que d'autres obtenus à partir des expériences réalisées pour des positionnements en huitièmes de pas prouvent encore une fois que le positionnement en micropas est plus aisé sur le premier que sur le second demi-pas.

Les différentes réponses dynamiques de la figure III.35 sont relevées en partant de la même position d'équilibre stable correspondant à l'alimentation de la phase d'extrémité par un courant $i_1=0,85A$. Ensuite, l'alimentation est coupée et enfin, les deux courants i_1 et i_2 sont injectés simultanément dans les phases.

III.6. CONCLUSION

Dans ce chapitre nous avons développé une approche de commande basée sur un couplage mécanique-magnétique permettant d'assurer un positionnement précis, tenant compte des effets de saturation en présence de couplages, de dissymétries et de fuites magnétiques entre les phases de l'actionneur linéaire.

Nous avons montré, dans la première partie du chapitre, la manière dont le problème difficile d'identification des paramètres de l'équation mécanique décrivant le mouvement de l'actionneur est résolu.

Ensuite, à partir des paramètres retenus et des surfaces de réponses des forces en fonction de la position du mobile et des courants d'alimentation des phases, construites à partir des simulations éléments finis, nous avons élaboré un modèle dynamique de l'actionneur qui nous a permis de simuler son fonctionnement aussi bien en pas entiers qu'en micropas.

Nous avons donc prouvé, par simulations numériques, que l'application de la stratégie de commande proposée assure une précision de positionnement en micropas pour les courants d'alimentation déterminés à partir de l'inversion des surfaces de réponses.

Les essais pratiques effectués sur le banc d'essais réalisé ont, par ailleurs, montré que les dissymétries existantes entre les phases d'extrémités et les phases centrales peuvent effectivement être palliées en déséquilibrant convenablement les courants d'alimentation des phases.

CONCLUSION GENERALE

CONCLUSION GENERALE

L'élaboration d'une méthodologie de conception optimisée pour les moteurs pas à pas linéaires tubulaires à réluctance variable ainsi que le développement d'une stratégie de commande sur la base de surfaces de réponses calculées par éléments finis et introduites dans le modèle dynamique constituent les principales contributions de nos travaux de recherche.

Ces approches ont été appliquées à la conception, l'optimisation et la commande d'un premier prototype de moteur pas à pas linéaire tubulaire à réluctance variable réalisé pour la motorisation d'un chariot de perceuse de circuits imprimés permettant la translation et le positionnement du système de perçage. Ce prototype, dimensionné de façon à générer un pas de déplacement linéaire de 2,54 millimètres et fournir une force de démarrage de 20 Newtons sur chaque pas, a permis de tester les différents modèles élaborés.

La méthodologie de conception optimisée proposée est basée sur l'utilisation des plans d'expériences et s'appuie aussi bien sur l'élaboration de modèles réseaux de réluctances pour le dimensionnement que sur l'élaboration de modèles éléments finis pour l'estimation des performances.

Ces modèles ont été utilisés pour le calcul de la force statique développée par l'actionneur. Les résultats obtenus à partir du réseau de réluctances ont montré l'importance de la prise en compte de la non-linéarité du matériau magnétique dans la modélisation et la prépondérance des phénomènes d'entrefer dans l'actionneur modélisé. Par ailleurs, les résultats éléments finis ont montré l'existence d'un lien étroit entre le choix de la méthode de calcul de force utilisée et la précision du résultat obtenu. En effet, la méthode du tenseur de Maxwell nécessitant un maillage d'entrefer dense et régulier en triangles isocèles rectangles, présente une forte sensibilité à la déformation du maillage. Par contre, la méthode exploitant le concept de coénergie magnétique se caractérise par une stabilité remarquable vis à vis du maillage d'entrefer et fournit des résultats aussi précis que ceux obtenus par le tenseur de Maxwell avec une densité de maillage beaucoup plus réduite.

Cette méthodologie a été appliquée au moteur linéaire étudié et a permis de déterminer une zone de stabilité offrant un compromis entre la précision du modèle et la précision de réalisation de l'actionneur. Ainsi la structure optimisée doit pouvoir être fabriquée industriellement sans dégradation de ses performances.

Tous les modèles élaborés sont paramétrés et peuvent être appliqués pour la conception optimisée d'une gamme d'actionneurs linéaires tubulaires à réluctances variables répondant à des cahiers de charges différents. Les essais statiques réalisés sur le prototype ont validé la démarche de dimensionnement par réseaux de réluctances ainsi que le calcul de force obtenu à partir des modèles éléments finis.

La stratégie de commande développée assure un couplage entre les équations mécanique et magnétiques grâce à l'utilisation de surfaces de réponses construites à partir de la force développée par l'actionneur en fonction de la position du mobile et des courants d'alimentation des phases, déterminées à partir de simulations éléments finis. Ce couplage hors ligne diminue considérablement le temps de calcul en comparaison à des simulations magnétodynamiques et semble particulièrement bien adapté à l'étude du comportement dynamique des moteurs pas à pas fonctionnant en pas entiers ou en micropas.

Au cours de la réalisation du prototype, nous avons été confronté à la difficulté du centrage de la partie mobile à l'intérieur du stator avec un entrefer de 0,1 millimètre. Il a donc été nécessaire de rectifier le diamètre intérieur du stator afin de doubler l'entrefer et diminuer, par conséquent, l'effort d'attraction radial. Cet effort se manifeste en présence de courants d'alimentation importants et provoque un collage de la partie mobile contre la partie fixe. De plus, malgré l'utilisation de roulements à billes, un frottement sec contribue à la création de zones mortes de fonctionnement ayant pour conséquence une dispersion du positionnement. Cette dispersion étant d'autant plus importante que l'alimentation de l'actionneur est faible. C'est pourquoi, nous avons choisi d'effectuer des essais pour des courants d'alimentation d'intensités moyennes afin de s'éloigner de ces deux phénomènes antagonistes.

Des essais pratiqués sur le prototype ont également mis en exergue l'existence de dissymétries importantes entre les phases d'extrémité et les phases centrales de l'actionneur qui sont d'autant plus importantes que la machine est saturée.

Les essais dynamiques ont montré l'importance de la prise en compte de l'état magnétique de l'actionneur sur sa réponse dynamique, et prouvé la possibilité de faire fonctionner l'actionneur linéaire en micropas.

De nombreuses perspectives peuvent être envisagées pour faire suite à ce travail. Afin d'améliorer la précision de positionnement en tenant compte des caractéristiques physiques du moteur, des surfaces de réponses donnant les forces en fonction de la position du mobile et des courants d'alimentation des phases peuvent être déterminées à partir d'essais pratiques.

La notion de surfaces de réponses peut être étendue pour la réalisation d'autres types de couplages entre les différentes équations décrivant le fonctionnement de l'actionneur, comme par exemple des surfaces de réponses d'inductances pour le couplage avec les équations électriques.

Ensuite, un calcul évolutif pourra, être utilisé pour l'élaboration de commandes en lignes à partir d'un stockage d'informations permettant une évolution de la commande en fonction de certaines variations. Il est également possible d'envisager de développer des commandes en boucle fermée utilisant l'effet réductant de l'actionneur comme indicateur de position afin de s'affranchir des problèmes de positionnement provoqués par le frottement sec.

Les modèles, et les stratégies de commandes élaborées pourront être implémentées sur le banc d'essai réalisé qui offre une grande souplesse d'utilisation ainsi qu'une évolution facile apportée par une partie commande réalisée sous forme logicielle.

Par ailleurs, l'étude magnétodynamique d'actionneurs linéaires plus véloces avec prise en compte des courants de Foucault ainsi que l'implantation du calcul de force à partir de la dérivée du jacobien local, en post-traitement sur des résultats éléments finis nous semblent être des points particulièrement intéressants à développer.

Et c'est dans ce sens que nous envisageons de poursuivre nos travaux de recherche.

BIBLIOGRAPHIE

BIBLIOGRAPHIE

- [Abignoli 91 a] ABIGNOLI M.
"Evaluation du comportement dynamique d'un actionneur incrémental à partir des seules caractéristiques externes de la charge et du moteur", Revue Générale d'Electricité, N°6, pp.51-53. 1991.
- [Abignoli 91 b] ABIGNOLI M. et GOELDEL C.
"Moteurs pas à pas", Techniques de l'ingénieurs, traité Génie Electrique, D3690, pp.1-20, 1991.
- [Allègre 98] ALLEGRE J.M.
"Caractérisation électromécanique des actionneurs électriques à aimants permanents", Thèse de Docteur en Sciences, Université de Paris XI, Orsay, 21 Janvier 1998.
- [Ben Amor 00] BEN AMOR A., BEN SALAH B., BEN HADJ BRAIEK E. et BENREJEB M.
"Identification paramétrique expérimentale d'un moteur pas à pas linéaire", CIFA 2000, Première Conférence Internationale Francophone d'Automatique, Lille 2000.
- [Ben Amor 99] BEN AMOR A.
"Sur la conception, la réalisation et l'optimisation des performances d'un ensemble convertisseur-moteur pas à pas linéaire tubulaire", Thèse de Doctorat, Ecole Nationale d'Ingénieurs de Tunis, 1999.
- [Ben Saad 01] BEN SAAD K.
"Sur une méthode de commande pour l'amélioration du mouvement incrémental des moteurs pas à pas à aimants permanents", Journées Scientifiques JS2001, Ecole de l'Aviation de Borj El Amri 2001.
- [Ben Salah 02 a] BEN SALAH B. and BENREJEB M.
"A digital control for improving the position resolution of variable reluctance stepping motors", IEEE SMC 02, IEEE International Conference on Systems and Man Cybernetics, Hammamet 2002.
- [Ben Salah 02b] BEN SALAH B. et BEN SAAD K.
"Sur une approche de lissage du mouvement incrémental des moteurs pas à pas linéaires", GEI'2002, Deuxièmes Journées Scientifiques des Jeunes Chercheurs en Génie Electrique et Informatique, Hammamet 2002.

- [Ben Salah 99] BEN SALAH B., EL AMRAOUI L., BENREJEB M., BROCHET P.
"Sur l'amélioration de la précision de positionnement des moteurs pas à pas à charge non fluctuante", Revue : Les Annales Maghrébines de l'Ingénieur, vol.13, N°2, 1999.
- [Ben Salah 97] BEN SALAH B.
"Développement de méthodes de commande numérique pour l'amélioration de la résolution angulaire et des performances des moteurs pas à pas", Thèse de Doctorat, Ecole Nationale d'Ingénieurs de Tunis, 1997.
- [Bianchi 01] BIANCHI N., BOLOGNANI S. and TONEL F.
"Design considerations for a tubular linear PM Servo-Motor", EPE Journal, vol.11, N°3, August 2001.
- [Binns 92] BINNS K.J., Lawrenson P.J., Towbridge C.W.
"The analytical and numerical solution of electric and magnetic fields", Edition British Library Cataloguing in Publication Data, England 1992.
- [Bolo pion 84] BOLOPION A.
"Etude critique de modèles du moteur linéaire à induction", Thèse de Docteur d'Etat es-Sciences, Université scientifique et médicale de Grenoble, 1984.
- [Brisset 01] BRISSET S., GILLON F., VIVIER S. and BROCHET P.
"Optimization with experimental design : an approach using Taguchi's methodology and finite element simulations", IEEE Transactions on Magnetics, vol.37, N°5, september 2001.
- [Brisset 95] BRISSET S.
"Outil et méthodologie pour la conception des moteurs à réluctance variable à double saillance", Thèse de Doctorat, Université des Sciences et Technologies de Lille, 1995.
- [Bruniaux 88] BRUNIAUX P.
"Contribution à la modélisation non linéaire, à l'identification et à la commande en boucle ouverte des moteurs pas à pas hybrides", Thèse de Doctorat, Université des Sciences et Techniques de Lille, 1988.
- [Bülent Ertan 99] BÜLENT ERTAN H.
"Precision of torque and inductance displacement characteristics of asymmetrically slotted variable reluctance motor using a simplified model for numerical field solution", IEEE Transactions on Magnetics, vol.35, N°5, september 1999.
- [Coulomb 97] COULOMB J.L.
"About sensitivity Analysis using high order derivative", ICS Newsletter, vol.4, N°1, March 1997.

-
- [Coulomb 83] COULOMB J.L.
"A methodology for the determination of global electromechanical quantities from a finite element analysis and its application to the evolution of magnetic forces, torques and stiffness", IEEE Transactions on Magnetics, vol.19, N°6, November 1983.
- [Crivii 97] CRIVII M., JUFER M.
"Two phase SR Motor modeling using a finite element method coupled with the driver", EME'97, pp.3596-3601, 1997.
- [De La Morinais 90] DE LA MORINAIS G.C.
"Contribution à la modélisation des phénomènes magnétodynamiques en trois dimensions", Thèse de Doctorat, Institut Polytechnique de Grenoble, 1990.
- [Delforge 95] DELEFORGE C.
"Modélisation d'un actionneur synchrone et de sa commande vectorielle par réseaux de perméances", Thèse de Doctorat, Université de Sciences et Technologies de Lille, 1995.
- [Desesquelles 88] DESESQUELLES P.F.
"Etude paramétrique des performances intrinsèques des machines multientrefere à réluctance et aimants alternés", Thèse de Docteur-ès Sciences, Université de Paris VI, 1988.
- [Droesbeke 97] DROESBEKE J.J., FIE J.F., SAPORTA G.
"Plans d'expériences-Application à l'entreprise", Edition Technip, Paris 1997.
- [Eastham 02] EASTHAM J.F., PROFUMO F., TENEONI A., GIANALIO G.
"Linear drive in industrial application: state of the art and open problems", ICEM02, 15th International Conference on Electrical Machines, Bruges 2002.
- [Eastham 92] EASTHAM J.F., AKMESE R., RODGER D., HILL- COTTINGHAM R.J.
"Prediction of thrust force in tubular induction machines", IEEE Transaction on magnetics, vol. 28, N°2, March 1992.
- [El Amraoui 02 a] EL AMRAOUI L., GILLON F., VIVIER S., BROCHET P., BENREJEB M.
"Optimal design and experimental tests of linear tubular switched reluctance machine", IEEE SMC 02, IEEE International Conference on Systems and Man Cybernetics, Hammamet 2002.
- [El Amraoui 02 b] EL AMRAOUI L., GILLON F., BROCHET P., BENREJEB M.
"Performance estimation of linear tubular actuators" MAGLEV'2002, The 17th International Conference on Magnetically Levitated Systems and Linear Drives, Lausanne 2002.
-

- [El Amraoui 02 c] EL AMRAOUI L., GILLON F., CASTELAIN A., BROCHET P., BENREJEB M.
"Experimental validation of a linear tubular actuator design", 15th International Conference on Electrical Machines ICEM02, Bruges 2002.
- [El Amraoui 02 d] EL AMRAOUI L., GILLON F., BROCHET P., BENREJEB M.
"Exploitation de la méthode des éléments finis pour un positionnement en micropas d'un moteur pas à pas linéaire tubulaire", CIFA'2002, Conférence Internationale Francophone d'Automatique, Nantes 2002.
- [El Amraoui 02 e] EL AMRAOUI L., GILLON F., BROCHET P., BENREJEB M.
"Influence du taux de distorsion du maillage sur le calcul de force d'un vérin électrique", Deuxième Conférence Internationale JTEA'02, tome 3, pp. 194-201, Sousse 2002.
- [El Amraoui 02 f] EL AMRAOUI L., GILLON F., BROCHET P., BENREJEB M.
"Méthodes de calcul par éléments finis de la force de poussée dans un vérin électrique", GEI'2002, Deuxièmes Journées Scientifiques des Jeunes Chercheurs en Génie Electrique et Informatique, Hammamet 2002.
- [El Amraoui 01 a] EL AMRAOUI L., GILLON F., BROCHET P., BENREJEB M.
"Design of a linear tubular step motor", Electromotion'01, 4th International Symposium on Advanced Electromechanical Motion Systems, vol. 1, pp. 223-228, Bologna 2001.
- [El Amraoui 01 b] EL AMRAOUI L., GILLON F., BROCHET P., BENREJEB M.
"Modeling of linear tubular step motor", SSD'01, Smart Systems and Devices, pp. 153-157, Hammamet 2001.
- [El Amraoui 00] EL AMRAOUI L., BEN SALAH B., BEN AMOR A., BENREJEB M.
"On implementation of a vectorial control system for a step motor", SPEEDAM2000, Symposium on Power Electronics, Electrical Drives, Automation & Motion, pp. BB17-12, Isha 2000.
- [El Amraoui 98 a] EL AMRAOUI L., BEN AMOR A., BEN SALAH B.
"Etude et réalisation d'une commande à pas fragmentés de moteurs pas à pas à aimant", Revue : Les Annales Maghrébines de l'Ingénieur, vol. 12, N° Hors série, tome1, pp. 133-137, 1998.
- [El Amraoui 98 b] EL AMRAOUI L.
"Sur le positionnement en micropas de moteurs pas à pas en charge". Mémoire de D.E.A., Ecole Nationale d'Ingénieurs de Tunis, 1998.

-
- [Faucher 81] FAUCHER J.
"Contribution à l'étude des machines à réductance variable à commutation électronique", Thèse de Docteur-ès Sciences Physique, Institut National Polytechnique de Toulouse, 1981.
- [Favre 00] FAVRE E., BRUNNER C. et PIAGET D.
"Principe et application des moteurs linéaires", L'Automatisme, N°9, pp.48-56, Mars-Avril 2000.
- [Favre 99] FAVRE E., BRUNNER C. et PIAGET D.
"Les entraînements linéaires directs", Conférence sur la Conversion Electromécanique Directe, pp.31-40, ENS Cachan , février 1999.
- [François 00] FRANCOIS B., KESTELYN X. and HAUTIER J.P.
"A torque estimator for a switched reluctance motor using an orthogonal neural network", SPEEDAM2000, Symposium on Power Electronics, Electrical Drives, Automation & Motion, BB1 pp. 23-28, Ishia 2000.
- [Gieras 02] GIERAS J.F. and WING M.
"Permanent magnet motor technology, design and applications", Edition Marcel Dekker, United States of America 2002.
- [Gillon 97] GILLON F.
"Modélisation et optimisation par plans d'expériences d'un moteur à commutations électroniques", Thèse de Doctorat, Université des Sciences et Technologies de Lille, 1997.
- [Gillon 96] GILLON F., BROCHET P.
"Taking into account some three-dimensional effects in the modeling of a brushless permanent-magnet motor", ELECTRIMACS'96, 5th International Conference, Modelling and Simulation of ELECTRIC MACHINES Converters and Systems, p.639, Saint-Nazaire 1996.
- [Gitosusastro 88] GITOSUSASTRO M.S.
"Analyse de sensibilité et optimisation par rapport aux paramètres de construction dans des systèmes électromagnétiques", Thèse de Doctorat, Institut National Polytechnique de Grenoble, 1988.
- [Goupy 99] GOUPY J.
"Plans d'expériences pour surfaces de réponse", Edition Dunod, Liège 1999.
- [Goupy 96] GOUPY J.
"La méthode des plans d'expériences : optimisation du choix des essais et de l'interprétation des résultats", Edition Dunod, Paris 1996.
-

- [Grellet 97] GRELLET G. et CLERC G.
"Actionneurs Electriques, principe / modèle / commande", Edition Eyrolles, Paris 1997.
- [Grenier 01] GRENIER D., LABRIQUE F., BUYSE H. et MATAGNE E.
"Electromécanique - Convertisseurs d'énergie et actionneurs", Edition Dunod, Paris 2001.
- [Hammond 86] HAMMOND P.
"Energy methods in electromagnetism", Edition Clarendon Press, Oxford 1986.
- [Hans 91] HANS T., FILIPPINI J. et GUYENOT P.
"Asservissements numériques, éléments de cours-applications", Edition Eyrolles-France 1991.
- [Haoura 98] HAOUARA I.
"Contribution à l'étude, la modélisation et l'optimisation d'une structure de machine à réluctance variable excitée par des aimants permanents", Thèse de Doctorat, Université des Sciences et Technologies de Lille, 1998.
- [Hecquet 95] HECQUET M.
"Contribution à la modélisation des systèmes électrotechniques par la méthode des schémas équivalents magnétiques. Application à l'alternateur automobile", Thèse de Doctorat, Université des Sciences et Technologies de Lille, 1995.
- [Hoang 02] HOANG E., AMARA Y., LECRIVAIN M., GABSI M.
"Machine synchrone à aimants permanents structure à commutation et à concentration de flux principes et résultats expérimentaux", EF'2002, Electrotechnique du Futur, pp.177-181, Nancy 2000.
- [Hu 02] HU G.
"Analysis of eddy currents in a permanent magnet tubular slotless motor housing du to motion", ICEM02, 15th International Conference on Electrical Machines, Bruges 2002.
- [Imhoff 89] IMHOFF J.F.
"Modélisation magnétique et mécanique des machines électriques par la méthode des éléments finis", Thèse de Doctorat, Institut National Polytechnique de Grenoble, 1989.
- [Jufer 95] JUFER M.
"Electromécaniques". Presses Polytechniques et Universitaires Romandes, Lausanne 1995.

-
- [Kant 89] KANT M.
"Les actionneurs électriques pas à pas", Edition Hermès, Paris, 1989.
- [Kauffman 92] KAUFFMAN J. M.
"Les petits moteurs – évolution et perspectives", 7ème Colloque International sur les Moteurs Pas à Pas, pp. 1-12, Nancy, 1992.
- [Khan 92] KHAN S.H. and IVANOV A.A.
"Method of calculation of magnetic fields and static characteristics of linear step motors for control and drives of nuclear reactors", IEEE Transactions on Magnetics, vol.28, N°5, September 1992.
- [Khidiri 86] KHIDIRI J.
"Alimentation et commande d'un actionneur linéaire triphasé à flux transversal", Thèse de Docteur Ingénieur, Université des Sciences et Techniques de Lille Flandres-Artois, 1986.
- [Lacroux 89] LACROUX G.
"Les aimants permanents", Edition Tec & doc- Lavoisier, Paris 1989.
- [Laforie 74] LAFORIE P., CALMESNIL W. et MALOIGNE P.
"Moteurs pas à pas linéaires à réluctance variable de petite puissance", Revue Générale d'Electricité, Tome 83, N°4, pp.220-225, Avril 1974.
- [Landau 88] LANDAU I.D.
"Identification et commande des systèmes", Edition Hermes, 1988.
- [Lee 00] LEE B.S., BAE H.K., VIJAYRAGHAVAN P. and KRISHNAN R.
"Design of a linear switched reluctance machine", IEEE Transactions on Industry Applications, vol.36, N°6, November-December 2000.
- [Li 94] LI J. and JUFER M.
"Modeling and dynamical simulation of switched reluctance motors including iron losses", ICEM94, 11th International Conference on Electrical Machines, Vol.3, pp.415-419, Paris 1994.
- [Liwschitz 67] LIWSCHITZ M. et MARET L.
"Calcul des machines électriques", Tome 1, Edition SPES Lausanne - Dunod Paris, 1967.
- [Lucidarme 93] LUCIDARME J., AMOURI A. and POLOUJADOFF M.
"Optimum design of longitudinal field variable reluctance motors-Application to a high performance actuator", IEEE Transactions on Energy Conversion, vol.8, N°3, pp. 375-361, 1993.

- [MacFee 88] MCFEE S., WEBB J.P. and LOWTHER D.A.
"A tunable volume integration formulation for force calculation", IEEE Transactions on Magnetics, Vol.24, N°1, January 1988.
- [Mailfert 86] MAILFERT A.
"Machines à réductance variable", Techniques de l'Ingénieur, Traité Génie Electrique, D550, 1986.
- [Marinescu 88] MARINESCU M. and MARINESCU N.
"Numerical computation of torques in permanent magnet motors by Maxwell stress and energy method", IEEE Transactions on Magnetics, vol.24, N°1,1988.
- [Marroco 90] MARROCO A., HECHT F.
"A finite element simulation of an alternator connected to an non-linear external circuit ", IEEE Transactions on Magnetics, vol.26, N°.2, March 1990.
- [Meunier 88] MEUNIER G., SHEN D., COULOMB J.L.
"Modelisation of 2D Axisymmetric magnetodynamic domain by the finite element method", IEEE Transactions on magnetics, vol. 24, N°1, January 1988.
- [Meunier 81] MEUNIER G.
"Application de la méthode des éléments finis à la modélisation des micromoteurs", Thèse de Docteur-Ingénieur, Institut National Polytechnique de Grenoble, 1981.
- [Miller 89] MILLER T.J.E.
"Brushless Permanent Magnet and Reluctance Motor Drives", Oxford Science Publications, 1989.
- [Minoux 83] MINOUX M.
"Programmation mathématique, théorie et algorithmes", Tome 1, Edition Dunod, Paris 1983.
- [Müller 90] MÜLLER W.
"Comparison of different methods of force calculation", IEEE transactions on Magnetics, vol.24, N°2, 1990.
- [Multon 94] MULTON B.
"Conception et alimentation électronique des machines à réductance variable à double saillance", Thèse de Docteur de Troisième Cycle, Ecole Normale Supérieure de Cachan, 1994.
- [Nathan 92] NATHAN I., JOAO P.A.B.
"Electromagnetics and calculation of fields", Springer-Verlag, New York, 1992.

-
- [Paroz 92] PAROZ C.
"Commande incrémentale à fréquence fixe et à avance variable", 7^{ème} Colloque International sur les Moteurs Pas à Pas, pp. 95-102, Nancy 1992.
- [Pillet 94] PILLET M.
"Introduction aux plans d'expériences par la méthode Taguchi", les Editions d'Organisation Université, Paris 1994.
- [Ratnajeevan 88] RATNAJEEVAN S., HOOLE H., JAYKUMARAN S., RATNASUNEERAN N and HOOLE G.
"Flux density and energy perturbations in adaptative finite element mesh generation", IEEE Transactions on Magnetics, vol. 24, N°1, January 1988.
- [Reece 00] REECE A.B.J. and PRESTON T.W.
"Finite Element Method in Electrical Power Engineering" Edition Oxford University, Press 2000.
- [Roisse 98] ROISSE H.
"Contribution à la modélisation des systèmes électrotechniques par la méthode des réseaux de perméances couplés. Application aux machines synchrones à aimants permanents", Thèse de Doctorat, Université de Sciences et Technologie de Lille, 1998.
- [Sabonnadière 93] SABONNADIÈRE J.C.
"Conception Assistée par Ordinateur (CAO) en Génie Electrique. Méthodes et Techniques", Techniques de l'Ingénieur, Traité Génie Electrique, D3585, pp. 1-20, 1993.
- [Sadowski 93] SADOWSKI N.
"Modélisation des machines électriques à partir de la résolution des équations du champ et tenant compte du mouvement et du circuit d'alimentation", Thèse de Doctorat, Toulouse, 1993.
- [Sahraoui 93] SAHRAOUI H., BOUCHERIT M.S. et ZEBROWSKI L.
"Etude de l'influence du type d'alimentation sur le comportement dynamique d'un moteur pas à pas à réluctance variable", Proceedings of the Maghreb Conference on Automatics and Industrial Electronics, pp. 258-267, Algeria 1993.
- [Sauvey 00] SAUVEY C.
"Contribution méthodologique à la modélisation pour le dimensionnement de moteurs à réluctance variable", Thèse de Doctorat, Institut National Polytechnique de Grenoble, 2000.

- [Schoorens 82] SCHOORENS H.
"Contribution à l'étude analytique approchée des machines à réluctance variable, notamment de celles à configuration axisymétrique. Application aux actionneurs linéaires". Thèse de Docteur-ès Sciences Physiques, Université des Sciences et Technologie de Lille, 1982.
- [Schimmerling 98] SCHIMMERLING P., SISSON J.C., ZAÏDI A.
"Pratique des plans d'expériences", Edition Technique & Documentation, Paris 1998.
- [Seguier 96] SEGUIER G., NOTELET F.
"Electrotechnique industrielle", Edition Tech & Doc, Paris 1996.
- [Sofiane 01] SOFIANE Y.
"Contribution à l'étude et à la modélisation d'un moteur à réluctance variable à double saillance de type pas à pas", Thèse de Doctorat, Université des Sciences et Technologies de Lille, 2001.
- [Spinnler 97] SPINNLER G.
"Conception des machines : principe et application", Tome 1, Edition Presses Polytechniques et Universitaires Romandes, Lausanne 1997.
- [Vivier 02] VIVIER S.
"Stratégies d'optimisation par la méthode des plans d'expériences et application aux dispositifs électrotechniques modélisés par éléments finis", Thèse de Doctorat, Université des Sciences et Technologies de Lille, 2002.
- [Vivier 01 a] VIVIER S., GILLON F., HECQUET M. and BROCHET P.
"Optimization techniques derived from experimental design method and their application to the design of brushless direct current motor" ; IEEE Transactions on Magnetism, vol. 37, N°5, September 2001.
- [Vivier 01 b] VIVIER S., GILLON F., HECQUET M. and BROCHET P.
"A design optimization manager", 13th Compumag Conference on the Computation of Electromagnetic Fields, Vol.2, pp.228-229, Evian 2001.
- [Wang 98] WANG R. and GIERAS J.F.
"Analysis of characteristics of permanent magnet hybrid linear stepping motor", ICEM98, 13th International Conference on Electrical Machines, vol. 2, pp.833-838, Istanbul 1998.
- [Wurtz 92] WURTZ F.
"Une nouvelle approche pour la conception sous contraintes de machines électriques", Thèse de Doctorat, Institut National Polytechnique de Grenoble, 1992.

[Yoshida 96]

YOSHIDA K., TAKAMI H. and SHI L.

"Decoupled-Control of levitation and propulsion in underwater LM car ME02",
Electrimacs'96, ELECTRIMACS'96, 5th International Conference, modelling and
simulation of ELECTRIC Machines Converters and Systems, pp.203-209, Saint-
Nazaire 1996.

